THIRTEENTH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES, DRIVES AND POWER SYSTEMS

Supported by IEEE Bulgaria Section

VDE



PROCEEDINGS

October 2011
Varna, BULGARIA

THIRTEENTH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES, DRIVES AND POWER SYSTEMS

ELMA 2011

21-22 October 2011, Varna, Bulgaria

PROCEEDINGS

Organized by:
Union of Electronics, Electrical Engineering and Telecommunications (CEEC)
Technical University of Varna
FNTS

Supported by:
VDE
IEEE Bulgaria section

Under the patronage of the Rector of the Technical University of Varna

In cooperation with:
Technical University of Gabrovo
University of Rousse "A. Kanchev"
University of Mining and Geology "St. Iv. Rilski" - Sofia

XIII International Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems

ELMA 2011

October 2011, Varna, Bulgaria

Proceedings

Printed by Technical University of Varna

ISSN 1313-4965

These Proceedings are reviewed by members of the Program Committee

Disclaimer: The authors are fully responsible for respecting the authors' rights, industrial and patent properties.

ELMA 2011 is supported also by:

- *ELDOMINVEST*
- *SPARKY ELTOS*
- *HYUNDAY HEAVY INDUSTRIES*
- *TECHNOCOMMERCE ENGINEERING*
- *ZAVN DOBRICH*
- *ELPROM IEP*
- *MMOTORS ETROPOLE*
- *CENTRALNA ENERGOREMONTNA BAZA*
- *EURO ENGINEERING – HRISTOMIR NIKOLAEV”*
- *INOVATICS*
- *DENI EN K*
- *VALEKS*
- *NTS VARNA*
- *ELMOT VELIKO TARNOVO*
- *NTS PLOVDIV*

STEERING COMMITTEE

CONFERENCE CHAIRMEN

Bohos APRAHAMIAN, Technical University - Varna
Ivan VASSILEV, CEEC
Yuliy Stafunski, VTP-TUV Ltd.

ORGANIZING COMMITTEE

Chairmen:
Maria MARINOVA

Secretariat:
Marinela YORDANOVA
Marin MARINOV
Hristofor TAHRILOV
Margreta VASSILEVA
Borislav DIMITROV
Plamen PARUSHEV
Mediha HAMZA

PROGRAM COMMITTEE

Nikola ACEVSKI – University “St. Kliment Ohridski” – Bitola, Macedonia
Slavoljub ALEKSIC – University of Nis, Serbia
Vesna ANGELEVSKA – University “St. Kliment Ohridski” – Bitola, Macedonia
Kondyo ANDONOV – Russe University-Russe, Bulgaria
Rumen ATANASOV – BASSEL, Bulgaria
Stefan BARUDOV – Technical University-Varna, Bulgaria
Viktor BESPALOV – Technical University – Moscow, Russia
Gancho BOJILOV – CEEC, Bulgaria
Stanislaw BOLKOWSKY – SEP, Warsaw, Poland
Milan CHUNDEV – University “Sts. Cyril & Methodius”, Skopie, Macedonia
Dimitar DIMITROV – CEEC, Bulgaria
Lyubomir DIMITROV – Technical University-Varna, Bulgaria
Nikolay DJAGAROV – Technical University-Varna, Bulgaria
Gerhard DREGER – VDE – Frankfurt, Germany
Pancho DUNDAROV – CEEC, Bulgaria
Krum GERASIMOV – Technical University-Varna, Bulgaria
Vasil GOSPODINOV – Technical University-Sofia, Bulgaria
Nikola MIHAYLOV – Russe University-Russe, Bulgaria
Bojidar MILANOV – Elprom ZEM, Bulgaria
Ivan MILEV – University of Mining and Geology "St. Iv. Rilski"-Sofia, Bulgaria
Krste NAJDENKOSKI - University “Sts. Cyril & Methodius”, Skopie, Macedonia

Lidiya PETKOVSKA – University “Sts. Cyril & Methodius”, Skopie, Macedonia
Viktor PETROUSHIN – Odessa Polytechnic Institute, Ukraine
Ioan POPA – University of Craiova, Romania
Viktor POPOV – St. Petersburg State Polytechnical University, Russia
Encho POPOV – CEEC, Bulgaria
Goran RAFAJLOVSKI - University “Sts. Cyril & Methodius”, Skopie, Macedonia
Dimitar RUSEV – FNTS, Bulgaria
Wolfgang SCHROPPEL – Technical University of Chemnitz, Germany
Sergey SHIRINSKY– Technical University – Moscow, Russia
Emil SOKOLOV – CEEC, Bulgaria
Blagoj STEFANOVSKI – University “St. Kliment Ohridski” – Bitola, Macedonia
Stefan TABAKOV – CEEC, Bulgaria
Georgi TODOROV – CEEC, Bulgaria
Nikola TRIFONOV – CEEC, Bulgaria
Tsancho TSANEV – NTSEB, Bulgaria
Plamen VACHKOV – FNTS, Bulgaria
Pencho VLADIMIROV – Technical University-Gabrovo, Bulgaria
Ivan YACHEV – Technical University-Sofia, Bulgaria
Valeriy ZABOIN – St. Petersburg State Polytechnical University, Russia

CONTENTS

36 YEARS ELMA – 13 SUCCESSFUL CONFERENCES
Pancho Dundarov 7

NANOTECHNOLOGY AND NANO-MATERIALS USED IN THE RENEWABLE ENERGY SOURCES
Georgi Mladenov 9

STUDY THE INFLUENCE OF VARIOUS TYPES OF WINDINGS ON OVERVOLTAGES IN THE ASYNCHRONOUS MOTORS FED BY FREQUENCY CONVERTERS
Mohand-Tahar BELASSEL 17

MODELING OF THERMAL PROCESSES IN POWER TRANSFORMERS
Velichka Boteva, Yordan Botev 23

IMPACT OF OVERLOADS OF THE REMAINING LIFETIME OF TRANSFORMERS
Lubomir Dimitrov, Todor Penev 28

MAGNETIC FIELD OF LARGE SYNCHRONOUS GENERATORS/MOTORS
Emil Sokolov 34

DIFFERENT APPROACHES TO ANALYSE THE TRANSIENT PROCESS OF ENERGIZING A THREE-PHASE TRANSFORMER
Georgi Todorov, Gancho Bozhilov, Kalin Blagoev 39

COMPARATIVE STUDY OF INDUCTION MOTORS WITH DIFFERENT STATOR WINDINGS FOR FREQUENCY CONTROLLED DRIVES OF EXCAVATOR AND RESEARCH OF TRANSIENT PROCESSES
V. Bespalov, Y. Kachalina, S. Dyagileva 45

CALCULATION OF RELUCTANCE MACHINE TORQUE WITH THE ASSUMPTION OF SATURATION
Vladimir Bal, Tan Thun Aung 47

OPPORTUNITIES FOR IMPROVING THE COOLING SYSTEMS OF ELECTRIC MACHINES
Ann Tsynaeva, Ekaterina Tsynaeva, Evgeniy Shkolin 51

COMPARATIVE RESEARCH INTO THE COMMUTATION PROCESSES IN A DISCRETE ALTERNATING STEP-VOLTAGE REGULATOR
Emil Barudov, Emil Panov, Stefan Barudov 55

EXPERIMENTAL STUDY OF HIGH-VOLTAGE DISCHARGE IN LIQUID MEDIUM
Milena Ivanova, Stefan Barudov, Rositsa Dimitrova 61

NEW DEVELOPMENTS OF THE ELECTRICAL MACHINES IN RUSSIAN FEDERATION
V. Bespalov 65

FPGA STEREO VISION SENSOR AND DETECTION FILTER FOR OBJECT RECOGNITION
Rosen Spirov 74

ELECTRIC EQUIPMENT OF MINE BATTERY LOCOMOTIVES AM8 AND AM8D
Mento Menteshev, Ivan Stoilov, Kiril Dzhustrov 80

STUDY OF INSULATION CURRENT FLOW AND STATOR WINDING HIPOT TESTING
Natasa Mojsoska, Toni Paspalovski 86

ADAPTIVE CONTROL OF INDUCTION MOTOR DRIVE
N. Djagarov, D. Dimitrov, J. Grozdev, M. Bonev 91

CHARACTERIZATION AND PERFORMANCE ANALYSIS OF A SENSORLESS INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR CONTROLLED BY AN ARTIFICIAL NEURAL NETWORK BASED ALGORITHM
Ahmed Mortuza Saleque, S.M. Ferdous, Mohd. Sadeed Al Hossain, Taisir Shahid, SyedMustafa Khelat Bari, Md. Nayeemul Hasan 97

A SURFACE ELECTROMYOGRAM (SEMG) SIGNAL GUIDED CONTROL SYSTEM OF AN AUTOMATED WHEEL CHAIR FOR DISABLED USING NECK MUSCLE MOVEMENTS
S.M.Ferdous, Taslim Reza, Md. Nayeemul Hasan, Ahmed Al Mansur, Kazi Firoz Ahmed, A.Z.M.Shahriar Muttalib *109*

AN ARTIFICIAL NEURAL NETWORK BASED FLUX ESTIMATOR FOR SENSORLESS FIELD ORIENTED CONTROL OF INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR
Ahmed Mortuza Saleque, S.M. Ferdous, Mohd. Sadeed Al Hossain, Md. Masoom Chowdhury, Taisir Shahid *115*

AUTOMATED METHODOLOGY FOR OBTAINING COMPONENT VALUES INCLUDED IN PASSIVE CONVERTER CIRCUIT WITH IMPROVED PARAMETERS USED IN WIND TURBINE GENERATORS
Plamen Yankov, Angel Marinov, Emilian Bekov, Antim Yordanov *122*

PROBLEMS IN THE DESIGN AND OPERATION OF LIGHTNING PROTECTION FOR WIND TURBINES
Lubomir Dimitrov, Stefka Kanturska *126*

ADVANTAGES, DISADVANTAGES AND CLASSIFICATION OF THE WAVE ENERGY CONVERTORS
Varban Milkov *132*

NATURAL TESTING OF A WAVE ENERGY CONVERTOR OF TYPE 'POINT ABSORBER'
Varban Milkov, Peycho Tomov *138*

FUEL CELL AND PHOTOVOLTAIC MODULE EFFICIENCY ANALYSES
Emilian Bekov, Angel Marinov, Plamen Yankov, Radko Stoyanov *144*

TRANSIENT ANALYSIS IN AN ELECTRICAL RESISTANCE GLASS MELTING POT FURNACE
Nadejda Tsvetkova, Hristofor Tahrilov *148*

CUTTING OF THIN SHEET ELECTRIC STEEL FOR ELECTRICAL MACHINES WITH FIBER LASER
Lubomir Lazov, Hristina Deneva *152*

INVESTIGATIONS OF PHASE THICKNESS DEVIATIONS' INFLUENCE ON PROPERTIES OF ANTIREFLECTION COATINGS FOR THE NEAR IR REGION
Berkant S. Gyoch *155*

METHOD FOR ASSEMBLING OF POWER LEDS IN LIGHTING EQUIPMENT
Petko Mashkov *160*

NON-CONTACT TEMPERATURE MEASUREMENTS DURING THERMAL PROCESSES
Petko Mashkov, Tamara Pencheva, Berkant Gyoch *165*

ENERGYSAVING ELECTRICAL ARC WELDING INSTALLATION WITH TV-CONTROL OF HEAT INPUT QUANTITY
D. Vaits, V. Spivak, G. Vlasuk, T. Bogdan *172*

INVESTIGATION OF PARALLEL CONNECTED CONVERTERS WITH POWER FACTOR CORRECTION
Petar Goranov, Hristo Antchev, Vanjo Gourgoulitsov *176*

ТЕОРИЯ НАГРЕВА МНОГОЗВЕННЫХ ТОКОНЕСУЩИХ ШИН ПРИМЕНИТЕЛЬНО К ЗАДАЧАМ ДИАГНОСТИКИ КОНТАКТОВ
М. Сухичев, В. Титков, А. Таджибаев *182*

SUMMARY APPROACH FOR DESIGNING RESONANT INVERTERS WITH COMPLEX LOAD
Nikola Gradinarov, Nikolay Hinov, Dimitar Arnaudov, George Kraev *185*

THERMAL DESIGN DEVELOPING FOR STEAM POWER PLANTS BY USING CONCENTRATING SOLAR POWER(CSP)TECHNOLOGIES
Fawaz Sultan Abdullah *190*

PROTECTION AGAINST LIGHTNING – EVALUATION AND MANAGEMENT OF RISK
Hristomir Ivanov *197*

OPTIMIZING COMPENSATION OF THE REACTIVE LOADS, PERFORMED WITH HELP OF SYNCHRONOUS MOTORS AND CAPACITORS IN POWER SYSTEMS OF POWERFUL INDUSTRIAL PLANTS
R. Kirov, V. Gurov, V. Chikov, N. Makedonski *205*

ABOUT THE POSSIBILITIES FOR ACHIEVEMENT OPTIMUM COMPENSATION FOR THE REACTIVE LOADS IN INDUSTRIAL PLANTS IN MODERN WORKING CONDITIONS FOR POWER SYSTEM
R. Kirov, V. Gurov, V. Chikov, N. Makedonski *211*

A CALCULATION OF STEADY-STATE CONDITION OF COMPACT-COMBINED POWER TRANSMISSION LINE USING PHASE-COORDINATE METHOD
A. Vedernikov, V. Goldstein, N. Podshivalova, E. Shishkov *215*

THE USE OF INFORMATION-ANALYTICAL SYSTEMS FOR THE MODE CONTROL OF ELECTRIC POWER SYSTEMS INTELLECTUALIZATION TASKS
V. Goldstein, I.Kosorlukov, Y.Kubarkov, A.Rigalov *222*

DESIGN AND SIMULATION OF AN INTEGRATED CONSTANT VOLTAGE BASED PERTURB & OBSERVE ALGORITHM FOR RAPID MPPT DETECTION OF A PHOTOVOLTAIC PANEL USING BUCK-BOOST CONVERTER
Ahmed Al Mansur, S.M. Ferdous, Mohammad Rokonuzzaman, Muhammad Towhidur Rahman, Md. Ashraful Hoque *227*

DETERMINATION OF THREE-PHASE TRANSFORMER REACTANCES WITH 3D FINITE ELEMENT METHOD
Mihail Digalovski, Lidija Petkovska, Krste Najdenkoski *234*

A COST BENEFIT ANALYSIS OF INTRODUCTION AND PRACTICAL IMPLEMENTATION OF SUPER CONDUCTING FAULT CURRENT LIMITER IN THAMES WATER LTD. (UK)
A.Z.M. Shahriar Muttlaib, S.M.Ferdous, Khondaker Niaz Murshed, Md. Masoom Chowdhury, Ahmed Mortuza Saleque *239*

SYSTEM FOR RECORDING OF THE POWER QUALITY DISTURBANCES SUPPORTED BY LABVIEW SOFTWARE
Milan Simić, Dragan Živanović, Dragan Denić, Goran Miljković, Dimitar Taskovski, Vladimir Dimcev ... *244*

STEAM-AND-SMOKE DRIVEN MICROTURBINE
Maxim Nikitin *248*

SYSTEMATIZATION, ANALYSIS AND COMPARISON OF DIVERTER SWITCH TYPES FOR HIGH VOLTAGE ON-LOAD TAP CHANGERS DESIGNED AND MANUFACTURED BY HYUNDAI HEAVY INDUSTRIES CO. BULGARIA
Tony Dragomirov, Todor Kokev *252*

ANALYSIS AND DESIGN OF HIGH VOLTAGE ON-LOAD TAP CHANGERS WITH VERTICAL SINGLE-COLUMN PHASE ARRANGEMENT
Tony Dragomirov, Todor Kokev *256*

DIVERTER SWITCHES FOR HIGH VOLTAGE ON-LOAD TAP CHANGERS WITH TWO VACUUM INTERRUPTERS PER PHASE AND SEPARATE SWITCHING OF THE OPERATING AND CIRCULATING CURRENT
Tony Dragomirov, Todor Kokev *260*

A TOOL FOR CUTTING OF COLLECTORS FOR HIGHMOMENT MOTORS
Vassil Kochevski *264*

ELECTROMECHANICAL DIAGNOSTIC MODEL OF A HAND POWER TOOL
Dimitar Spirov, Milko Dochev *267*

DISTURBANCES BY POWER SEMICONDUCTOR RECTIFIERS ON THE GENERATED VOLTAGE OF MARINE GENERATORS
Ginko Georgiev, Petko Petkov *273*

OPPORTUNITIES FOR ENERGY COSTS REDUCING IN THE PRODUCTION OF MANGANESE FERRO ALLOYS
Yavor Lukarski, Stoyan Moynov *277*

METHOD FOR COMPARING THE VIBRATION SIGNAL PARAMETERS OBTAINED AT DIFFERENT STAGES OF THE ELECTRICAL MACHINE OPERATION
Plamen Danailov, Totyo Iliev *282*

APPLICATIONS OF OPTOELECTRONIC DISPLACEMENT SENSOR IN STUDYING THE TRANSITION PROCESSES OF ELECTRICAL MACHINES
Totyo Iliev, Plamen Danailov *285*

STUDY ON ELECTRICAL DURABILITY OF CONTACT BODIES OF ELECTROMAGNETIC CONTACTORS BEARING MULTILAYER WEAR-RESISTANT NANOSTRUCTURED COATINGS
Bohos Aprahamian, Aleksandar Gaydardzhiev *289*

MODELING OF ELECTROMAGNETIC AND THERMAL PROCESSES OF INDUCTION DEVICE FOR VOLUME HEATING OF FERROMAGNETIC DETAILS
Maik Streblau *295*

A STUDY OF AN OZONE GENERATOR POWER SUPPLY SYSTEM
Borislav Dimitrov *299*

AN APPLICATION OF MATLAB FOR DC ELECTROMAGNETIC SYSTEMS' EXPERIMENTAL STUDY
Borislav Dimitrov *305*

A STUDY ON THE APPROACHES FOR INCREASING PROGRAMMABLE LOGIC CONTROLLERS' CAPACITY
Borislav Dimitrov, Hristofor Tahrilov, Pavel Antonov *311*

COMPARATIVE ANALYSIS OF THE IMPACT OF OPERATIVE PARAMETERS ON THE EFFICIENCIES OF A GLASS CERAMIC COOKTOP AND A TRADITIONAL CAST-IRON HEATING PLATE
Yanita Slavova, Marin Marinov *319*

A COMPARATIVE EXPERIMENTAL ANALYSIS - A MODEL FOR STUDYING AN ELECTROMAGNETIC SYSTEM FOR STEEL TUBES' DEMAGNETISATION
Hristofor Tahrilov, Borislav Dimitrov *323*

EVALUATION OF POWER TRANSFORMER'S INSULATION BY MODELING OF COMPLEX OIL-PAPER STRUCTURE
Kolio Tasev, Anton Vassilev *329*

COMPLEX OPTIMIZATION OF THE PARAMETERS OF LOW AND MEDIUM VOLTAGE ELECTRICAL GRID, IN URBAN LOCATIONS, BUILT WITH AERIAL BUNDLED CONDUCTORS
Kolio Tasev, Anton Filipov *335*

FORCE CHARACTERISTICS OF AN ELECTROMAGNETIC ACTUATOR FOR BRAILLE SCREEN
Ivan Yatchev, Krastio Hinov, Vultchan Gueorgiev, Dimitar Karastoyanov, Iosko Balabozov *338*

СЪДЪРЖАНИЕ

36 ГОДИНИ "ЕЛМА" – 13 УСПЕШНИ КОНФЕРЕНЦИИ
Панчо Дундаров 7

НАНОТЕХНОЛОГИИ И НАНОМАТЕРИАЛИ ВЪВ ВЪЗОБНОВЯЕМИТЕ ЕНЕРГИЙНИ ИЗТОЧНИЦИ
Георги Младенов 9

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ ОБМОТОК НА ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯ В АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЯХ, РАБОТАЮЩИХ ОТ ЧАСТОТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ
Mohand-Tahar BELASSEL 17

МОДЕЛИРАНЕ НА ТОПЛИНИ ПРОЦЕСИ В СИЛОВИ ТРАНСФОРМАТОРИ
Величка Ботева, Йордан Ботев 23

ВЛИЯНИЕ НА ПРЕТОВАРВАНЕТО ВЪРХУ ОСТАТЪЧНИЯ ЕКСПЛОАТАЦИОНЕН СРОК НА СИЛОВИТЕ ТРАНСФОРМАТОРИ
Любомир Димитров, Тодор Пенев 28

MAGNETIC FIELD OF LARGE SYNCHRONOUS GENERATORS/MOTORS
Emil Sokolov 34

ПОДХОДИ ПРИ ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПРЕХОДНИЯ ПРОЦЕС НА ВКЛЮЧВАНЕ НА ТРИФАЗЕН ТРАНСФОРМАТОР НА ПРАЗЕН ХОД
Георги Тодоров, Ганчо Божилов, Калин Благоев 39

COMPARATIVE STUDY OF INDUCTION MOTORS WITH DIFFERENT STATOR WINDINGS FOR FREQUENCY CONTROLLED DRIVES OF EXCAVATOR AND RESEARCH OF TRANSIENT PROCESSES
V. Bespalov, Y. Kachalina, S. Dyagileva 45

CALCULATION OF RELUCTANCE MACHINE TORQUE WITH THE ASSUMPTION OF SATURATION
Владимир Баль, Тан Тхун Аунг 47

ВОЗМОЖНОСТЯХ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ ОХЛАЖДЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН
Анна Цынаева, Екатерина Цынаева, Евгений Школин 51

СРАВНИТЕЛНО ИЗСЛЕДВАНЕ НА КОМУТАЦИОННИТЕ ПРОЦЕСИ В АВТОТРАНСФОРМАТОРЕН ДИСКРЕТЕН СТЪПАЛЕН РЕГУЛАТОР НА НАПРЕЖЕНИЕ
Емил Барудов, Емил Панов, Стефан Барудов 55

ЕКСПЕРИМЕНТАЛНО ИЗСЛЕДВАНЕ НА ВИСОКОВОЛТОВ РАЗРЯД В ТЕЧНА СРЕДА
Милена Иванова, Стефан Барудов, Росица Димитрова 61

НОВЫЕ РАЗРАБОТКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН В РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
В. Беспалов 65

FPGA СТЕРЕО ВИДЕО СЕНЗОР И ДЕТЕКТОРЕН ФИЛТЪР ЗА РАЗПОЗНАВАНЕ НА ОБЕКТИ
Росен Спиров 74

ЕЛЕКТРООБЗАВЕЖДАНЕ НА РУДНИЧНИ АКУМУЛАТОРНИ ЛОКОМОТИВИ АМ8 И АМ8Д
Менто Ментешев, Иван Стоилов, Кирил Джустров 80

STUDY OF INSULATION CURRENT FLOW AND STATOR WINDING HIPOT TESTING
Natasa Mojsoska, Toni Paspalovski 86

АДАПТИВНО УПРАВЛЕНИЕ НА АСИНХРОННО ЗАДВИЖВАНЕ
Н. Джагаров, Д.Димитров, Ж.Гроздев, М.Бонев 91

CHARACTERIZATION AND PERFORMANCE ANALYSIS OF A SENSORLESS INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR CONTROLLED BY AN ARTIFICIAL NEURAL NETWORK BASED ALGORITHM
Ahmed Mortuza Saleque, S.M. Ferdous, Mohd. Sadeed Al Hossain, Taisir Shahid, Syed Mustafa Khelat Bari, Md. Nayeemul Hasan 97

A SURFACE ELECTROMYOGRAM (SEMG) SIGNAL GUIDED CONTROL SYSTEM OF AN AUTOMATED WHEEL CHAIR FOR DISABLED USING NECK MUSCLE MOVEMENTS
S.M.Ferdous, Taslim Reza, Md. Nayeemul Hasan, Ahmed Al Mansur, Kazi Firoz Ahmed, A.Z.M.Shahriar Muttalib 109

AN ARTIFICIAL NEURAL NETWORK BASED FLUX ESTIMATOR FOR SENSORLESS FIELD ORIENTED CONTROL OF INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR
Ahmed Mortuza Saleque, S.M. Ferdous, Mohd. Sadeed Al Hossain, Md. Masoom Chowdhury, Taisir Shahid 115

АВТОМАТИЗИРАНА МЕТОДИКА ЗА ПОЛУЧАВАНЕ НА СТОЙНОСТИТЕ НА КОМПОНЕНТИТЕ ЗА ПАСИВЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ С ПОДОБРЕНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗА ВЕТРОГЕНЕРАТОРИ
Пламен Янков, Ангел Маринов, Емилиян Беков, Антим Йорданов 122

ПРОБЛЕМИ ПРИ ПРОЕКТИРАНЕ И ЕКСПЛОАТАЦИЯ НА МЪЛНИЕЗАЩИТНИ УРЕДБИ ЗА ВЕТРОГЕНЕРАТОРИ
Любомир Димитров, Стефка Кантурска 126

ПРЕДИМСТВА, НЕДОСТАТЪЦИ И КЛАСИФИКАЦИЯ НА КОНВЕРТОРИТЕ НА ВЪЛНОВА ЕНЕРГИЯ
Върбан Милков 132

НАТУРНИ ИЗПИТАНИЯ НА ВЪЛНОВ КОНВЕРТОР ТИП 'ТОЧКОВ АБСОРБЕР'
Върбан Милков, Пейчо Томов 138

АНАЛИЗ НА ЕФЕКТИВНОСТТА НА ГОРИВНА КЛЕТКА И ФОТОВОЛТАИЧЕН ПАНЕЛ
Емилиян Беков, Ангел Маринов, Пламен Янков, Радко Стоянов 144

АНАЛИЗ НА ПРЕХОДНИТЕ ПРОЦЕСИ В ТИГЛОВА СЪПРОТИВИТЕЛНА ЕЛЕКТРОПЕЩ ЗА ТОПЕНЕ НА СТЪКЛО
Надежда Цветкова, Христофор Тахрилов 148

РЯЗАНЕ НА SI – ЕЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКА СТОМАНА С FIBER ЛАЗЕР
Любомир Лазов, Христина Денева 152

ВЛИЯНИЕ НА ФАЗОВАТА ДЕБЕЛИНА ВЪРХУ СВОЙСТВАТА НА ПРОСВЕТЛЯВАЩИ ПОКРИТИЯ ЗА БЛИЗКАТА ИЧ СПЕКТРАЛНА ОБЛАСТ
Berkant Gyoch 155

METHOD FOR ASSEMBLING OF POWER LEDS IN LIGHTING EQUIPMENT
Petko Mashkov 160

NON-CONTACT TEMPERATURE MEASUREMENTS DURING THERMAL PROCESSES
Petko Mashkov, Tamara Pencheva, Berkant Gyoch 165

ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩАЯ ЕЛЕКТРОДУГОВАЯ СВАРОЧНАЯ УСТАНОВКА С ТЕЛЕВИЗИОННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ ДОЗИРОВАННОЙ ПОДАЧИ ТЕПЛОВЛОЖЕНИЯ
Д. Вайц, В. Спивак, Г. Власюк, Т. Богдан 172

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПАРАЛЕЛНО СВЪРЗАНИ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ С КОРЕКЦИЯ НА ФАКТОРА НА МОЩНОСТ
Петър Горанов, Христо Анчев, Ваньо Гургулицов 176

ТЕОРИЯ НАГРЕВА МНОГОЗВЕННЫХ ТОКОНЕСУЩИХ ШИН ПРИМЕНИТЕЛЬНО К ЗАДАЧАМ ДИАГНОСТИКИ КОНТАКТОВ
М. Сухичев, В. Титков, А. Таджибаев 182

ОБОБЩЕН ПОДХОД ЗА ПРОЕКТИРАНЕ НА РЕЗОНАНСНИ ИНВЕРТОРИ С КОМПЛЕКСЕН ТОВАР
Никола Градинаров, Николай Хинов, Димитър Арнаудов, Георги Краев 185

THERMAL DESIGN DEVELOPING FOR STEAM POWER PLANTS BY USING CONCENTRATING SOLAR POWER(CSP)TECHNOLOGIES
Fawaz Sultan Abdullah *190*

МЪЛНИЕЗАЩИТА – ОЦЕНКА И УПРАВЛЕНИЕ НА РИСКА ОТ ПОРАЖЕНИЯ НА МЪЛНИИ
Христомир Иванов *197*

ОПТИМИЗИРАНЕ КОМПЕНСАЦИЯТА НА РЕАКТИВНИТЕ ТОВАРИ, ИЗВЪРШВАНА С ПОМОЩА НА СИНХРОННИ ДВИГАТЕЛИ И КОНДЕНЗАТОРНИ БАТЕРИИ В ЕСС НА МОЩНИ ПРОМИШЛЕНИ ОБЕКТИ
Р. Киров, В. Гюров, В. Чиков, Н. Македонски *205*

ОТНОСНО ВЪЗМОЖНОСТИТЕ ЗА ПОСТИГАНЕ НА ОПТИМАЛНА КОМПЕНСАЦИЯ НА РЕАКТИВНИТЕ ТОВАРИ В ПРОМИШЛЕНИ ОБЕКТИ ПРИ СЪВРЕМЕННИТЕ УСЛОВИЯ НА ЕКСПЛОАТАЦИЯ НА ЕСС
Р. Киров, В. Гюров, В. Чиков, Н. Македонски *211*

РАСЧЁТ УСТАНОВИВШЕГОСЯ РЕЖИМА КОМПАКТНО-КОМБИНИРОВАННОЙ ЛИНИИ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА ФАЗНЫХ КООРДИНАТ
А. Ведерников, В. Гольдштейн, Н. Подшивалова, Е. Шишков *215*

THE USE OF INFORMATION-ANALYTICAL SYSTEMS FOR THE MODE CONTROL OF ELECTRIC POWER SYSTEMS INTELLECTUALIZATION TASKS
V. Goldstein, I.Kosorlukov, Y.Kubarkov, A.Rigalov *222*

DESIGN AND SIMULATION OF AN INTEGRATED CONSTANT VOLTAGE BASED PERTURB & OBSERVE ALGORITHM FOR RAPID MPPT DETECTION OF A PHOTOVOLTAIC PANEL USING BUCK-BOOST CONVERTER
Ahmed Al Mansur, S.M. Ferdous, Mohammad Rokonuzzaman, Muhammad Towhidur Rahman, Md. Ashraful Hoque..... *227*

DETERMINATION OF THREE-PHASE TRANSFORMER REACTANCES WITH 3D FINITE ELEMENT METHOD
Mihail Digalovski, Lidija Petkovska, Krste Najdenkoski *234*

A COST BENEFIT ANALYSIS OF INTRODUCTION AND PRACTICAL IMPLEMENTATION OF SUPER CONDUCTING FAULT CURRENT LIMITER IN THAMES WATER LTD. (UK)
A.Z.M. Shahriar Muttlaib, S.M.Ferdous, Khondaker Niaz Murshed, Md. Masoom Chowdhury, Ahmed Mortuza Saleque *239*

SYSTEM FOR RECORDING OF THE POWER QUALITY DISTURBANCES SUPPORTED BY LABVIEW SOFTWARE
Milan Simić, Dragan Živanović, Dragan Denić, Goran Miljković, Dimitar Taskovski, Vladimir Dimcev *244*

ПАРОГАЗОВАЯ МИКРОТУРБИНА
Максим Никитин *248*

СИСТЕМАТИЗАЦИЯ, АНАЛИЗ И СРАВНЕНИЕ НА МОЩНОСТНИ ПРЕВКЛЮЧВАТЕЛИ ЗА СТЪПАЛНИ РЕГУЛАТОРИ НА ВИСОКО НАПРЕЖЕНИЕ НА „ХЮНДАЙ ХЕВИ ИНДЪСТРИС КО БЪЛГАРИЯ” АД
Тони Драгомиров, Тодор Кокев *252*

ИЗСЛЕДВАНЕ И КОНСТРУИРАНЕ НА СТЪПАЛНИ РЕГУЛАТОРИ НА ВИСОКО НАПРЕЖЕНИЕ С ЕТАЖНО ПОДРЕДЕНИ В ЕДНА КОЛОНА ФАЗИ
Тони Драгомиров, Тодор Кокев *256*

МОЩНОСТНИ ПРЕВКЛЮЧВАТЕЛИ ЗА СТЪПАЛНИ РЕГУЛАТОРИ НА ВИСОКО НАПРЕЖЕНИЕ С ПО ДВЕ ВАКУУМНИ ДЪГОГАСИТЕЛНИ КАМЕРИ (ВДК) НА ФАЗА И РАЗДЕЛЕНО КОМУТИРАНЕ НА РАБОТНИЯ И НА ЦИРКУЛИРАЩИЯ ТОК
Тони Драгомиров, Тодор Кокев *260*

УСТРОЙСТВО ЗА ПРОРЯЗВАНЕ НА КОЛЕКТОРИ ЗА ВИСОКОМОМЕНТНИ ДВИГАТЕЛИ
Васил Кочевски *264*

ЕЛЕКТРОМЕХАНИЧЕН ДИАГНОСТИЧЕН МОДЕЛ НА РЪЧЕН ЕЛЕКТРОИНСТРУМЕНТ
Димитър Спиров, Милко Дочев *267*

ВЛИЯНИЕ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВИТЕ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ ВЪРХУ ГЕНЕРИРАНОТО НАПРЕЖЕНИЕ ОТ КОРАБНИ ГЕНЕРАТОРИ
Гинко Георгиев, Петко Петков *273*

ВЪЗМОЖНОСТИ ЗА НАМАЛЯВАНЕ НА ЕНЕРГИЙНИТЕ РАЗХОДИ ПРИ ПРОИЗВОДСТВОТО НА МАНГАНОВИ ФЕРОСПЛАВИ
Явор Лукарски, Стоян Мойнов *277*

МЕТОД ЗА СРАВНЯВАНЕ ПАРАМЕТРИТЕ НА ВИБРАЦИОННИ СИГНАЛИ ПОЛУЧЕНИ В РАЗЛИЧНИ ПЕРИОДИ НА ЕКСПЛОАТАЦИЯТА ПРИ ЕЛЕКТРИЧЕСКИТЕ МАШИНИ
Пламен Данаилов, Тотьо Илиев *282*

ПРИЛОЖЕНИЕ НА ОПТОЕЛЕКТРОНЕН СЕНЗОР ЗА ПРЕМЕСТВАНЕ ПРИ ИЗСЛЕДВАНЕ ПРЕХОДНИТЕ ПРОЦЕСИ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКИТЕ МАШИНИ
Тотьо Илиев, Пламен Данаилов *285*

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКАТА ИЗНОСОУСТОЙЧИВОСТ НА КОНТАКТНИ ТЕЛА НА ЕЛЕКТРОМАГНИТНИ КОНТАКТОРИ С НАНЕСЕНИ МНОГОСЛОЙНИ ИЗНОСОУСТОЙЧИВИ НАНОСТРУКТУРИРАНИ ПОКРИТИЯ
Бохос Апрахамян, Александър Гайдарджиев *289*

МОДЕЛИРАНЕ НА ЕЛЕКТРОМАГНИТНИТЕ И ТОПЛИННИ ПРОЦЕСИ В ИНДУКЦИОННА УРЕДБА ЗА ОБЕМНО НАГРЯВАНЕ НА ФЕРОМАГНИТНИ ДЕТАЙЛИ
Майк Щреблау *295*

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЗАХРАНВАЩА СИСТЕМА НА ОЗОН ГЕНЕРАТОР
Борислав Димитров *299*

ЕДНО ПРИЛОЖЕНИЕ НА MATLAB ПРИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛНОТО ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПОСТОЯННОТОКОВИ ЕЛЕКТРОМАГНИТНИ СИСТЕМИ
Борислав Димитров *305*

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПОДХОДИ ЗА РАЗШИРЯВАНЕ ВЪЗМОЖНОСТИТЕ НА ПРОГРАМИРУЕМИ ЛОГИЧЕСКИ КОНТРОЛЕРИ
Борислав Димитров, Христофор Тахрилов, Павел Антонов *311*

СРАВНИТЕЛЕН АНАЛИЗ НА ВЛИЯНИЕ НА ЕКСПЛОАТАЦИОННИТЕ ПАРАМЕТРИ ВЪРХУ КПД НА СТЪКЛОКЕРАМИЧЕН ПЛОТ И ОБИКНОВЕНА ЧУГУНЕНА ЕЛЕКТРОНАГРЕВАТЕЛНА ПЛОЧА
Янита Славова, Марин Маринов *319*

СРАВНИТЕЛЕН АНАЛИЗ ЕКСПЕРИМЕНТ – МОДЕЛ ПРИ ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЕЛЕКТРОМАГНИТНА СИСТЕМА ЗА РАЗМАГНИТВАНЕ НА СТОМАНЕНИ ТРЪБИ
Христофор Тахрилов, Борислав Димитров *323*

ОЦЕНКА НА ИЗОЛАЦИЯТА НА СИЛОВИТЕ ТРАНСФОРМАТОРИ ЧРЕЗ МОДЕЛИРАНЕ НА КОМПЛЕКСНАТА ХАРТИЕНО-МАСЛЕНА СТРУКТУРА
Кольо Тасев, Антон Василев *329*

КОМПЛЕКСНА ОПТИМИЗАЦИЯ НА ПАРАМЕТРИТЕ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА МРЕЖА ЗА НИСКО И СРЕДНО НАПРЕЖЕНИЕ НА НАСЕЛЕНО МЯСТО, ИЗПЪЛНЕНА С УСУКАНИ ИЗОЛИРАНИ ПРОВОДНИЦИ
Кольо Тасев, Антон Филипов *335*

FORCE CHARACTERISTICS OF AN ELECTROMAGNETIC ACTUATOR FOR BRAILLE SCREEN
Ivan Yatchev, Krastio Hinov, Vultchan Gueorgiev, Dimitar Karastoyanov, Iosko Balabozov *338*

36 ГОДИНИ "ЕЛМА" – 13 УСПЕШНИ КОНФЕРЕНЦИИ

36 YEARS ELMA – 13 SUCCESSFUL CONFERENCES

Проф. дтн. инж. П. Дундаров

Уважаеми госпожи и господа,
Ladies and Gentlemen,
драги колеги и приятели,

С удоволствие приех поръката на Организационния комитет да разкажа накратко историята за създаването и развитието на Международната конференция по електрически машини, задвижвания и енергийни системи ЕЛМА.

Настоящата конференция съвпада с един бележит юбилей – 70 години от създаването на Висше техническо училище в България. С Указ № 22 от 28 май 1941г. цар Борис III утвърждава Закон за висше техническо училище. В състава на факултет "Машинно-технологически" е включен отдел "за Електроинженерство" с три катедри: "Електротехника и слаби токове", "Електрически машини" и "Електростопанство". С гордост трябва да подчертаем, че вече 70 години висшето техническо образование в България е формирало плеяда български електроинженери, които са родили и развили електротехническата наука, иновации и индустрия в страната, създали са международен авторитет и една перспективна и просперираща традиция за развитието на българската икономика.

В продължение на 36 години, на всеки три години ние последователно и редовно организирахме и провеждахме нашата професионална конференция.

С удовлетворение искам да подчертая, че нашият многогодишен научно-технически маратон започна тук във Варна. Първото издание на конференцията се състоя през далечната 1975г. в Техническия университет. Тогава по инициативата и непосредственото ръководство на покойния проф. дтн инж Дончо Дончев – нека бъде винаги светла неговата памет, беше създадено нашето професионално сдружение "ЕЛМА-75" и организирахме и проведохме Първата национална конференция по електрически машини под наслов "Съвременни конструкции и методи за изследване на електрически машини" Тогава учените и специалистите изнесоха общо скромните 29 доклада и научни съобщения.

След три години като че ли се създаде традиция – и Втората национална научна конференция организирахме и проведохме пак тук във Варна при гостоприемното и активно участие на колегите от Техническия университет. Обемът, съдържанието и качеството на разработките бяха на значително по-високо ниво. Изнесени бяха общо 64 доклади и научни съобщения от изследванията на учените и специалистите от техническите университети, научно-техническите институти и заводите на развиващата се българска електротехническа промишленост. Беше демонстрирана висока активност на участващите. Проведоха се задълбочени научни дискусии, обсъждания и спорове.

После се заредиха все нови и нови издания с повишен интерес, качество и нарастващо международно участие.

На първите две издания конференцията беше национална. От третото до шестото тя прераства в конференция с международно участие, а от седмото издание до сега е международна конференция.

Първите три конференции третираха основно изследванията в областта на електрическите машини. От четвъртото издание, в периода на развитието и специализацията на България в създаването и производството на комплектните регулируеми електрозадвижвания, тематиката се разшири и с представяне на изследвания и разработки и в тази област. По-нататък предметът на конференцията се разширяваше в областите на новите технологии, електротехническите материали, изследване на надеждността и дълготрайността на електрическите машини и електрозадвижвания в експлоатационни условия. От десетата конференция до сега в

програмата са включени и научни доклади и съобщения в областта на енергийните системи.

В 12-те издания на конференцията до сега бяха изнесени общо 824 научни доклади и съобщения. В тях бяха представени научните и иновационни постижения на водещи представители от университетите и научните институти на страните от балканския полуостров, Европа и Азия, а така също и на представители на академичната общност, отрасловите институти и заводите на "ЕЛПРОМ" от България. На тези конференции бяха рекламирани производствените и търговски резултати и постижения на редица фирми и организации.

Благодарение на целенасочената, ефективна и всеотдайна работа на дългогодишния председател на Организационния комитет проф. дтн. Дончо Дончев, както и на сътрудниците му от Техническия университет във Варна, до сега най-често домакин на конференцията е била нашата морска столица Варна – общо седем пъти. Четвъртото издание на конференцията през 1984г. беше проведено в гр. Сливен при домакинството на завод "Динамо". Третото и последните три издания се проведоха в София, като домакини бяха Федерацията на Научно-техническите дружества и Техническия университет, София. А сега 13-тото издание на конференцията провеждаме пак във Варна с любезното домакинство на Техническия университет и Електротехническия факултет.

Основните организатори на конференцията в досегашните нейни издания са били Федерацията на НТД, в лицето на Съюзът по електроника, електротехника и съобщения (СЕЕС), Институтът по електротехническа промишленост, Техническият университет, София и Техническият университет, Варна.

Ние сме провеждали конференцията и сме отразявали научните изследвания и иновационни постижения през 80-те и 90-те години на миналия век – годините на възход и международен престиж на електротехническата промишленост в България. С преодоляване на много трудности и с големи усилия успявахме да организираме и проведем конференцията и по времето на прехода – на преминаването от централизираната планова икономика на икономически взаимоотношения при естествени пазарни условия. Времето, когато нашата индустрия в това число и електротехническата промишленост изживя големи сътресения в иновациите, производството и пазара. Надяваме се, че ще провеждаме нашата конференция и в бъдеще, в условията на възраждане на електротехническата наука, производителните сили и ефективните търговски взаимоотношения.

Международната научна конференция по електрически машини, задвижвания и енергийни системи има съществено значение за развитието на науката и развойната дейност на електротехническата промишленост в България. Тя е форум за представянето на редица международни и национални постижения. Тя е средище за обмен на интересни идеи, резултати и становища. Тя е мястото, на което се създадоха и непрекъснато се създават много важни и полезни сътрудничества и приятелства.

Настоящата тринадесета международна конференция се провежда благодарение на любезното съдействие и домакинство на Електротехническия факултет на ТУ, Варна. В заседанията на отделните секции предстои да се запознаем с нови научни доклади и съобщения, от българските учени и специалисти, както и от представители на сродни международни научни организации.

Надяваме се, че Организационният комитет ще успее да създаде необходимите условия за ползотворни контакти, интересно и занимателно пребиваване и приятно прекарване на свободното време на участниците.

Да си пожелаем успех и приятно пребиваване в нашата морска столица Варна и в България!

НАНОТЕХНОЛОГИИ И НАНОМАТЕРИАЛИ ВЪВ ВЪЗОБНОВЯЕМИТЕ ЕНЕРГИЙНИ ИЗТОЧНИЦИ

Г.М.Младенов
Институт по електроника –БАН, бул.Цариградско шосе 72, e-mail: gmmladenov@abv.bg

NANOTECHNOLOGY AND NANO-MATERIALS USED IN THE RENEWABLE ENERGY SOURCES

Abstract: During the past decade, nanotechnologies and nano-structured materials have emerged as a new possibilities to design and optimize advanced high efficiency energy devices at an acceptable cost. Important role of nanotechnologies and nano-materials is result of amazing electrical, electrochemical, electronic, thermal and mechanical properties (as example high surface energy of nano-particles and clasters due to increased surface to volume ratio, high electrical and thermal conductivities, increased resistance against deformations and higher mechanical strength, transparency of nano-membranes to some ions only, etc). On the end of review are given some problems of energy balance, health and ethics,that must be taken in account at development and application of energy devices, utilizing nanotechnologies and nano-materials.
Keywords:, concentrate solar energy conversion, electricity storage, hydrogen generation and storage, photovoltaic cells.
Ключеви думи: акумулатори и ултракондензатори, генериране и съхранение на водород, използване на концентрирана слънчева енергия, фотоволтаични клетки

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Нанотехнологийте са насочени към конструиране, характеризиране, производство и приложение на материали, устройства и структури чрез управление големината и формата на съставните им елементи. Въздействието върху материалите е на атомно и молекулно ниво, като е прието, че размерите на нано-структурите са под 100 nm.

Нанотехнологийте извършват нова индустриална революция, която променя всички области на човешка дейност [1-3]. Тяхната роля най-добре се вижда при решаването на кардинални проблеми на човечеството. Такъв проблем е нарастващата нужда от енергия (сега то използва сумарно 13 TW, преведена към електрическа енергия, а през 2050 г. употребяваната от човечеството енергия се очаква да достигне 23-27 TW, като до края на този век ще последва удвояването и. И това при едновременно намаляване и поскъпване на изкопаемите енергийни суровини - петрол и въглища и климатичните проблеми, причинявани от нарасващото количество въглероден двуокис, освобождаван при изгаряне на изкопаемите енергийни суровини. Ако приемем ядрените мощности за алтернатива - през всички следващи години трябва да се пуска ежедневно поне един ядрен реактор с мощност 1GW. Аварийте във Чернобил и Фокусима не оставят шанс човечеството да приеме такъв риск. Остава като императив – значително развитие на възобновяеми източници на енергия и преди всичко на слънчевата енергия. Слънчевата енергия като количество и разпространение превъзхожда останалите видове възобновяема енергия (по оценки в [4] хидроелектрическите ресурси са около 0,5 TW, енергията на океанските вълни и приливи е около 2 TW, геотермалната енергия - до 12 TW, вятърната енергия е 2-4 TW и слънчевата енергия, падаща на земята е (100-120).10^3 TW.

Сега слънчевата енергия задоволява несъществена част от енергийните нужди на човечеството (общо това е част от %, като само в най-развитите страни това са няколко % средно, като тенденцията в тях е достигане през 2020 г. около 20%. С нарастване проникването на възобновяемите източници се променя и самата енергийна система. Вече се изграждат пърбите *интелектуални енергийни системи* (smart grid) за които е характерна децентрализация, съхранение и транспортиране на енергията, както като електричество, така и като химическа енергия. При това нараства ролята и количеството на на акумулираната енергия с цел бързо локално балансиране на мрежата (като се изравняват генерирането и потреблението на енергия). Освен това мрежата се насища с информационни устройства; автоматизацията

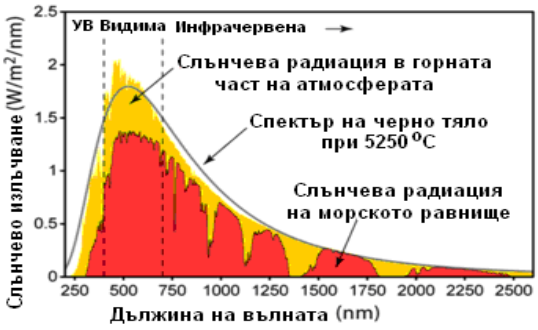
е не само на генерирането на енергия, но и на разпределението на товари. Изгражда се нова водородна (нисковъглеродна) инфраструктура, наред със съществуващите електропреносна, топлопреносна и газефикационна мрежи. Много съществена промяна е, че в интелектуалните мрежи се интегрират и транспортните средства чрез използване на електричество и водород (или метанол) за задвижването им.

Цената и ефективността на преобразуване на слънчевата енергия, недостатъчната изученост на процесите, особено при проникване на възобновяемите енергийни източници до нива около и над 20% от потребляемата енергия, което е свързано с неравномерната (със стохастичен характер) генерация от тях; съхранението на спестената по време на работа на устройствата за генериране на енергията над баланса с необходимата за производството или бита енергия − това са бариерите, които трябва да преодолеят новите разработки за да станат част от решението на енергийния проблем на човечеството.

Нанотехнологийте и нано-материалите, появили се в последното десетилетие дават надежда, че ще позволят да се конструират нови енергийни прибори с висока ефективност, дълъг живот и приемлива икономическа и енергийна цена.

II. КВАНТОВО ПРЕОБРАЗУВАНЕ НА СЛЪНЧЕВАТА ЕНЕРГИЯ В ЕЛЕКТРИЧЕСКА ИЛИ ХИМИЧЕСКА

На фиг.1 е показан спектърът на слънчевата радиация, падаща на повърхността на земята. Нека отбележим, че плътността и е от порядъка на 1-1,5 W/m^2 в областта на видимото излъчване.

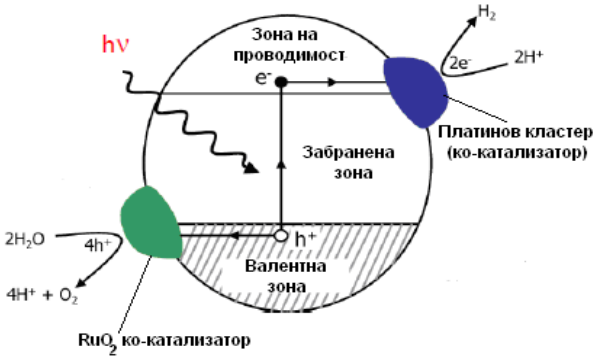


Фигура 1. Спектър на слънчевото излъчване от дължината на вълната. Тъмният спектър е измерен на морското равнище

Практически, две са основните концепции на преобразуване на слънчевата енергия в електрическа или химическа енергия. Първата се състои в използване на полупроводников активен слой, в който проникващите фотони генерират двойки-носители на ток (електрони и дупки). Втората се базира на използване на топлинното въздействие на слънчевата светлина и за нея ще стане дума по-късно. Според широчината на забранената зона на използвания полупроводник *квантовото преобразуване* използва ултравиолетовата част и само част от видимия спектър на слънчевата радиация, докато *термическото преобразуване* оползотворява останалата по-голяма част на слънчевия спектър.

Монокристалните фотоволтаични клетки от първо поколение, които са комерсиално-достъпни, имат около 15-17 % ефективност на преобразуване на слънчевата енергия в електрическа. Второто поколение слънчеви панели използват тънки слоеве и са по-ефтини, но ефективността на преобразуване е по-ниска (10-13%). Активният им слой е от аморфен поликристален или нанокристален силиции, кадмиев телурид, сандвичева структура от мед-индии-галии и селен и др. Третото поколение ще се разработи с използване на нанотехнологии, обсъждани по-долу.

При фото-каталитичните процеси полупроводник, например TiO_2, с забранена зона от 3,2 eV абсорбира само фотоните с достатъчна енергия за генериране на двойка токоносители (фиг.2). Кластер от Pt ,отложен върху частицата от TiO_2 играе ролята на



Фигура 2. Фото-каталитична дисоциация на вода с TiO_2. На горното и долно ниво на забранената зона на полупроводника са позиционирани ко-катализатори акцептор и донор на електрони

ко-катализатор (акцептор на електрони от TiO_2 поради разположението на нивото на Ферми) при генериране на водород, а RuO_2 е другия ко-катализатор, облегчаващ получаване на негативни кислородосъдържащи радикали.

Слънчевата светлина като електромагнитно лъчение затихва експоненциално с дълбочината на проникване в образеца. Числено затихването се характеризира със сечение на взаимодействие σ_Σ или с реципрочната му стойност, наречена дълбочина на екстинция $\gamma_д$:

$$I=I_0.\exp(-\sigma_\Sigma.z)= I_0.\exp(-z/\gamma_д) . \quad (1)$$

Тук I_0 е началният интензитет; σ_Σ е общото сечение, което отчита както разсейването на проникващото лъчение от посоката на падането му, така и сумата от сеченията на всички разрешени атомни, молекулярни и междузонни преходи, а също и вероятността на възбудените колективни колебания на електроните на средата.

Абсорбцията на фотон, преминаващ през активен полупроводников слой, предизвикваща генериране на двойка токови носители (електрон и дупка) изисква проникващият фотон да е с енергия **hν**, която да съответствува на прехода между две енергийни нива, т.е в собствен полупроводник да е равна или по-голяма от ширината на забранената зона. Това е причината само излъчване с малка дължина на вълната да участвува в квантовото преобразуване на слънчевата енергия в електрически заряди. Получените по този начин електрони и дупки следва ефективно да бъдат разделени, като напуснат активния слой, или те ще рекомбинират в него. Преобладаващ ще бъде единия от двата процеса, в зависимост от съотношението на дифузионната дължина на миноритарните токоносители [5] и дебелината на активния слой. Едновременно дълбочината на екстинция на светлината следва да е по-малка или приблизително равна на дебелината на активния слой (т.е. активният слой да е оптично дебел) [6] . Електронната дифузионна дължина за Si е от порядъка на 40 μm, а дълбочината на екстинция надвишава 100 μm, което води до едно сериозно противоречие при конструиране на фотоволтаични панели и при конструиране на фото-каталитични електроди във фото-електрохимични прибори и реактори. Необходимо е увеличение на сечението на взаимодействие на падащата светлина с активното вещество, за да се повиши ефективността на преобразуване на светлината в двойки токоносители, необходими за генериране на едс е фотовалтаичната клетка или за протичане на съответната фотокаталитична реакция. Минимизация на дебелината на активния слой е полезна и поради минимизация на материалния ресурс от активно вещество, влагано при производството на съответното устройство.

Повърхност на активния слой с нано-размерни неравности или микрогравирани структури с размери от порядъка на дължината на вълната на поглъщаната слънчева радиация придава нови свойства, често имащи резонансен характер.

За да се намали дебелината на екстинция на падащата светлина на повърхността на активния слой или на интерфейса между него и подложката се правят периодични или анизотропно разпределени оптични нано-структури с размер, сравнима с дължината на поглъщаната вълна [7-9]. Периодични повърхностни наноструктури водят до дифракционно разсейване или възниква повърхностна вълноводна структура, с помощта на което проникващата слънчева радиация се улавя от активния слой, удължавайки оптичния път при по-малка негова дебелина. Пирамидални или анти-пирамидални структури на повърхностите му увеличават дифузно-разсеяната или отразена светлина, повишавайки оптичното поглъщане на единица дълбочина от активния слой. В случай на багрилно-очуствлени фотоволтаични клетки на повърхността на активния полупроводников слой се нанасят поликристални слоеве от анатазе (тетрагонална модификация на структурата на TiO_2), които допринасят за нарастване на оптичната плътност и за по-ефективна генерация на токоносители [10].

В метални нано-частици с размер, по-малък от дължината на вълната на падащото излъчване, разположени на повърхността на активния слой, падащите фотони възбуждат кохерентни колебания на свободните електрони, с което нараства и оптичното поглъщане от тази структура. Това плазмонно колебание има характерна честота, зависеща от метала (ако облъчването е във въздух), която попада в УВ, видимата или даже инфрачервената част на слънчевия спектър. Увеличената оптична абсорбция с около един порядък е свързана с по-широката лента на тези резонанси, с генерирането на силно електрическо поле в близост до повърхността

на частицата при затихване на плазмона, пораждащо излъчване или генерация на двойка токови носители, проявяващи се също в усилване на взаимодействието на фотона с материала. Резонансният плазмонен спектър може да бъде модифициран покривайки металната частица (най-често от благороден метал - Au, Ag) с диелектрик или с полупроводник. Например, разполагането на сребърни частици, покрити с TiO_2, на повърхността на облъчвания образец помагат за поглъщаяне на по-широка часвт от слънчевия спектър [11].

В случаи на хибридни ансамбли, съдържащи метални нано-частици и органични багрилни молекули на повърхността на образеца, енергопредаването зависи критично от размерите на нано-частиците и от разстоянията между нано-частиците и съседните органични молекули [12,13].

Подобна увеличена абсорбция на слънчевата радиация се наблюдава при разполагането на *квантови точки* на една от повърхностите (често облъчваната), като физическото обяснение на този резултат е различно. Квантовите точки са малки нано-обекти (сфери) от неорганичен материал, обикновено полупроводник, променящи оптичните свойства на образеца. Те поглъщат излъчване с различна дължина на вълната и генерират в крайна сметка фотон с определена енергия, от видимия диапазон. Такава многоекситонна генерация е демонстрирано от квантови точки от PbSe, CdSe и PbS, като теоретичния лимит на ефективността на преобразуване на фотоволтаичните клетки е надхвърлен забележимо [14-17]. Размерът и формата на квантовите точки променят в определени граници фотопоглъщането и фотогенерацията. Квантови точки от CdSe, смесени с други наночастици, като TiO_2 нанотръбички имат потенциалът да увеличат ефективността на слънчевите клетки, като само контактното съпротивление от неподредени тръбички може да противодейства [18].

В работите [6,19,20] е реализирана и изследвана концепцията за повишаване на светлинната абсорбция чрез разполагане на плазмонна метална или въглеродна нано-структура на обратната страна на облъчвания полупроводников слой. Обяснение на увеличеното поглъщане е свързано с залавяне на проникващата радиация в активния слой и в генерацията на повече електрони и дупки при затихване на плазмоните и разходване на енергията им по радиационен и нерадиационен път.

В последно време интензивно се изследват възможни приложения на фулерени, въглеродни нанотръбички и графин за оптимизиране на свойствата на новите разработки фотоволтаика.

Горния прозрачен контактиращ слои на фотоволтаичните панели е често от индиево-калаен оксид. Той е скъп поради ограниченото разпространение на използваните метали. Затова се работи и върху неговата замена с въглеродни нанотръбички или сребърни нановлакна [21,22], като е постигната висока електрическа проводимост и оптическа прозрачност (70-90%).

III. ОПОЛЗОТВОРЯВАНЕ НА ОСТАНАЛАТА ЧАСТ ОТ СПЕКТЪРА-ВИДИМОТО И ИНФРАЧЕРВЕНОТО ЛЪЧЕНИЯ

При използване на директно преобразуване на слънчевата в топлинна енергия обикновено слънчевата радиация се концентрира с помоща на огледала (може и с лещи). Получената топлинна енергия от тези слънчеви енерго-източници се превръща след това в електричество и така тези възстановяеми енергоизточници успешно се съчетават със съществуващите топло-електростанции, работещи с парни турбини и използващи изкопаеми енергоносители. Така се обезпечава постоянна електрогенерация, независимо от наличието на слънчева радиация, при значително намаляване на замърсяването на околната среда с въглероден двуоксид. Тук нанотехнологийте намират приложения в подобряване на колектиращия слънчевата енергия приемник и на течностите за колектиране, транспортиране и съхранение на получената топлинна енергия, а също и в топлоизолацията на тръбите и резервоарите за тези течности.

За фото-термичната и фото-каталитична високотемпературна дисоциация на вода се разработват нано-материали и покрития с високо поглъщане за работа при високи температури. Те трябва да подобрят събирането и термичното предаване на енергията като е и корозионноустойчив. Наночастици се използват и като окисляващи се и възстановяващи реактиви при многоетапното получаване на водород и кислород от дисоциация на вода.

По горе описаното квантово преобразуване на слънчевата енергия почива

на квантовата природа на светлината и зонната енергийна диаграма на полупроводниците. Важни бяха ширината на забранената зона и позицията на горното и долно енергийни нива(съответно нивото на Ферми на ко-катализаторите). В същност от 1972-1973 г. проф. Р.Байлей и Дж.Флетчер предлагат един революционен подход за създаване на слънчеви клетки [23,24] . Той е очевиден за електронната схемотехника, (но напомня и нещо от биологията) и се основава на вълновата природа на светлината. Те предполагат, че широколентова нано-антена, работеща в този диапазон на електромагнитното излъчване (от 20 nm до 200 nm) с подходящ изправител могат да трансформират слънчевата енергия в постояннотокова. Такова устройство няма ограничението на ефективността на преобразуване, наложено от ширината на забранената зона при фотоволтаичните елементи. М.Маркс получава патент за такова устройство, като подобрява предложеното от Байлей [25]. Първи Г.Лин докладва за експериментална резонансна наноструктура и изправител, работещи във видимата област [26]. Предеизвикателствата при реализацията на тази идея са много, но експериментите продължават все по-интензивно [27-32]. Трудно се оказва намирането на подходящ високочестотен диод. Физическите обяснения се преплитат с тези при възбъждане и де-възбуждане на плазмони.Много привлекателна е идеята за "отпечатване между две ролки" върху гъвкав пластмасов лист на множество наноантени които колектират не само слънчева, но и инфрачервена радиация, излъчвана от всички нагрети тела.Това ще бъде не само енергиен източник, но и охладител на редица машини и апарати. При това, както очакват сътрудниците на Националната лаборатория в Идахо-САЩ, където е разработена наноантена, поглъщаща лъчение с дължина на вълната 3-15 μm [28]. С помоща на нано-антенни множества, поглъщащи радиация с дължини на вълната от 0,4 до 1,6 μm може да се достигне до преобразуване на 85% от слънчевия спектър [29].

Накрая, като най-нов и радикален подход за преобразуване на оптичната радиацияв електрическа енергия е възприетото като сензация през април 2011 г. съобщение на проф.С.Ранд и неговия докторант У.Фишер метод, използващ магнитната съставляваща на светлината за генериране на електрически диполи в оптично-прозрачен изолатор [33]. В тази публикация на споменатите учени от Мичиганския университет в САЩ, на база на предишните публикации от последните три години (виж Ref.1-3 в[33]) за генериране на магнитни диполи от интензивно лазерно лъчение (от порядъка на 10^7 W/cm^2) в прозрачни диелектрици, е показано, че едновременно със създаване на магнитни диполи се наблюдава сепарация на зарядите в облъчваните атоми (т.е.създават се и електрически диполи), породени от магнитната съставляваща на кохерентна (лазерна) и некохерентна (т.е слънчева) радиация. Статичното отместване и деформиране на електронните атомни орбити става така: а) под действие на електрическата компонента на светлината орбитите се подреждат в направление, паралелно на електрическото поле, б)магнитната съставляваща предизвиква едно отклонение на електронните орбити от оста им. Това отклонение, малко вследствие на Лоренцовата сила се усилва значително поради нелинейно параметрично взаимодействие. Множество електрически диполи, подредени по дължината на прозрачно влакно създават значително напрежение, което се използва като енергиен капацитивен източник. Прозрачният изолатор, през който се пропчска концентрирана слънчева радиация работи като оптически зареждащ се кондензатор. Преобразуват се всички дължини на вълната, пропускани от концентриращата система и прозрачната среда (стъкло, сапфирено влакно, прозрачна керамика и др.). Оценената ефективност на магнитния оптически кондензатор е от порядъка на няколко %, като чрез подбор на материала се очаква тя да достигне до 10%, а необходимата плътност на светлината да се понижи до 10^6 W/cm^2). Авторите работят върху индуктивна схема на използване на създалите се диполи, което да намали изходните напрежения и упрости електрониката. Очаква се, поради неприлагане на полупроводникови технологии светлинно-магнитните преобразуватели да са по-ефтини.

IV. НАНОМАТЕРИАЛИ В НОВИ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ НА ВЯТЪРНАТА ЕНЕРГИЯ

Нановлакна и нанотръбички се използват (засега експериментално) да уякчат перките на ветрогенераторите. Удължаването на срока на служба и намаленото тегло прави перки от тази нова генерация да са конкурентоспособни

на досегашните, които са от фибростъкло или от алуминии. Финската компания Earle Windpower Oy смесва въглеродни нанотръбички с епоксидна смола във перки за малки ветрогенератори (2-500kW) за захранване на една къща. Те са 50% по-леки от стъклено-влакнестите и започват работа при по-слаб вятър (2-2,5 m/s). Ако се удвои големината им се получава с 30% повече енергия. Най големите перки имат дължина 60 m, което е пределът за фибростъклените. Правят се опити за по-голями, като се смесва фибростъкло и епоксид със въглеродни нанотръбички. Те ще се използват в морето и затова са нужни и съответни нано-покрития-против агресивната среда и замръзване. Правят се опити за използване на нано-сензори за откриване и сигнализиране при поява на микро-пукнатини в перките. Трудността е това да се направи за големи структури.

V. ГОРИВНИ КЛЕТКИ И ТВЪРДОТЕЛНИ ВОДОРОДНИ РЕЗЕРВОАРИ

Това са важни елементи от бъдещата водородна икономика. При финансиране на 5-годишен план за развитие на водородната инфраструктура и нови автомобилни технологии през 2007 г. президентът Буш казва, че през 2015 ще започне комерсализация, а през 2020 американците ще предпочитат да карат автомобили с чистото водородно гориво. Това за сега е твърде оптимистична прогноза, каквито са и предсказанията на фирми като IBM и General motors за милион автомобили с горивни клетки през 2010. Вместо това днес има налице само модели във фирми като IBM и Honda и добавяне на водород в настроени за този газ двигатели с вътрепно горене.

Нанотехнологийте могат да осигурят твърдотелни резервоари на водород от метални и химични хидриди (напр. амониев боран) и въглеродни нанотръбички, фулерени, метални нано-кластери и молекулярни гъбообразни (микро- и нано-порести) материали, както и да повишат капацитета и ефективността и да понижат цената на горивните клетки. За това ще допринесе използване на Pt кластери вместо масивен Pt електрод в горивните клетки (а има и опити да се избегне използването на платина с прилагане на катализатор от други материали), разработката на протон-пропускливи мембрани, по-добро разбиране на освобождаване на водорода от твърдотелните резервоари с помоща на топлина, електричество или с химическа реакция.

Има оценки, че преоборудването на 40% от леко-товарния автомобилен парк в САЩ ще струва около 500 милиарда долара и затова следва да се засилят изследванията в гнериране и съхранение на водород и усъвършенстване на горивните клетки.

VI. АКУМУЛАТОРИ И НАНОСУПЕР-КОНДЕНЗАТОРИ

Литиево-йонните презареждащи се батерии привличат интереса на изследователите заради переспективата да бъдат използвани в електромобили и при съхранение на енергията в големи количетва, необходимо при използване на възобновяеми източници. Начина им на работа се свежда до това, електродните материали обратимо да приемат и отдават литий в процеса на заряд или разряд на батерията [34]. Ежегодно продукцията на Li-йонните батерий се удвоява, поради разнообразните им приложения. Наноматериалите могат да ги направят по-малки и по-леки, по-ефективни и с по-голям капацитет на съхраняваното електричество. Важна е и дълготрайността им, включително и след многобройни цикли на зареждане и разреждане. В литиево-йонните батерии се изполозва често електрод от графит, който може да се замени с едностенни въглеродни тръбички. Освен материали на основата на въглерод, като анод се прилагат оксиди на преходните метали, аморфни съединения на калая, интерметални съединения и сплави [35]. Нано-модификацията на електродите повишава отношението повърхност към обемен материал, с което се увеличава способността на електода да абсорбира повече литии и се увеличава плътността на тока през батерията. В лабораторни тестове Si нановлакна са абсорбирали 10 пъти повече литиеви йони и така са носели толкова пъти по-голям заряд. При това силицият не се разрушава от четирикратната промяна на обема си при взаимодействието си с лития и се решава въпроса за механическата издържливост на електрода при многократното зареждане и разреждане на батерията.

Нано-модификацията на литиево-железен фосфат улесняват литиевия транспорт в катода. Батерия с модифициран катод (с увеличение до 100 пъти на площа му) се зарежда по-бързо и издържа множество цикли на зареждане и разреждане. Фирмата Тошиба

рекламира литиево-йонни батерии от наночастици, която се презарежда за няколко минути и издържа хиляди презареждания. Литиево-йонни батерии на фирмата A123 се прилагат за стабилизиране работата на вятърни електрогенератори, а други нейни батерии се вграждат в моделите електромобили и в хибридните автомобили на Тойота. Интерес представлява и разработката на нови литиево-пропускливи мембрани.

Нано-суперкондензаторите се отличават от батерийте по начина на съхранение на електрическата енергия. Батерията използва химическа реакция,докато суперкондензаторът използва електро-статичното привличане на зарядите. Те съхраняват енергията за къс период, но се зареждат и разреждат много бързо. Смята се, че при автобуси и градско каране на автомобили те имат преимущества, защото подпомагат работата на батерийте при старт и спиране и преодоляват къси спирания на генерираната мощност. Поради голямото отношение на повърхност към обем, нано-размерните материали позволяват да се конструират суперкондензатори с много добри параметри. Въглеродни нанотръбички и сребърни влакна например, нанасяни като мастила върху висококачествена хартия, се използват като висококачествени супер-кондензатори, подходящи за използване в автомобилите, медицинските уреди, комуникационните мрежи и др. области.

VII. ЕНЕРГИЙНА ЦЕНА НА ВНЕДРЯВАНЕТО НА НАНО-ТЕХНОЛОГИИ И НАНО-МАТЕРИАЛИ

Поради минимизиране на количествата скъпи материали се счита че използването на наночастици, нано-кластери и нано-слоеве къса връзката на цената на продукта с цената и наличните количества материали за производството му. Тук трябва да спомена, че събирането и рециклирането на нано-материали често е по-трудно и изисква допълнителни изследвания и технологий. Нанопроизводството изисква често повече вода и разтворители, а количеството използван в крайното изделие изходен материал е малко. Екологичната съвместимост на замърсяването с нанопродукти в значителната си част е неизучена (например попаднали в човешкия организъм нанотръбички и влакна предизвикват, подобно на азбеста - рак).

Използването на наноматериалите не запазва околната среда автоматично с подобряване параметрите на енергийните машини, защото производството на нано-материали изисква голямо количество енергия. Например получаването на въглеродни нано-тръбички (което се счита за най-енергоемко) употребява 13-50 пъти повече електроенергия от изразходваната енергия при получаване на алуминий или 95-360 пъти от енергията за производство на стомана. Затова при практическо внедряване на една или друга нанотехнология от голямо значение е балансът от необходимата при производство електроенергия със спестяваната при работа в конкретно енергийно устройство, оптимизирано с нея. Много важно е и кога дадената технология ще помогне за съкращаване на отделяния CO_2 – дали в близките десетина години, когато положението ще бъде критично, или много по-късно. Затова освен икономическите бариери енергийната цена на навлизането на нанотехнологийте в енергоприборите е от значение- не трябва да се създава нова вълна от енергопотребление, което да увеличи използваните изкопаеми енергоносители и нежеланите последствия от това.

VIII. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Задълбоченото изучаване на процесите и новите възможности пред възобновяемите енергийни технологии е императив, наложен от ограничените ресурси на изкопаеми енергоносители, нежеланото отделяне на въглероден двуоксид и последствията от това, необходимостта енергийната мрежа да стане интелигентна, децентрализирана и локално-балансирана, като включи в себе си и транспортния сектор.

Използването на нанотехнологийте и наноматериалите в създаваните нови енергийни източници е съществена възможност да се повиши енергийната ефективност и снижи цената им, при поносима енергийна цена на иновацийте, съхранение на околната среда и на качеството на живот.

LITERATURE:

[1] Младенов Г. Нанотехнологии и наноелектроника, Академично издателство "Проф. М.Дринов", София, 2010, 116 стр.

[2] Г.Младенов,Нанотехнологии-1част,Техносфера, 2 (6), 2009, стр.31-41.

[3] Г.Младенов,Нанотехнологии-2част,Техносфера, 3 (7), 2009, стр.9-22.

[4] Kamat P.V., Meeting The clean energy demand , Journal Phys.Chem. C,111,2007,pp. 2834-2860.

[5] Wu C.J., Wittry D.B., Investigation of minority diffusion lengths by electron bombardment of Schottky

barriers, Journ.of Appl. Physic,49(5) 1978, pp.2827-2836
[6] Jonsson G.E., Fredriksson H., Sellapan R., Chakarov D., Nanostructures for enhanced light absorbtionin solar energy devices, International Journal of Photoenergy, v2011, article ID 939807, 11 pages, Hindawi Publ. Corp.
doi 10.1155/2011/939807
[7] Campbell M., Green M.A., Light trapping properties of pyramidally tehtured surfaces, Journ. of Applied Physics, 62(1) 1987, pp.243-249.
[8] Campbell M., Green M.A., High performance light trapping textures for monocrystalline silicon solar cells, Solar Energy Materials and Solar Cells, 65 (1-4)2001, pp.369-375.
[9] HeineC., Morf R.H., Submicrometer gratings for solar energy applications, Applied Optics, 34 (14)1995, pp. 2476-2482.
[10] Ito S, et al. Fabrication of thin film dye sensitized solar cells with solar to electric power conversion efficiency over 10%. Thin Solid Films, 516 (14) 2008, pp. 4613-461.
[11] Chumanov G., Plasmon sensitized TiO_2 nano-particles as novel photocatalyst for solar applications, EPA final report, Grant numberR829603,June 30, 2006; also Daniels J.K., Chumanov G., Spectro-electro-chemical studies of plasmon coupled silver nanoparticles, Journal of Electroanalytical chemistry, 575(2), 2005, pp.203-209.
[12] Wood A., Giersig M., Mulvaney P., Fermi level equilibratium in quantum-dot metal nanojunction, Journ.Phys. Chem. B 105, 2001, pp.8810-8815.
[13] Ipe B.I., George Thomas, Barazouk S. Photoindused charge Separation in a Flouropore-Gold nano-assembly, Journal Phys.Chem.B.,105, 2001, pp.8810-8815.
[14] Schaller R.D, Klimov V.I., High efficiency carrier multiplication in PbSe nanocrystals: Implications for solar energy conversion, Phys.Rev.Letters, 92(18), 2004,
[15] Schaller R.D., et al., Seven excitons at a cost of one: Redefining the limits for conversion efficiency of photons into charge carriers, Nano Letters, 6(3), 2006, pp.424-429.
[16] Shabaev A., Efros A.L., Nozik A.J., Multiexiton generation by a single photon in nanocrystals , Nano Letters, 6(12), 2006, pp.2856-2863.
[17] Kongkanand A., Tvrdy K., Takechi K., Kuno M., Kamat P., Quantum dot solar cells tunning photoresponce through size and shape control of $CdSeTiO_2$ architecture, Journ. Amer. Chem.Soc. 130, 2008, pp.4007-4015.
[18] Tuttle, Kelen. “Quantum dots could boost solar cell efficiency.” SLAC Today. 9 March 2009. *http://today.slac.stanford.edu/feature/2009/pulse-quantum-dots.asp* (accessed October 27, 2010).
[19] Ferry V,E., et al., Plasmonik nano-structure design for efficientlight coupling into solar cells, Nano Letters, 8(12), 2008, pp.4391-4397.
[20] Bai W.L., et al., Design of plasmonic back structures for efficiency enhancement of thin amorphous Si solar cells.Optics Letters, 34(23)2009, pp.3725-3727.
[21] Zia Zhu, Zongfu Yu, Birkhard G., Hsu Ch.-Mei, Connor S., et al, Optical absorption enhancement in Amorphous silicon nanowire and nanocone arrays, Nanoletters, 2009, 9, pp.279-282 (2009)
[22] Lee J.-Y., Connor S., Cui Yi, Peumans P., Solution-processed metal nanowire mesh transparent electrodes, Nano Letters, 8,2008,pp.689-693.
[23] R.L. Bailey, “A proposed new concept for a solar energy convertor”. J. Eng. Power,v 94(1972), pp. 73–77.
[24] Bailey, R. L., U.S. Patent No. 3,760,257, issued Sept. 18, 1973. (Assigned to NASA under Fletcher’s name.)
[25] A. M. Marks, "Device for conversion of light power to electric power," US Patent 4,445,050, Filed: 1981, Published: 1984.
[26] Lin G. H., Reyimjan A., and John O’M. Bockris. “Investigation of resonance light absorption and rectification by subnano-structures.” Journal of Applied Physics 80.1 (1996): 565-568.
[27] Corkish R., Green M.A., Puzzer T., Solar energy collection by antennas, Solar energy, 73(6)2002, pp. 395-401.
[28] Schaadt D.M., Feng B., Yu E.T., Enhanced semiconductor optical absorption via surface plasmon excitation in metal nanoparticles, Appl. Phys. Letters, 86 (6) 2005, pp.1-3.
[29] Kamat P., Harvesting photons with carbon nanotubes, Nano Today, 1(4)2006, pp.20-27.
[30] Karimov Kh. S. , Saleem M ., Shah M . and Shafique S.,"Investigation of rectenna for microwave power conversion" Adv. Nat. Sci.: Nanosci. Nanotechnol. 1 (2010) 035002;doi:10.1088/2043-6254/ /1/3/ 035002 .
[31] Kotter D.K., Novack S. D., Slafer W. D., and Pinhero P., Solar Nantenna Electromagnetic Collectors, ASME Conference Proceedings, vol. 2008, no. 43208, pp. 409-415, 2008.
[32] Berland, B. Photovoltaic Technologies Beyond the Horizon: Optical Rectenna Solar Cell. National Renewable Energy Laboratory. 13 Apr. 2009 .
[33] Fisher W.M., Rand S.C. Optically indused charge separation and terahertz emission in unbiased dielectric, Journ.Appl.Physics, 109,(2011)064903 , pp.103-136.
[34] Tirado J.L., Inorganic materials for the negative electrode of lithium-ion batteries: state-of-the-art and future prospects, Mater.Sci. and Eng., 40,2003.
[35] Chan K.C.,Peng X., Liu G., K. McIlwrath, X. F. Zhang, R. A. Huggins, et al., Lithium ion battery anodes using silicon nanowires , Nature Nanotechnology, 3, 2007, p.31-35.

Contacts:

Georgi Mladenov, Institute of electronics, Bulgarian Academy of Sciences,
72, Tzarigradsko shosee, 1784 Sofia , Bulgaria
Phone: +359 2 8750757, Fax: +359 2 9753201,
Email: mladenov@ie.bas.bg

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ ОБМОТОК НА ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯ В АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЯХ, РАБОТАЮЩИХ ОТ ЧАСТОТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

BELASSEL Mohand-Tahar

STUDY THE INFLUENCE OF VARIOUS TYPES OF WINDINGS ON OVERVOLTAGES IN THE ASYNCHRONOUS MOTORS FED BY FREQUENCY CONVERTERS

Abstract: The paper introduces a method of calculation of distributed parameters for calculation of overvoltages caused by PWM frequency converter feeding of an asynchronous cage motor with two types of the stator winding (one layer and two layers).

ключевые слова: Асинхронный двигатель, Распределенные параметры, перенапряжений, ШИМ.

Keywords: Asynchronous motors, distributed Parameters, PWM, Surge voltage.

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время регулируемый электропривод переменного тока чаще всего строится на базе асинхронных двигателей (АД) и преобразователей частоты (ПЧ) со звеном постоянного тока, формирование выходного напряжения осуществляется посредством ШИМ, то есть серей импульсов прямоугольной формы. Такое питание (АД) вызывает волновые явления и перенапряжения в их обмотках[1-4]. Эти перенапряжения возникают внутри обмотки, поэтому одним из методов борьбы с этим явлением может служить использование конструкций обмоток для снижения уровня этих перенапряжений.

В данной работе представляется методика расчета волновых параметров и перенапряжений для однослойных и двухслойных обмоток.

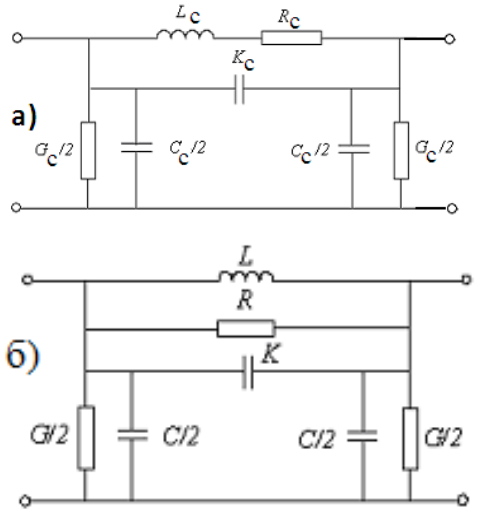


Рис.1: Схема замещения одной катушки обмотки статора АД, с включением L_c и R_c а) последовательно; б) параллельно

Расчет волновых параметров проводиться по геометрии машины, для этого были использованы размеры и обмоточные данные двигателя, который выпускается фирмой ELECTRO-INDUSTRIES; Azazga, Algérie (АЛЖИР), со следующими основными данными:

– номинальная мощность $P_{но} = 3$ *кВт*; – номинальное напряжение $U_{но} = 380/660$ *В*; – число полюсов $2p = 4$; – число фаз m =3; число пазов статора $Z = 36$.

При расчете волновых параметров и перенапряжения исследуемого электродвигателя были приняты для этих типов обмоток одинаковыми: число витков в пазу, число параллельных проводников, число параллельных ветвей и одинаковое поперечной сечения проводников. Для двухслойной обмотке относительный шаг ровно $\beta=y/\tau=7/9$, (y – шаг обмотки, τ– полосное деление).

II. РАСЧЁТ ВОЛНОВЫХ ПАРАМЕТРОВ

расчет волновых параметров базируется на схеме замещения, представленной на рис.1 а. где:

R_c– активное сопротивление катушки, равное сумме сопротивления, обусловленного магнитным потерями в машине, и активного сопротивления обмотки с учетом поверхностного эффекта; L_c–индуктивность катушки, соответствующая ее полному потокосцеплению; K_c–продольная емкость катушки, т.е частичная емкость между ее первыми и последними витками; C_c– поперечная емкость катушки, т.е частичная емкость ее проводников относительно корпуса

(земли); G_c– активная проводимость катушки, эквивалентная электрическим потерям в корпусной изоляции.

1. Расчет емкостных параметров [2-4]

Расчет емкостных параметров является одним из важных этапов моделирования волновых процессов и перенапряжений в обмотках асинхронных двигателей. Их определение основано на ряде допущений, изложенных в [3, 4]. Зависимость этих параметров от частоты и от температуры здесь не учитывается.

a) для однослойной обмотки

Емкость катушки обмотки относительно корпуса можно рассчитать как емкость между стенкой паза и примыкающими к ней проводниками:

$$C_c = 2l_n n_i C_i , \quad (1)$$

где l_n – длина паза статора; C_i - емкость *i*-го проводника секции, прилегающего к стенке паза; n_i - число проводников наружного слоя секции, прилегающих к стенкам паза.

Продольная емкость катушки всыпной обмотки рассчитается по формуле:

$$K_c = \frac{K_i}{(w-1)k_n} l_в , \quad (2)$$

где K_i – емкость между смежными изолированными проводниками; w – число эффективных проводников (витков) в катушки; $k_n \approx 0.08$ – статистический коэффициент перемешивания проводников при их всыпной укладке; $l_в$ – средняя длина витка секций.

Ёмкость одной фазы обмотки статора относительно корпуса равна:

$$C_ф = K_2 \cdot N \cdot C_c , \quad (3)$$

где N – число катушек в фазе, равное $N=Z/6$; Z – число пазов статора; $K_2 = 1,0$– для закрытых машин.

Входная емкость фазы рассчитывается по:

$$C_{вх} = \frac{C_ф}{2N}\sqrt{\frac{C_c + K_c}{C_c}} ; \quad (4)$$

b) для двухслойной обмотки

Емкость катушки относительно корпуса в пределах одного паза:

$$C_c = l_n n_i C_i . \quad (5)$$

Ёмкость C_2, между двумя проводниками в пазу (на единицу их длины), принадлежащими двум рядом расположенным катушкам, будет равна половине емкости C_i, вычисленной по формуле (1).

При числе проводников рядом расположенных катушек n_2 в области паза и в лобовых частях n_3, емкости $C_п$ и $C_л$ между рядом расположенными катушками соответственно равны:

$$C_п = l_п n_2 C_2 , \quad C_л = l_л n_3 C_2 , \quad (6)$$

где $l_п$ и $l_л$ - длина соприкасающихся пазовых и лобовых частей катушек; n_2 и n_3 определяются аналогично описанному при расчёте число проводников наружного слоя секции, прилегающих к стенкам паза n_i.

Емкость всей обмотки машины относительно корпуса $C_{3ф}$, вычисляется как произведение емкости катушки C_c, расположенной в одном пазу, на число пазов статора Z, то-есть:

$$C_{3ф} = Z \cdot C_c . \quad (7)$$

Экспериментально $C_{3ф}$ может быть измерена как емкость между обмоткой и корпусом при соединении трех фаз параллельно.

Емкость между двумя фазами $C_{12ф}$ определяется как сумма $C_п$ и $C_л$ емкостей между рядом расположенными катушками, принадлежащими разным фазам. На основании схемы расположения катушек в пазах статора данного двигателя $C_{12ф}$ будет:

$$C_{12ф} = 8 \cdot C_п + 4 \cdot C_л , \quad (8)$$

В соответствии со схемой включения емкостей фаз обмотки (рис.2) значение ёмкости фазы обмотки относительно корпуса:

$$C_{1ф} = \frac{C_{0Ф}(C_{0ф} + 3 \cdot C_{12ф})}{C_{0ф} + C_{12ф}}, \quad (9)$$

где $C_{0ф}$ - емкость фазы относительно корпуса, равная:

$$C_{0ф} = \frac{C_{3ф}}{3} , \quad (10)$$

Продольная емкость катушки K_c определяется по (2), а входная емкость по (4) где N – число катушек в фазе равное для этой обмотки $N=Z/3$.

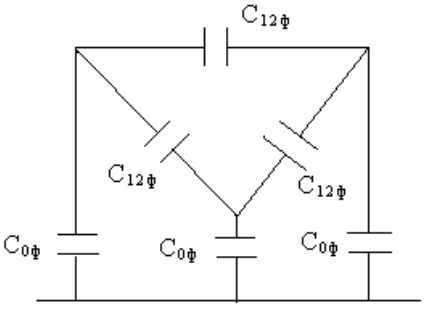


Рис.2. Емкостная схема замещения фазы. двухслойной обмотки статора

2. *Расчет магнитных параметров [2, 4]*

Активно-индуктивные волновые параметры пазовой части обмоток электрических машины с всыпными обмотками могут быть определены по их конструктивным данным на основании расчета магнитной цепи машины. Эти обмотки имеют произвольное неупорядоченное расположение проводников в секциях, поэтому картина магнитного поля секции довольно сложная. Часть силовых линий магнитного поля витка замыкается в сердечнике, другая – в пазу, охватывая то или иное количество витков, третья – в проводнике. Расчет индуктивности секции сопряжен с большими математическими трудностями, поэтому для расчета магнитных волновых параметров секции приняты допущения, изложенные в [4]. Важно отметить, что при расчете по данной методике реальный паз был замен эквивалентным пазам с помощью конформного преобразования и дробно-линейной функции.

а) Собственная индуктивность витка

$$L_в = L_{ст} + L_{пр} + L_{из}, \qquad (11)$$

Индуктивность

$$L_{ст} = \mathrm{Re}\frac{1}{\underline{Z}_{ст}}, \qquad (12)$$

где $\underline{Z}_{ст}$ – комплексное магнитное сопротивление для потока, замыкающегося в стальном сердечнике вокруг паза.

При вычислении $\underline{Z}_{ст}$ пользуются чертежом реального, а не эквивалентного паза, с целью снижения погрешности, вносимой допущениями.

Далее полагаем, что

$$\underline{Z}_{ст} = \frac{2}{\mu_0 l_n}\left[\frac{1}{\underline{\mu}_ш}\sum_{i=1}^{n}\frac{l_i}{a_i} + \frac{2\Delta_в}{k_в a_в}\right], \qquad (13)$$

где l_n – длина паза сердечника статора; n – число рассматриваемых участков; l_i – средняя длина линии магнитной индукции на i-ом участке шириной a_i; $\Delta_в$ и $a_в$ – величина воздушного зазора и его ширина под зубцом статора; $k_в \approx 1{,}05$ коэффициент расширения магнитного потока в воздушном зазоре.

Внутренняя индуктивность цилиндрического проводника

$$L_{пр} = \frac{1}{\omega}\mathrm{Im}\left[\frac{k l_в}{\sigma_м 2\pi r_1}\frac{J_0(kr_1)}{J_1(kr_1)}\right], \qquad (14)$$

где $l_в$ – длина витка обмотки; $\sigma_м$ – электрическая проводимость медного провода; r_1 – радиус проводника без изоляции; $J0(kr_1)$ и $J1(kr_1)$ – функции Бесселя первого рода соответственно нулевого и первого порядков;

$$k = \sqrt{-j\omega\mu_0\sigma_м}\ . \qquad (15)$$

Определим индуктивность $L_{из}$ для центрального проводника эквивалентного паза:

$$L_{из} = \frac{\mu_0 l_в}{2\pi}\ln\frac{R_1}{r_1}, \qquad (16)$$

где R_1 – радиус эквивалентного круглого паза.

Проводник, расположенный вне центра паза, необходимо перевести в центр паза соответствующим конформным преобразованием с помощью дробно-линейной функции:

$$w = \lambda\frac{z - x_1}{z - x_2}, \qquad (17)$$

где x_1 и x_2 – абсциссы симметричных точек относительно окружностей C_1 и C_2.

Они определяются в результате решения уравнения:

$$cx^2 - (R_1^2 - r_1^2 + c^2)x + cR_1^2 = 0, \qquad (18)$$

где c – смещение центров окружности C_1 и C_2.

При отображении окружности C_1 и C_2 перейдут в некоторые окружности C'_1 и C'_2 на плоскости $\underline{w}$. Пусть окружность C'_2 имеет единичный радиус, тогда

$$\lambda = \frac{R_1 - x_2}{R_1 - x_1}, \qquad (19)$$

Радиус окружности C'_1 (радиус проводника)

$$C'_1 = \frac{(R_1 - x_2)(r_1 + c - x_1)}{(R_1 - x_1)(r_1 + c - x_2)}, \qquad (20)$$

Тогда индуктивность $L_{из}$ для проводника, приведенного к центру паза,

$$L_{из} = \frac{\mu_0 l_в}{2\pi}\ln\frac{C'_2}{C'_1} = \frac{\mu_0 l_в}{2\pi}\ln\frac{(R_1 - x_1)(r_1 + c - x_2)}{(R_1 - x_2)(r_1 + c - x_1)} \qquad (21)$$

б) Взаимная индуктивность витков

Взаимная индуктивность k-го витка с i-ым равна

$$\underline{M}_{ki} = \frac{\dot{\psi}_{ki}}{\dot{I}_i}, \qquad (22)$$

где $\dot{\psi}_{ki}$ – потокосцепление взаимной индукции k-го витка, обусловленное током в i-ом витке $\dot{I}_i$.

Потокосцепление Ψ_{ki} определяется формулой:

$$\dot{\psi}_{ki} = \dot{I}_i(\Lambda_{ki} + \underline{\Lambda}_{ст}), \qquad (23)$$

где Λ_{ki} – магнитная проводимость для потока взаимной индукции в пазовой части; $\Lambda_{ст}$ – магнитная проводимость сердечника,

$$\underline{\Lambda}_{cm} = \frac{1}{\underline{Z}_{cm}}, \quad (24)$$

Для определения Λ_{ki} производится конформное отображение системы проводников с помощью дробно-линейной функции:

$$\underline{w} = \underline{\lambda}\frac{\underline{Z} - \underline{Z}_1}{\underline{Z} - \underline{Z}_2}, \quad (25)$$

Отображение производится так, чтобы *i*-й проводник был в центре системы с радиусом $R'_1=1$. Модули Z_{1i} и Z_{2i} обозначим Z_{1i} и Z_{2i}, их аргумент – φ_i. Модули определяются из решения уравнения:

$$c_i z^2 - (R_1^2 - r_1^2 + c_i^2)z + c_i R_1^2 = 0, \quad (26)$$

где c_i – расстояние между геометрическими центрами паза и *i*-го проводника.

Коэффициент

$$\underline{\lambda}_i = \frac{R_1 - z_{2i}}{R_1 - z_{1i}} e^{j\varphi_i}, \quad (27)$$

Положение *k*-го проводника на $\underline{w}$-плоскости определится выражением:

$$\underline{w}_k = \underline{\lambda}_i \frac{\underline{Z}_k - \underline{Z}_{1i}}{\underline{Z}_k - \underline{Z}_{2i}}, \quad (28)$$

Расстояние от центра системы до центра *k*-го проводника будет равно:

$$\rho_k = \mathrm{mod}\left(\lambda_i \frac{\underline{Z}_k - \underline{Z}_{1i}}{\underline{Z}_k - \underline{Z}_{2i}} \right), \quad (29)$$

Магнитная проводимость

$$\Lambda_{ki} = \frac{\mu_0 l_в}{2\pi} \ln\frac{1}{\rho_k}, \quad (30)$$

взаимная индуктивность

$$\underline{M}_{ki} = \frac{\mu_0 l_в}{2\pi} \ln\frac{1}{\rho_k} + \frac{2\mu_0 l_n}{\frac{1}{\underline{\mu}_ш}\left(\sum_{i=1}^{n} \frac{l_i}{a_i} + \frac{2\Delta_в}{k_в a_в} \right)}. \quad (31)$$

Используя метод суммирования, находим индуктивность *k*-го витка:

$$\underline{L}_k = \underline{L}_{вк} + \sum_{i=1}^{n} \underline{M}_{ki} \quad (i \neq k), \quad (32)$$

где $l_{вк}$ - собственная индуктивность витка; *n* – число проводников в секции.

в) Параметры секции

Полная индуктивность секции – комплексная величина, равная:

$$\underline{L}_c = \frac{1}{m_i} \sum_{k=1}^{w} \underline{L}_k, \quad (33)$$

где m_i – число параллельных элементарных проводников в обмотке; *w* – число витков в секции.

Умножив L_c на $j\omega$, получим полное сопротивление секции, обусловленное ее магнитным полем:

$$\underline{Z}'_c = j\omega \underline{L}_c = R_{c\cdot в} + j\omega L_c, \quad (34)$$

где $R_{c,в}$ – активное сопротивление секции, эквивалентное потерям на вихревые токи в сердечнике; L_c – индуктивность секции.

Отсюда

$$R_{c\cdot в} = \mathrm{Re}\,\underline{Z}'_c; \quad (35)$$

$$L_c = \mathrm{Re}\,\underline{L}_c, \quad (36)$$

Активное сопротивление секции с учетом потерь в проводниках на вихревые токи

$$R_c = R_{c\cdot в} + R_{пр}, \quad (37)$$

где $R_{пр}$ – активное сопротивление секции, эквивалентное потерям в проводниках на вихревые токи, определяемое из выражения:

$$R_{пр} = \frac{w}{m_i} \mathrm{Re}\left[\frac{k l_в}{\sigma_м 2\pi r_1} \frac{J_0(kr_1)}{J_1(kr_1)} \right], \quad (38)$$

Однако $R_{пр}$ на много меньше, чем $R_{с.в}$, и его можно не учитывать. Тогда:

$$R_c \approx R_{c\cdot в} = \mathrm{Re}\,\underline{Z}'_c, \quad (39)$$

Продольное сопротивление секции по схеме замещения (рис.1.а) с учетом продольной емкости Кс запишется в виде:

$$\underline{Z}_c = \frac{R_c + j\omega L_c}{1 + j\omega K_c (R_c + j\omega L_c)}, \quad (40)$$

Отсюда можно найти параметры схемы замещения:

$$L_c = \frac{1}{\omega}\mathrm{Im}\frac{\underline{Z}_c}{1 - j\omega K_c \underline{Z}_c}; R_c = \mathrm{Re}\frac{\underline{Z}_c}{1 - j\omega K_c \underline{Z}_c}. \quad (41)$$

Результаты расчета волновых параметров, сведанные в таблице 1, величины параметров R_c, L_c и G_c данные для частоты 200 кГц.

таблица 1

C_c, *пФ*	K_c,*пФ*	G_c,*1/Ом*	R_c,*Ом*	L_c, *мкГн*
для однослойной обмотки				
1085	*10,44*	$3{,}25.10^{-5}$	*173,9*	*1250*
для двухслойной обмотки				
663,6	*9.467*	$1.99.\ 10^{-5}$	*88.23*	*6274*

III. РАСЧЁТ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ [1-5]

Расчет проводиться для перенапряжений относительно корпуса (напряжения выводов катушки относительно земли) и межсекционных напряжений с использованием схемы рис.1б). Распределение напряжений в рассматриваемой схеме описывается уравнением в частных производных гиперболического типа [1-4]:

$$K\frac{\partial^4 u}{\partial x^2 \partial t^2}+\frac{1}{R}\cdot\frac{\partial^3 u}{\partial x^2 \partial t}+\frac{1}{L}\cdot\frac{\partial^2 u}{\partial x^2}-C\frac{\partial^2 u}{\partial t^2}-G\frac{\partial u}{\partial t}=0;(42)$$

Здесь координата x непрерывно изменяется в пределах $0 \le x \ge l$, l – длина проводников параллельной ветви фазы обмотки. Условно принимаем за положительное направление изменения координаты x противоположное движению падающей волны, то есть от конца обмотки ($x = 0$) к ее началу($x = l$).

Все параметры, входящие в это уравнение даны для единицы длины. Поэтому размерности параметров будут:

- для продольной ветви:

индуктивность *[L]=Гн/м;*
сопротивление *[R]= Ом/м;*
продольная емкость [*K]=Ф·м;*

- для поперечной ветви:

поперечная емкость *[C]= Ф/м;*
проводимость [G]= *1/ Ом·м;*.

Уравнение было решено методом Фурье, для этого предварительно были заданы начальные и граничные условия. Эти условия определяются физической природой явлений в обмотке, а также схемой соединения. Они были сформулированы следующим образом: на обмотку падает волна напряжения, характеризуемая уравнением:

$$u_{имп}(t)=U\cdot(e^{-\alpha t}-e^{-\beta t}) \text{ при } t>0, \quad (43)$$

где U – амплитуда импульса равная *10В*; α и β – некоторые постоянные равные для исследуемой машины:

α= 1210^6 c^{-1}, β =$2\cdot10^6$ c^{-1}.

Начальные условия считаются нулевыми. Конец обмотки изолирован, граничные условия следующие:

для начала обмотки $U(l,t)=u_{имп}(t)$; (см. уравнение (43)).

для конца обмотки ($x=0$).

$$\frac{\partial u(0,t)}{\partial x}=0, \quad (44)$$

Следует отметить, что при решении уравнений методом Фурье учитывалась зависимость параметров *R*, *L* и *G* от частоты методом итераций[1-4].

Результаты моделирования для исследуемой машины представлены на рис. 2 и 3.

На рис.2 и 3 показаны зависимости значений максимальных напряжений относительно корпуса и на секциях от номера секций для однослойной обмотки а) (базисная машина) и для двухслойной обмотки б) соответственно.

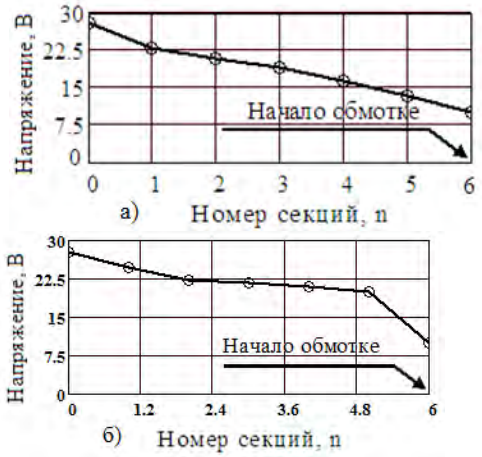


Рис.2. Зависимость значений максимальных напряжений относительно корпуса от номеров секций. а) для однослойной обмотки (базисная машина); б) для двухслойной обмотки

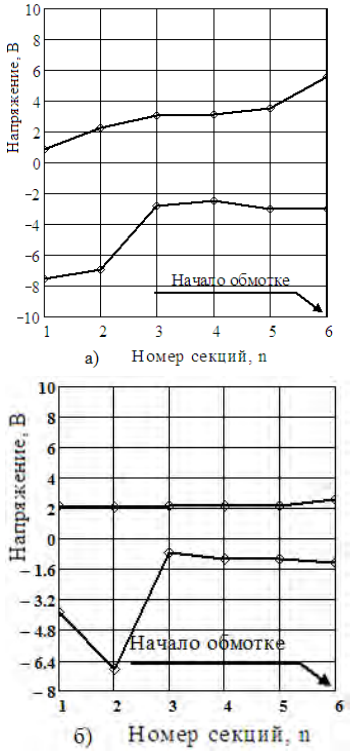


Рис. 3. значения максимальных положительных и отрицательных напряжений на секциях обмотки; а) для однослойной обмотки (базисная машина); б) для двухслойной обмотки

VI. ВЫВОДЫ

1. Из рис. 2 и 3 видно, что величины максимальных напряжений относительно корпуса в однослойной обмотке меньше, чем в двухслойной, а значения максимальных напряжений на секциях – наоборот, они значительно большее, чем в двухслойной обмотке. Так как напряжения на секциях более опасные для межвитковых изоляций, то использование двухслойных обмоток более предпочтительно.

2. Представленный метод расчета волновых параметров и алгоритм моделирования переходных процессов при импульсном питании расширяюсь возможности исследования и проектирования частотно-регулируемых электродвигателей и приводов.

Список литературы

[1] Белассель Моханд-Тахар., Беспалов В.Я. Волновые параметры и межвитковые перенапряжения в многовитковой всыпной обмотоке асинхронного двигателя, питаемого от ШИМ-преобразователя //Электротехника. 2008. № 7. с. 14.

[2] Белассель Моханд-Тахар, Беспалов В.Я. Волновые параметры и перенапряжения в различных типах обмоток асинхронных двигателей, питаемых от ШИМ-преобразователей // Электротехника. 2006. № 3. с.56.

[3] Белассел Моханд-Тахар., Беспалов В.Я., Бухемис Шетат. Емкостные параметры и перенапряжения в обмотке асинхронного двигателя питаемого от ШИМ-преобразователя //Электротехника. 2005. № 1, с.44.

[4] Каганов З.Г. Электрические цепи с распределенными параметрами и цепные схемы. М.: Энергоатомиздат,1990,с.248.

[5] Ватаев А. С. Высокочастотные электромагнитные процессы и перенапряжения в частотно-регулируемых асинхронных электродвигателях с короткозамкнутым ротором // дисс... канд. техн. наук. – Сант-Петербурский государственный политехнический университет, 2009.

Contacts: BELASSEL Mohand-Tahar: Department of Electrical Engineering, Faculty of Electrical Engineering and Computer Science, University of Tizi-ouzou Algeria,
E-mail: mtbelassel@yahoo.fr.

МОДЕЛИРАНЕ НА ТОПЛИНИ ПРОЦЕСИ В СИЛОВИ ТРАНСФОРМАТОРИ

инж. Величка Ботева, инж. Йордан Ботев

MODELING OF THERMAL PROCESSES IN POWER TRANSFORMERS

Abstract: In this study a 3D model of a power transformer is developed. Core and coils are loaded with real loads. It is obtained results for maximum temperature and approximately heat distribution in the total volume of the transformer. The results are in good agreement with the measured values of the temperature of the transformer.
Keywords: силов трансформатор, температура, топлинно разпределение; heat distribution, power transformer, temperature.

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Загряването на трансформаторите е в следствие на загубите на електрическа енергия в намотките, магнитопровода и други елементи на трансформатора.

Изследването на преходните топлини режими е от изключителна важност в съвременното проектиране на силовите трансформатори по ред причини:

1. Да се установи разпределението на температурата в отделните части на трансформатора.
2. Да се оптимизира охладителната система на трансформатора.
3. Да се установи възможността за претоварване на трансформатора.
4. Определяне на топлинното състояние на изолацията.
5. Установяване на топлинните процеси при критични топлинни режими.

Температурата е основен работен параметър. Загряването на трансформаторите е в следствие на загубите на електрическа енергия в намотките, магнитопровода и други елементи на трансформатора. Температурите в отделните части става по-висока от температурата на околната среда, като загряването на трансформатора зависи още и от натоварването на трансформатора и от начина на неговото охлаждане.

Загряването на трансформатора е онзи фактор, който ограничава мощността му при продължителен или кратковременен режим на работа.

В топлинно отношение трансформатора е нехомогенно тяло. Той е съставен от части и материали с различни топлини свойства. Стоманените части имат голяма топлопроводност и малък топлинен капацитет. Между тях се намират изолационни слоеве с голямо топлинно съпротивление. Намотката е сложно съчетание на проводников материал (мед или алуминий) с голяма топлопроводност и изолационни материали с голямо топлинно съпротивление.

II. МОДЕЛИРАНЕ НА ТОПЛИННИ ПРОЦЕСИ В СИЛОВИТЕ ТРАНСФОРМАТОРИ.

1. Топлинни процеси в силовите трансформатори

При изследването на топлинните процеси в трансформаторите се правят някой допускания , с което се опростява сложната картина на температурното поле. Така например приема се, че намотката и магнитопровода са хомогенни тела. Това е възможно и допустимо, ако еднородното тяло, което замества действителната намотка или магнитопровод, има същите външни размери, същото количество отделена топлина и същия еквивалентен топлинен капацитет.

За всеки елемент на топлинната верига (намотки, магнитопровод, масло, казан) се въвежда средна изчислена температура.

Само при определена температура на маслото се отчита освен средна температура също така и температура на горните слоеве.

Топлинен процес в еквивалентното хомогенно тяло. Въвеждаме следните означения:

ϑ - разликата в температурата на даденото тяло и околната среда, °C;

p - загубите в тялото, W;

C -топлинен капацитет на тялото, $\frac{Ws}{^0C}$;

K - коефициент на топлоотдаване от повърхността на тялото, $\frac{W}{^0C}$.

Величините C и K могат да се представят:

(2-1) $$C = cG \; ; \qquad K = kS$$

където

c е специфичен топлинен капацитет, $\frac{Ws}{kg\,^0C}$

k е специфичен коефициент на топлоотдаване, $\frac{W}{m^2{}^0C}$;

G, S - маса, повърхност на тялото, kg, m^2.

За време dt в тялото се отделя енергия pdt, част от която $Cd\vartheta$ остава в тялото му и предизвиква повишение на температурата му, а другата част $K\vartheta dt$ се разсейва като топлина в околната среда. Във всеки момент от време има баланс на топлинната енергия, който се изразява чрез диференциалното уравнение за преходния топлинен процес:

(2-2) $$pdt = Cd\vartheta + K\vartheta dt$$

Когато топлинния процес е установен и е достигнато установено прегряване над околната среда ϑ_y цялата енергия отделена в тялото, се отвежда в околната среда чрез охлаждащата повърхност За установен топлинен процес се описва $pdt = K\vartheta_y dt$, откъдето за установеното прегряване се получава

(2-3) $$\vartheta_y = \frac{p}{K} = \frac{p}{kS} = \frac{q}{k},$$

където $q = \frac{p}{S}$ е специфично топлинна натоварване.

Като се замести p в горната формула се получава

(2-4) $$\vartheta_y dt = \frac{C}{K} d\vartheta + \vartheta dt.$$

Това уравнение се представя във вида:

(2-5) $$dt = \frac{T}{\vartheta_y - \vartheta} d\vartheta$$

Където

$T = \frac{C}{K} = \frac{cG\,\vartheta_y}{\mu}$ е топлинната времеконстанта.

Решението на диференциалното уравнение

(2-6) $$t = -T \ln(\vartheta_y - \vartheta) + A$$

Интеграционната константа A се определя от началните условия. Приемаме, че при $t = 0$ $\vartheta = \vartheta_0$. Тогава

(2-7) $$A = T \ln(\vartheta_y - \vartheta_0).$$

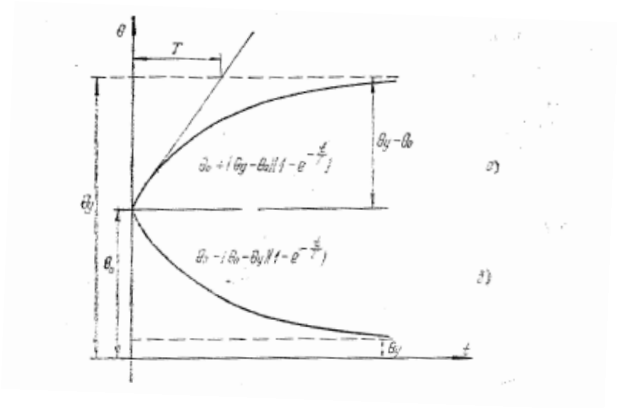
Като се замести изразът за A се получава:

(2-8) $$\frac{t}{T} = \ln\left(\frac{\vartheta_y - \vartheta_0}{\vartheta_y - \vartheta}\right),$$

откъдето

(2-9) $$\vartheta = \vartheta_0 + (\vartheta_y - \vartheta_0).(1 - e^{-\frac{t}{T}}).$$

Това уравнение дава възможност да се определи температурната разлика ϑ както при загряване, така и при охлаждане на тялото. При загряване на тялото $\vartheta_y > \vartheta_0$ и прегряването се изобразява съгласно с $\vartheta = \vartheta_0 + (\vartheta_y - \vartheta_0).(1 - e^{-\frac{t}{T}}).$, това е горната крива на фиг.2-3 а. Ако тялото се охлажда, $\vartheta_y < \vartheta_0$ и процесът се развива по долната крива (фиг.2-3 б).



Фиг.1 Крива на изменение на температурата на еднородно тяло

а) – при загряване, б) – при охлаждане

Практически се приема че след време $t \approx 3T$ топлинния процес е установен и $\vartheta = \vartheta_y$.
Ако в началото на процеса на загряване на тялото има същата температура , като околната среда $\vartheta_0 = 0$. В този случай топлинния процес се изразява с уравнението:

(2-10)

$$\vartheta = \vartheta_y.(1 - e^{-\frac{t}{T}}).$$

При разглеждане на процеса на нагряване на намотката спрямо маслото в маслен трансформатор или спрямо въздух в сух трансформатор топлината времеконстанта в намотката може да се изчисли по формулата:

(2-11)

$$Tн = \frac{c_{пр}G_{пр} + bc_u G_u}{p_{ел}} \vartheta_{ун},$$

където

$c_{пр}$ е специфичен топлинен капацитет на проводниковия материал;

c_u – специфичен топлинен капацитет на изолацията на проводниците;

$G_{пр}$ – маса на проводника на намотката, kg;

G_u - маса на изолацията на проводниците, kg;

$p_{ел}$ – електрически загуби в намотката;

$\vartheta_{ун}$ – установена температурна разлика между намотката и охлаждащата я среда (масло или въздух).

b - коефициент, който отчита по- ниската температура на изолацията спрямо проводниковия материал.
Топлинната времеконстанта на магнитопровода е съответно

(2-12)

$$T_c = \frac{c_c G_c \vartheta_{yc}}{p_c},$$

където

c_c е специфичен топлинен капацитет на трансформаторната стомана;

G_c - маса на стоманата на магнитопровода, kg;

p_c - магнитни загуби в стоманата, W;

ϑ_{yc} - установена температурна разлика между стоманения магнитопровод и охлаждащата среда, °C .
Топлинната времеконстанта на целя трансформатор спрямо околната среда е

(2-13)

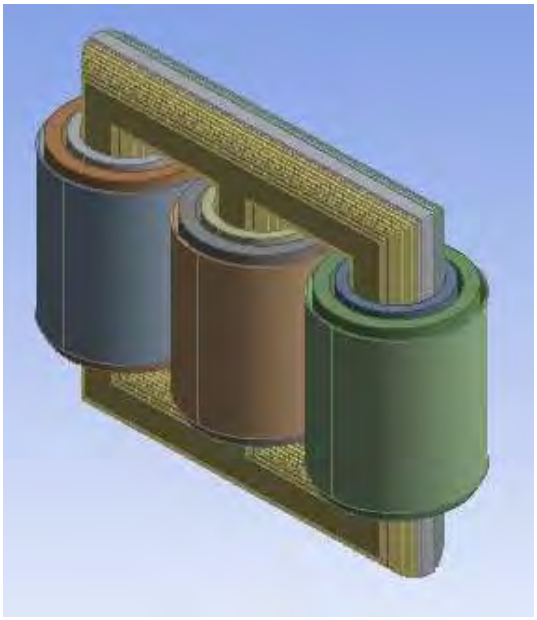
$$T_{TP} = \frac{\sum c_i G_i \nu_i}{p_{ел} + p_c}.$$

В горната формула е дадена сумата от произведенията $c_i G_i \vartheta$ за отделните части на трансформатора. Това са намотка, магнитопровод, твърда изолация, трансформаторно масло казан. Специфичните топлинни капацитети на материалите използвани в трансформаторите имат следните стойности: мед – 390, трансформаторна стомана и казан – 480, трансформаторно масло – 1 800, твърда изолация – 2000.

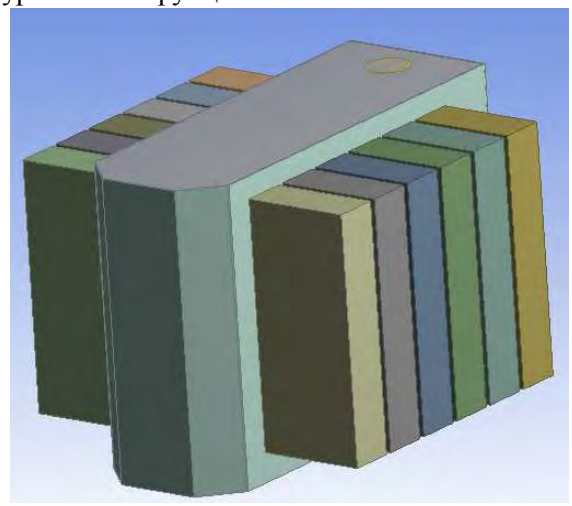
2. Модел на трансформатора

Направен е геометричен модел в средата SolidWorks, отговарящ на чертежа на реален трансформатор, състоящ се от:

- магнитопровод;
- намотка ниско напрежение;
- намотка високо напрежение;
- регулационна намотка .
- казан
- масло
- стъпален регулатор



Фигура 2. Конструкция на активната част



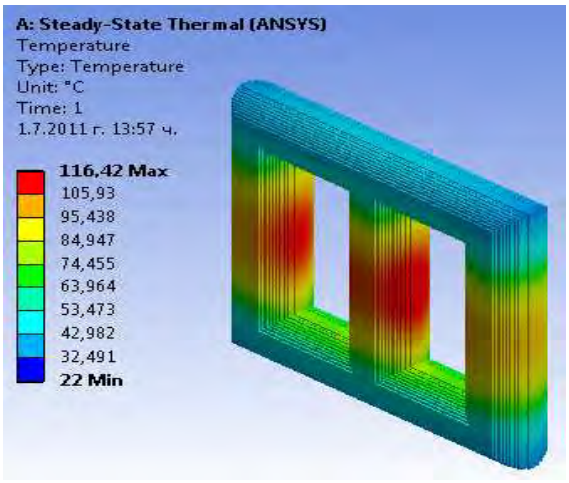
Фигура 3. Модел на трансформатора

След това модела е прехвърлен в средата ANSYS и са му приложение следните товари, отговарящи на реалната машина

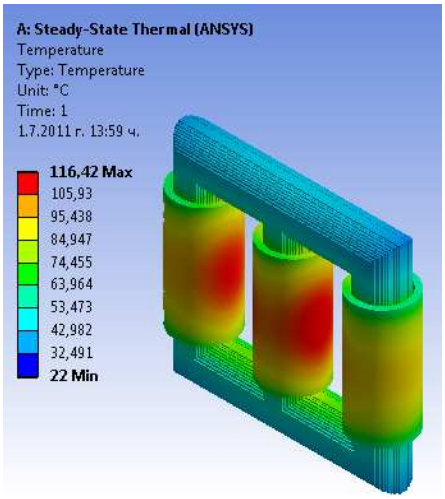
Обем	Специфична мощност [W/m3]
Намотка ВН	83 913
Намотка НН	61 197
Магнитопровод	9 909

Таблица 1. Източници на топлина

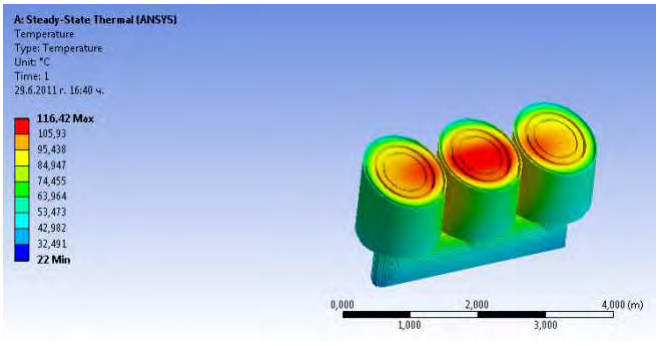
Прилагайки товари в програмата ANSYS , която е базирана на метода с крайни елементи, мотат да бъдат да визуализирани: разпределението на температурата в целия обем на трансформатора и резултат за максималната температура в трансформатора.



Фигура 4. Разпределение на температурата в магнитопровода



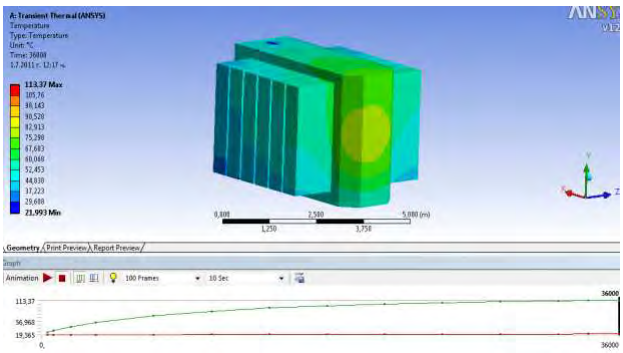
Фигура 5. Разпределение на температурата в магнитопровода и намотка ниско напрежение



Фигура 6. Разпределение на температурата в напречното сечение на магнитопровода и намотки ниско и високо напрежение.

Също така ANSYS дава възможност да се решава и времезависима задача. Тази задача

може да бъде използвана за получаване на приблизителното време за установяване на топлинно равновесие в трансформатора.



Фигура 7. Разпределение на температурата в казана и радиаторите на трансформатора

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

След направена равносметка за модела можем да кажем, че той отговаря на поставените цели:

Да даде възможност за установяване на температурата на ключови места, които при лабораторни условия трудно биха могли да бъдат измерени с измервателна техника.

Установяване времето за достигане на топлинно равновесие на модела при номинален товар. Топлинното равновесие настъпва след приблизително 8,5 часа. Реалното време за достигане на установената температура на трансформатора е 7,92 часа (резултатът от модела е сравнен с изпитанието на реалната машина).

Модела дава възможност за визуализация на топлинното разпределение в различни обеми, който не биха могли да се наблюдават по друг начин. Дава възможност за установяване на температурата във всяка точка от изследвания модел.

Решението на ANSYS е инструмент за изследване на прототипи, с които могат да се предскажат много аспекти на електромагнитното физическо тестване. Това, намалява разходите за разработки и позволява да се подобри и оптимизира конструкцията, без да се изисква разработването на физически прототипи.

Модела дава реални резултати и може да се използва в подпомагане на проектирането на електротехнически устройства. Чрез него могат да се установят температури, които не биха били предвидими на етап проектиране и трудни за измерване.

LITERATURE:

[1]. Ангел М. Ангелов, Димитър А. Димитров. Електрически машини I. Изд. Техника, 1976.

Contacts:
Величка Ботева, Отдел Оферти, Хюндай Хеви Индъстрис България,
Phone: +359-879-840-696
Email: velichka_gendova@abv.bg
Йордан Ботев, Отдел Оферти, Хюндай Хеви Индъстрис България,
Phone: +359-878-633-677
Email: ybotev@hhi-co.bg

ВЛИЯНИЕ НА ПРЕТОВАРВАНЕТО ВЪРХУ ОСТАТЪЧНИЯ ЕКСПЛОАТАЦИОНЕН СРОК НА СИЛОВИТЕ ТРАНСФОРМАТОРИ

Любомир Димитров, Тодор Пенев

IMPACT OF OVERLOADS OF THE REMAINING LIFETIME OF TRANSFORMERS

Abstract: Overload of the transformer is the load, when the calculated wear of the insulation of the windings exceeds the limit , corresponding to the nominal mode. Experience shows that this is a common mode of operation in distribution transformers.

The report, based on the adopted model is calculated thermal loss of life of transformers in the following modes: continuous load, emergency overload for a long time, emergency overload for a short time and planned loading beyond nameplate . The calculations are performed in compliance with 24 real load schedules for summer and winter seasons. Give recommendations for design of thermal protection and development of new regulations related to overloading of transformers.

.

Keywords: lifetime, overload, power transformers, thermal protection

I. ВЪВЕДЕНИЕ

По време на експлоатацията товарите, както и климатичните условия при които работят трансформаторите са променливи и се различават от номиналните. При това тези промени в общия случай са независими една от друга и могат да влошат работата на трансформатора, т.е. товаровият график да бъде по-тежък от номиналния и температурата на околната среда да бъде над номиналната . При наличието на едно или при съчетание от двете условия настъпва претоварване на трансформатора.

Трансформаторите са конструирани, така, че да могат да понасят продължително време претоварването. Например при аварийните режими, те могат да издържат 30% претоварване в продължение на 2 часа и 100% - в продължение на 600 s, независимо от натоварването и загряването до аварията. Това време е достатъчно дежурният персонал да вземе необходимите мерки за разтоварване на трансформатора.

Най-общо, трансформаторите могат да работят в два режима- в нормален (допустим) режим и в режим на претоварване.

В нормален (допустим) режим на работа трансформатора е подложен на продължително натоварване , при което изчисленото износване на изолацията на намотките от нагряването не превишава износването, съответстващо на номиналния режим на работа. Това е така нареченото номинално износване. За всеки трансформатор се определя максимално допустима температура на горните слоеве на маслото. За трансформатори без принудителна циркулация на маслото, тази температура е не по-висока от +95°C [6]. Режимът на претоварване представлява режим, при който изчисленото износване на изолацията на намотките, съответстващо на установеното превишаване на температурата, превишава износването, съответстващо на номиналния режим на работа.Режимът на претоварване в нормативните документи у нас [1,2,6] се третира твърде обобщено като”систематично и аварийно”.За тези режими се определя съответното съкращаване на живота в ‘нормални дни”.Съвременната практика на използване на трансформаторите предполага едно по-широко разглеждане на различните режими на работа,свързано и с максимално продължение на техния ресурс.

Целта на настоящата работа е да се отчете влиянието на претоварването върху остатъчния експлоатационен срок на силовите трансформатори при по-детайлно разглеждане на различните режими на работа и използване на съвременни изчислителни методи и средства за защита.

II. РЕЖИМИ НА НАТОВАРВАНЕ И ВЛИЯНИЕТО ИМ ВЪРХУ ОСТАТЪЧНИЯ РЕСУРС НА СИЛОВИТЕ ТРАНСФОРМАТОРИ

1. Видове натоварвания

Разглеждат се четири режима на натоварване.

а)Продължително натоварване при нормална продължителност на живот

Този режим предполага циклично натоварване при нормална температура на околната среда , където температурата на „най-горещата точка”на намотките варира над и под нормалната- 110°C [4,5], в зависимост от циклите на натоварване - над и под предписанията на табелката на трансформатора (kVA). От гледна точка на топлинно стареене, този цикъл принадлежи към постоянното натоварване. Това е така, защото топлинното стареене има натрупващ ефект във времето и температурите над 110°C са допустими, при условие, че трансформаторът работи за много по-дълъг период под 110°C**.**

Максимално допустимата температура на „горещата точка”на намотките и максималната темпратурата на маслото в горната част на казана не могат да бъдат превишени**.**

б) Аварийно претоварване за дълго време

Вследствие на претоварване на трансформатора температурата на „най-горещата точка” в намотката е в диапазона от 120-140°C. Това събитие се очаква да се случи 2 или 3 пъти по време на целия живот на трансформатора и всяко събитие може да продължи седмици и месеци. Този вид експлоатация причинява ускорено стареене на изолацията на трансформатора и може да бъде обвързано и с други рискове.

в) Аварийно претоварване за кратко време

Това състояние на натоварване е обичайно доста високо и е следствие от една или повече причини, които сериозно са нарушили нормалното натоварване на електроразпределителната система и се очаква да се случи различен брой пъти през целия експлоатационен живот на трансформатора. Този вид претоварване може да доведе до температура на „най-горещата точка” в намотката по-висока от 180°C за кратък период от време. По време на това събитие може да се очаква значително скъсяване на живота на изолацията и съответно намаляване на живота на трансформатора.

Ако не е посочено друго в инструкцията на производителя, по време на аварийни режими се допуска кратковременно претоварване по ток на трансформаторите при всички режими на охлаждане, независимо от предшестващото натоварване и температура на охлаждащата (околната) среда.

Границите на претоварванията по ток са изложени в [6] (Таблица 1)

Таблица 1.Граници на претоварванията по ток

Маслени трансформатори:					
Претоварване по ток, %	30	45	60	75	100
Продължителност на претоварването, минути	120	80	45	20	10

г) Планирано претоварване над предписанията от табелката

Това натоварване е прието от потребителите като нормално, планирано за условията на работа. Не е свързано с отказ на оборудване или аварийни ситуации. Планираните претоварвания ще се срещат често, а в някои случаи и ежедневно, през периода на натоварване на трансформатора. Загубата на живот на изолацията, трябва да бъде изчислена така, че да отговаря на това състояние на натоварване.

2. Методи за определяне на прегряването и остатъчния ресурс при претоварване на маслени трансформатори

Температура на „най-горещата точка” в намотката не може да надвишава стойност от 80°C над температурата на околната среда.

Според [5] при непрекъсната температура на околната среда от 30°C, максималната температура на „най-горещата точка” в намотката не трябва да надвишава 110°C. Ако трансформаторът е работил продължително на тази температура, нормалната му продължителност на живот е 20,55 години.

Силовите трансформатори са оценяват при максимална температура на околната среда от 40°C, а средната температура на околната среда не трябва да превишава 30°C в период от 24 часа. Освен това средното покачване на температурата на намотката, възлизащо на 65°C, не трябва да бъде превишавано, когато трансформатора работи при номинално натоварване (KVA), напрежение (V) и честота (Hz). Следователно, въз основа на критерия за околна температура, средната температура на намотката не може да надвишава 65°C над температурата на околната среда, когато работи при номинални работни условия**.**

а)Изчисляване на температурата на „най-горещата точка” в намотката

Температурата на „най-горещата точка" в намотката се изчислява посредством следната формула:

(1) $\theta_H = \theta_O + \Delta\theta_M + \Delta\theta_H$, [°C] ,където

θ_O – температура на околната среда [°C]

$\Delta\theta_M$ -прегряване на горната част на маслото [°C]

$\Delta\theta_H$ – прегряване на температурата в „най-горещата точка" в намотката над температурата в горните слоеве на маслото [°C]

При балансирани условия на натоварване, нарастването на температурата на маслото в горната си част е константа, при преходни условия, температурата на маслото в горната си част се изменя продължително. За да се определи това поведение се използва:

(2) $\Delta\theta_M = (\Delta\theta_{MK} - \Delta\theta_{MH}).(1 - e^{\frac{t}{\tau_M}}) + \Delta\theta_{MH}$, където

$\Delta\theta_{MK}$ е крайната температура на прегряване на маслото [°C];

$\Delta\theta_{MH}$ –първоначалната температура на покачване на маслото от горната си част в [°C]

t - продължителност на промяна на товара в часове

τ_M - топлинна времеконстанта за маслото на трансформатора, (отчитаща новото натоварване и специфичната температурна разлика между температурата на крайното и началното покачване на маслото). Поради голямата маса на трансформаторите и необходимото време за достигане на температурата на маслото от началната до крайната стойности в [2,5] се посочват следните изрази за $\Delta\theta_{MH}$ и $\Delta\theta_{MK}$:

(3) $\Delta\theta_{MH} = \Delta\theta_{MR}\left(\frac{K_H{}^2 R + 1}{R+1}\right)^n$

(4) $\Delta\theta_{MK} = \Delta\theta_{MR}\left(\frac{K_K{}^2 R + 1}{R+1}\right)^n$

$\Delta\theta_{MR}$ е прегряването на температурата в горната част на маслото над температурата на околната среда при пълно натоварване (Определено по време на изпитването) в [°C]

K – коефициент на натоварване [o.e.]

R – коефициент на загубите при късо съединение спрямо загубите при празен ход

n – емпирично получен показател за изчисляване вариантите на $\Delta\theta_M$ с промени в товара. Трансформаторите с различни видове охлаждания ще имат различни стойности за n.

Топлинната времеконстанта – τ_M се определя чрез следния израз:

(5) $\tau_M = \tau_{MR}\frac{\left(\frac{\Delta\theta_{MK}}{\Delta\theta_{MR}}\right) - \left(\frac{\Delta\theta_{MH}}{\Delta\theta_{MR}}\right)}{\left(\frac{\Delta\theta_{MK}}{\Delta\theta_{MR}}\right)^{\frac{1}{n}} - \left(\frac{\Delta\theta_{MH}}{\Delta\theta_{MR}}\right)^{\frac{1}{n}}}$,където

(6) $\tau_{MR} = \frac{C.\Delta\theta_{MR}}{P_{TR}}$

τ_{MR} е времеконстанта на маслото при номинален режим на натоварване с начално увеличение на температурата на маслото в горната си част от 0°C

$P_{T,R}$ – общи загуба на мощност при номинално натоварване за времето t

C – топлинен капацитет на силовия трансформатор (W.h/°C) .Този капацитет зависи от използваната система на охлаждане и размера на трансформатора

(7) $C \approx 0{,}48.M_M$, [W.h/°C]

M_M– маса на маслото в казана [кг]

б)Превишение на температурата на „най-горещата точка" в намотката над температурата в горния слой на маслото - $\Delta\theta_H$

По време на топлинния преходен процес, температурата на „най-горещата точка" в намотката може да се промени, от началната си стойност до своята крайна, в зависимост от времеконстантата на „най-горещата точка" в намотката – τ_W. Това се изразява чрез зависимостите:

(8) $$\Delta\theta_H = (\Delta\theta_{HK} - \Delta\theta_{HH}).\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_W}}\right) + \Delta\theta_{HH}$$

(9) $$\Delta\theta_{HH} = \Delta\theta_{HR}.K_H^{2m}$$

$$\Delta\theta_{HK} = \Delta\theta_{HR}.K_K^{2m}$$

(10) $$\Delta\theta_{HR} = \Delta\theta_{HO} - \Delta\theta_{MR}$$

$\Delta\theta_{HO}$ - първоначално нарастване на температурата на „горещата точка" над температурата в горната част на маслото [°C]

$\Delta\theta_{HR}$ - прегряване на температурата на „горещата точка" над температурата в горната част на маслото [°C]

τ_W – времеконстанта на намотката (τ_W = 0,08 часа)

m – емпирично получена степен, отчитаща дебелината на изолацията на проводника, неговата конфигурация, вискозитета на маслото, скоростта на маслото, режима на охлаждане (m = 0,8)

Температурата в горната част на маслото – $\Delta\theta_M$ се получава като сбор от температурата на околната среда – θ_O и прегряването на температурата в горната част на маслото над темепратурата на околната среда $\Delta\theta_M$:

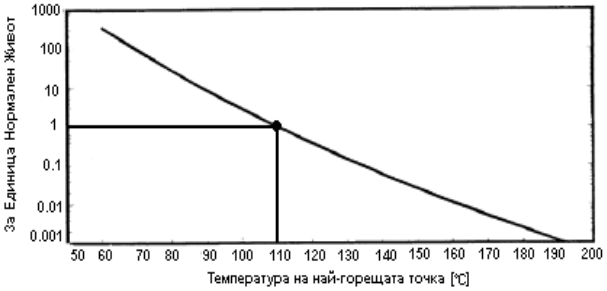
(11) $$\theta_M = \theta_O + \Delta\theta_M \quad [°C]$$

Ако се знае максималната температура на „най-горещата точка" на която е изложена изолацията, може да се разбере колко от живота и е загубен и по този начин могат да се вземат мерки за намаляване на претоварването.

3. Изчисляване стареенето на изолацията.

Изолацията на силов трансформатор има две основни характеристики: диелектрична якост и механична здравина. Ако покачването на температурата е наистина високо, то изолацията няма да има възможност да запази качествата си, което води до изолационни повреди и е възможно да сложи край на експлоатационния живот на трансформатора. Страничните ефекти на стареене на изолацията включват образуване на вода и кислород.

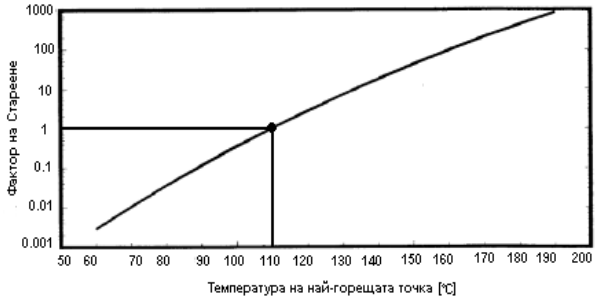
Тълкуването на стареенето на изолацията [5] е посочена на фигура 1.



Фигура 1. Живот на трансформаторната изолация

(12) $$[живот, \text{o.e}] = 9{,}8.10^{-18} e^{\frac{15000}{\theta_н + 273}}$$

Стойността на константата 15000 съответства на наклона на стареене и представлява най-честият образец на изолация. $\Delta\theta_H$ е температурата на „най-горещата точка" в намотката. Уравнението (12)[живот о.е.] се основава на изчисляването на Фактора на стареене спрямо кривата от фигура. 2



Фигура 2. Фактор на стареене на изолацията

Факторът на стареене на изолацията се изчислява като:

(13) $$F_A = \frac{15000}{383} - \frac{15000}{\theta_H + 273}$$

4. Изчисляване загубата на живот на маслен трансформатор

Факторът на стареене може да бъде използван за изчисляване на живота на трансформатора за определена температура на „най-горещата точка" в намотката. Също така, изчисляването на загубата на живот на трансформатор за период от 24 часа, може да се използва следното уравнение:

(14) $$F_{AE} = \frac{\sum_{i=1}^{n} F_{Ai}.\Delta t_i}{\sum_{i=1}^{n} \Delta t_i}$$

F_{AE} е фактор на стареене за общия период от време
n – общ брой интервали
F_{Ai} – фактор на стареене за индекс i
Δt_i – интервал от време

Пълната загуба на живот на трансформатора може да бъде получена в проценти чрез следното уравнение:

(15) $$F_{AEq}(\%) = \frac{F_{AE}.t.100}{(\ норм.живот\ )}$$

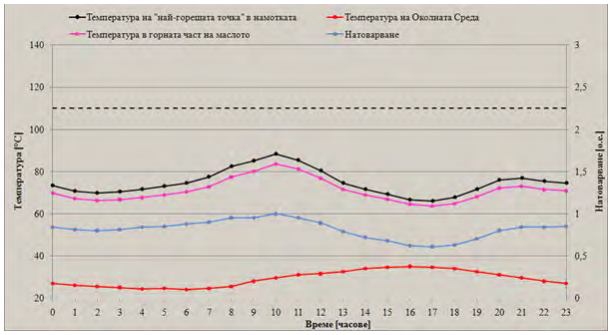
„норм.живот" означава нормален живот на изолацията.

В последните години продължителността на живот на трансформаторната изолация се приема 180 000 часа.

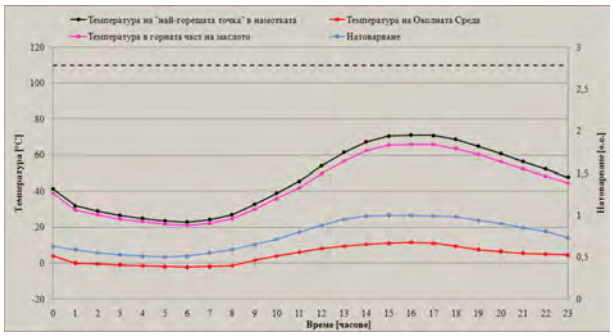
По-долу е разгледано приложение на посочената методика за маслен трансформатор- 20/25 MVA,тринамотъчен (ONAN;ONAF), схема на свързване YN d11 /Yno. Загубите на мощност при празен ход са P_o = 12 500W; а при късо съединение 90 000 W.Теглото на маслото е 20 000 кг.

Разгледани са четири режима на натоварване.

На фиг.3.и фиг.4. в графичен вид са дадени резултатите от проведените изчисления при нормално натоварване през летния и зимния сезони.

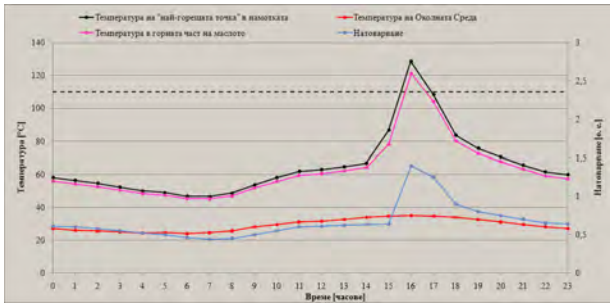


Фигура 3. Нормално натоварване през сезон Лято



Фигура 4. Нормално натоварване през сезон Зима

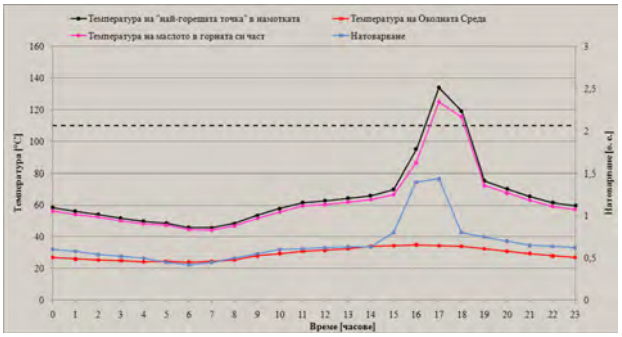
И за двата периода няма температури над допустимите.Резултатите от изчисленията при останалите три режима са дадени на фиг.5



Фигура 5. Планирано претоварване през летния сезон

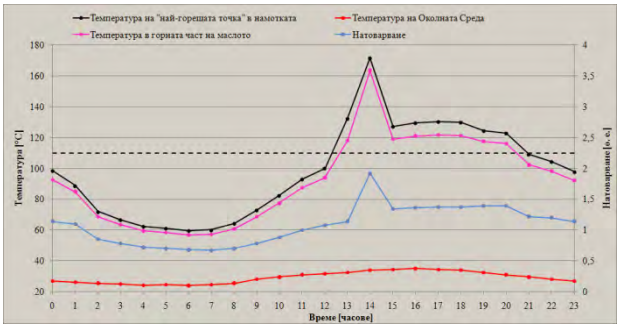
На фигура 6 са дадени резултати за аварийно претоварване за дълго време за същия сезон.

В първия случай $F_{Cu,n}$за 24 часов цикъл е 0,024% или 1,81 „нормални дни",а във втория- $F_{Cu,n}$ = 0,031% или 2,31„нормални дни".



. Фигура 6. Аварийно претоварване за дълго време през летния сезон

Аварийно претоварване за кратко време е дадено през летния сезон е показано на фигура 7 като $F_{Cu,n}$0,03% или 2,2„нормални дни”.



Фигура 7. Аварийно претоварване за кратко време през летния сезон

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведените изчисления показват адекватността на приетия изчислителен модел и позволяват да се вземат необходимите мерки в случай на претоварване:понижаване на натоварването по оперативен път ; повишаване на възможностите на охладителната система и др.От друга страна може да се пристъпи при необходимост към монтиране на микропроцесорно реле,което да изпълнява топлинн защитни функции с използване на изложения по-горе топлинен модел.Алгоритъмът на действие изисква информация от табелката на трансформатора и измерване на тока и на температурата на околната среда.Температурата в горния слой на маслото се изчислява с достатъчна точност по изложената по-горе методика.

Информацията за стойностите на отделните температури и загубата на живот на изолацията може да се предоставя в реално време на съответния оператор.

Наложително е разработването на нова нормативна уредба ,свързана с възможностите за претоварване на силовите трансформатори и влиянието му върху техния остатъчен ресурс.

ЛИТЕРАТУРА

[1] БДС 10521-85-„Трансформатори и автотрансформатори еднофазни и трифазни,двунамотъчни и тринамотъчни маслени с номинална мощност до 100 MVA с общо предназначение.Допустими претоварвания.”

[2] БДС 3067/2-90-„Трансформатори с общо предназначение.Означение на охлаждането, допустими прегрявания и натоварвания”

[3] IEC 60354”Loadingguide for oil immersed transformers,1999

[4] IEEE “Guide of Loading of Mineral Oil-Immerse Transformers OC.57.91-1995

[5] IEEE –Standard - C57.12.00-2000 “General Reguirements for Liguid Immersed Distribution, Power and Regulating Transformers”

[6] Наредба 16-116/8.02.2008 за техническа експлоатация на електрообзавеждането.

[7] Perez Joe ”Fuundamental Principles of transformer thermal loading and protection”-Texas A&M Relay Conference 2010,Copyright 2010 IEEE

Contacts:
Любомир В.Димитров доцент,д-р,Катедра ЕТЕТ
Електротехнически Факултет - ТУ-Варна
тел.052-383529
Тодор Ст.Пенев ,инж. Катедра ЕТЕТ
Електротехнически Факултет - ТУ-Варна
тел.052-383525

MAGNETIC FIELD OF LARGE SYNCHRONOUS GENERATORS/MOTORS

Emil Sokolov

Abstract: The object of study is the magnetic field of salient-pole generators/motors operating in a pumped storage power plant. The magnetic field in the cross section is modeled by FEM for the cases of open-circuit and short-circuit conditions. Also, the solutions of nonlinear problems for the resultant magnetic flux are presented when the machine operates under rated load as generator or motor. The axial leakage field in the end-region is simulated. The results are compared and analysed.
Keywords: modeling, FEM, salient-pole machine, generator/motor, axial leakage field

INTRODUCTION

The continued advances in the design and application of large synchronous machines call for much closer understanding of the magnetic field. An adequate calculation of the magnetic circuit, iron losses, additional losses, reactance's, forces and torques, steady-state and transient performances demand determination of the magnetic flux distribution. The prediction of the machine behavior during different operation conditions is also associated with knowledge for the electromagnetic field.

The large synchronous machines are commonly designed using analytical methods and empirical coefficients. In the design stage different solutions must be investigated in order to find out the appropriate technical and economical version. To solve field problems and accompaning effects, numerical methods are employed. Recently, the finite element computation has become a standard in research and design of electrical machines. There are a number of practical cases of magnetic field analysis in which the two dimensional finite element modeling can be applied. Based on 2D finite element analysis fast and easily can be achived reliable results about the magnetic flux parameters. Comparisons with experimental data confirm the acceptable accuracy of this approach. Many studies on the topic have been published.

The object of research in this paper is the magnetic field of generators/motors operating in a Bulgarian pumped storage power plant. They are reversible vertical salient-pole synchronous machines which convert energy in both directions. The machine ratings are 235 MVA, 19 kV, 600 rpm, $\cos\varphi = 0{,}9$ (lagging) in generating mode and 224 MW, 19 kV, 600 rpm, $\cos\varphi = 0{,}95$ (leading) in pumping mode. The unsaturated synchronous reactance's referred to the base impedance of the generator are $x_d = 1{,}178$ p.u., $x_q = 0{,}71$ p.u.

The starting process of the motors at no load is not a critical problem. During acceleration the rotor and the stator flux rotates at same speed. Start up occurs under the action of synchronous torque and current limit. The synchronizing of the generators and motors passes smooth.

In this work, the magnetic field in the cross section is modeled by FEM for the cases of open-circuit and short-circuit. Also, the solutions of nonlinear problems for the resultant magnetic flux are presented when the machine operates as generator or motor. An approximate simulation of the axial leakage field in the end-region is explored. The results obtained for different conditions are compared and analysed.

MODELING CONSIDERATIONS AND COMMISSIONING TEST

In steady state the magnetic fluxes created by the armature current and by the field current rotates at synchronous speed. The effect of the eddy currents can be neglected and simulation only for a single rotor position may be performed. Taking into account the ordinary assumptions it is possible to realize two-dimensional magnetostatic analysis using the software package FEMM.

The studied synchronous machine has ten pole wave armature winding with integer number of slots per pole per phase. The difference between the stator coil pitch and pole pitch is ± 1. Due to symmetry the geometric configuration of the model includes a sector from the cross section of the machine corresponding to one pole pitch. The magnetising curves of the stator and rotor iron are incorporated in the solutions. The pole direct axis coincides with the axis of phase *a*.

The necessary boundary conditions are imposed to the region: homogeneous Dirichlet condition on the outside and inside diameter and anti-periodic condition on the radial boundaries.

The results from the commissioning test are suitable for estimate and adjustment of the

model. The points of open-circuit test and short-circuit test for rated values of the terminal voltage and armature current respectively are shown in Table 1.

Table 1

№	Commissioning test	U	I	I_f
		V	A	A
1	Open-circuit	19000	0	1040
2	Short-circuit	0	7141	1113

The flux lines and air-gap flux density wave at open-circuit with rated voltage are shown in Figure 1. The air-gap flux density is determined as normal component along an arc line in the middle of the air-gap. By solving the nonlinear problem at various values of the field current can be obtained the open-circuit characteristic.

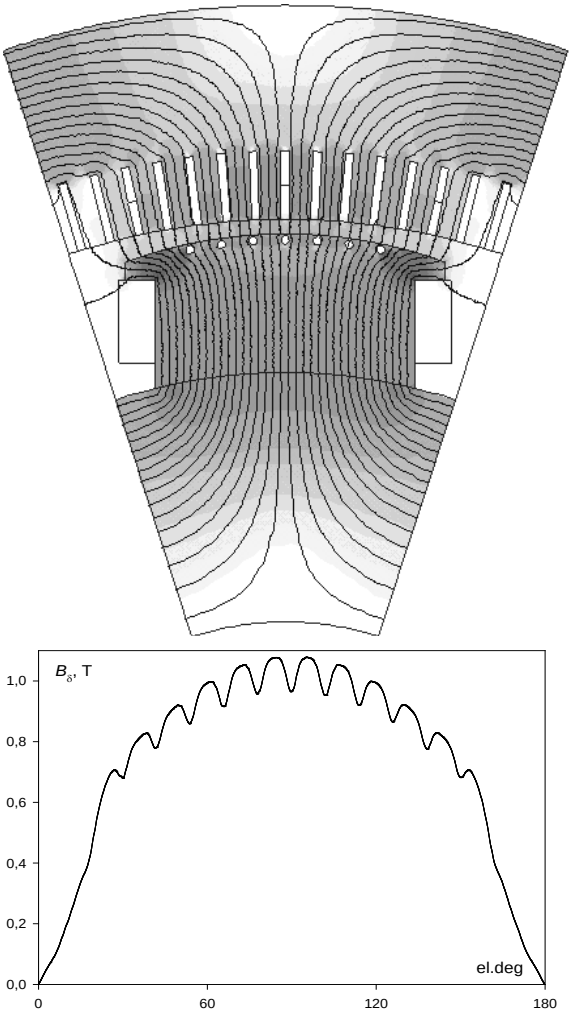


Figure 1. Open-circuit at rated voltage. Magnetic flux distribution and air-gap flux density wave

In order to calculate of the terminal voltage, Fourier analysis of the air-gap flux density curve should be performed and eliminated the odd space harmonics due to the saturation whose frequency differs from the fundamental. Thus, the open-circuit characteristic is obtained with quite satisfactory accuracy. The saturation factor determined at rated voltage is 1,1.

Further, the peak values of magnetic flux density in the air-gap and teeth are near to the direct axis. It can be observed the fringing effects in both pole tips that cause increase of flux density in this zone. The fringing flux in the pole tips is heavy because of the considerable space between the adjacent poles.

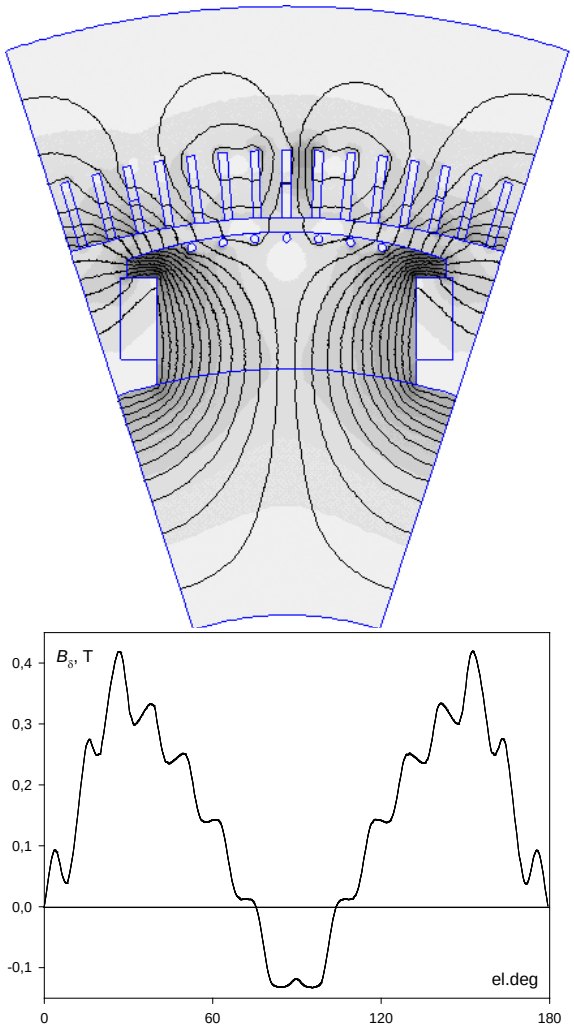


Figure 2. Short-circuit at rated current. Magnetic flux distribution and air-gap flux density wave

The flux plot and air-gap flux density wave at three phase balanced short-circuit with rated current are shown in Figure 2.

At zero terminal voltage and neglecting the stator resistance, we have stator currents symmetrically distributed around the direct axis. The magnetic fields of the pole and armature oppose exactly to each other. The resultant flux is small and the iron is unsaturated. This flux

induces in the armature winding air-gap voltage which is equal to the voltage drop in the stator leakage reactance. The air-gap voltage can be found by means of the fundamental harmonic of the flux density curve from Figure 2. Thus, the leakage reactance of stator winding is computed as $x_l = 0{,}14$ p.u. (end-winding leakage has been included according to design data).

MODELING OF MAGNETIC FIELD AT RATED LOAD CONDITION

The rated armature current and power factor of the generators/motors are specified. For the finite element analysis, it is necessary also to be define the field current and space position of the armature reaction. This unknows can be obtained by solving of the machine equations and the phasor diagram. The accuracy of the classical method depends on certain assumptions of the two-axis theory. Nevertheless, the machine parameters can be used as a good initial approximation. For example, the load angle determined by saturated reactance would be a little smaller than by unsaturated reactance.

Table 2 shows the given and computed imput data used in the modeling.

Table 2

№	Quantity	Unit	Generator	Motor
1	S	MVA	235	240
2	P	MW	211,5	228
3	U	kV	19	19
4	$\cos\varphi$	-	0,9 (lag)	0,95(lead)
5	I	A	7141	7293
6	I^*	p.u.	1,0	1,02
7	I_f	A	1988	1852
8	I^*_f	p.u.	1,91	1,78
9	φ	deg	25,8	-18,2
10	θ	deg	26,0	-29,3
11	ψ	deg	51,8	132,5
12	θ_{max}	deg	73,3	-72,4

The field currents I_f are found by the Swedish diagram. In Table 2, φ represents the phase angle, θ – the load angle, ψ – the angle between the current and internal voltage and θ_{max} – the maximum load angle. The armature and field current in per-unit system are given on the generator base.

The generator and the motor operated under load with overexciting. In addition to the real power conversion, they deliver also reactive power to the electrical system. The armature current of the generator lags behind the generating voltage while the armature current of the motor leads before the supply voltage. The phase angle and load angle of the motor are negatives. In both modes the armature reaction has a demagnetizing effect on the inductor field (the direct-axis current component is oriented opposite to the direct axis).

The displacement of the peak amature reaction with respect to the direct axis depends on the load current and the power factor. In a magnetostatic model the stator slots must be fed by instantaneous values of three phase currents which provide a correct space position of the armature MMF. Assuming a balanced steady-state condition, the current density in the stator slots is located by means of the rated armature current I and angle ψ at zero instant of time.

The simulation results from the nonlinear solution at rated load of the generator are illustrated in Figure 3.

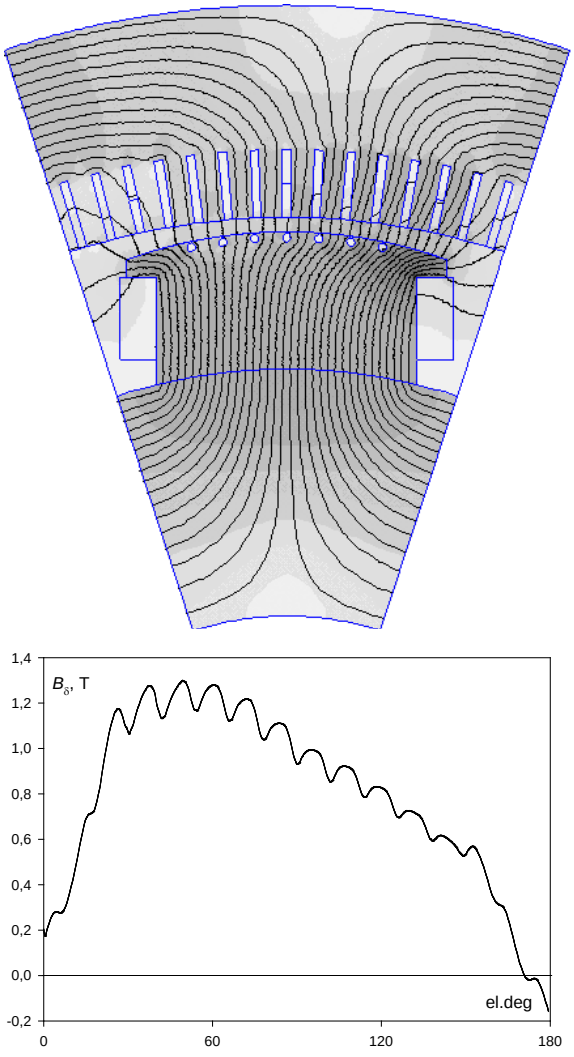


Figure 3. Rated load of the generator. Magnetic flux distribution and air-gap flux density wave

The maximum flux density is displaced to the lagging edge of the pole towards the rotation direction. Therefore, the direct axis lead on the peak of armature reaction. The flux density in the stator teeth reaches about 1,86 T. The flux density in the pole top tip increase because of the fringing effect up to 3,4 T.

The magnetic field is modeled in like manner when the machine operates as motor. The flux lines and air-gap flux density wave at rated load of the motor are shown in Figure 4.

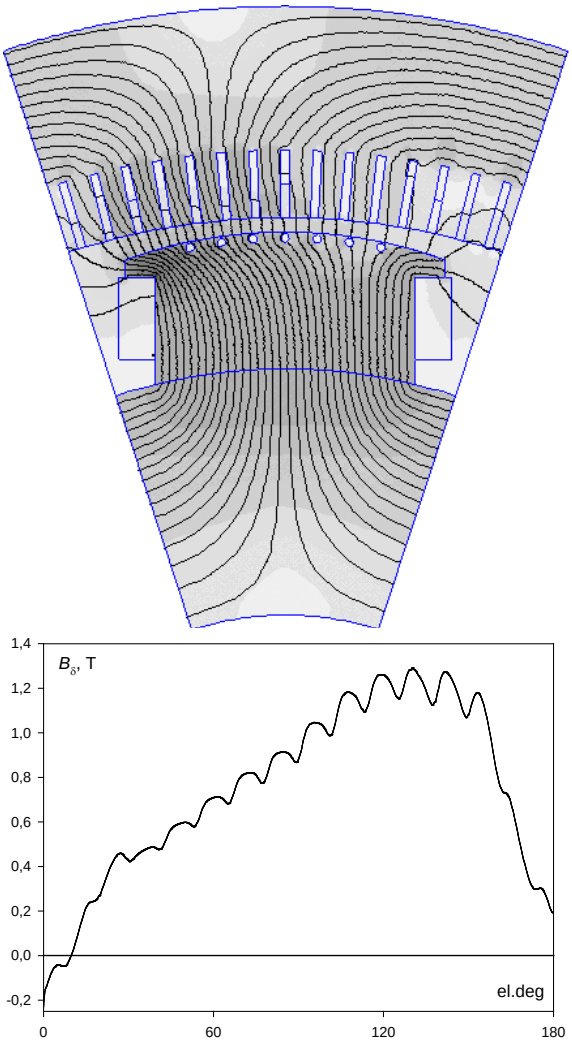


Figure 4. Rated load of the motor. Magnetic flux distribution and air-gap flux density wave

Now the maximum flux density takes a position to the leading edge of the pole in relation to the rotation direction. The direct axis follow after the peak of armature reaction. The field axis of the motor is displaced a little more towards the direct axis because the load angle of the motor exceeds this one of the generator.

The field values at open-circuit and rated load conditions are compared in Table 3. Some relationships are a matter of interest. For instance, the ratios between the fluxes and between the field currents of the generator and the motor at rated load are equal.

Table 3

Condition	$B_{\delta m}$,T	Φ_δ,Wb	$\Phi_\delta/\Phi_{\delta 0}$
Open-circuit	1,07	2,0166	1
Rated load gener.	1,30	2,1875	1,085
Rated load motor	1,28	2,0387	1,011

It is known that the magnetic flux induces the internal voltage which is proportional to the field current. The per-unit values of the internal voltage and field current are equal for a linear magnetic circuit (the air-gap line). This is true also at weak saturation of the iron.

MODELING OF AXIAL LEAKAGE FIELD IN THE END-REGION

In the end-laminations of the stator core the axial leakage flux produces eddy currents whose contours are not limited by the lamination thickness. Therefore, even a relatively small flux density could cause local losses and heating of the end-stacks. In the large synchronous machines these losses are reduced by stepping and splitting of the stator end-teeth.

A simplified two-dimensional linear model in radial-axial plane has been developed for study of the leakage field in the end-region. The domain is situated in front of a stator tooth. The natural boundary conditions are imposed on the model except the air-gap. We assume that the axial leakage flux is created by the tangential components of the instantaneous values of the end-winding currents and the field current.

A series of solutions in the tangential direction for one pole is applied by analysis of the interaction between the stator and rotor leakage flux. Figure 5 shows the results of one from these solutions.

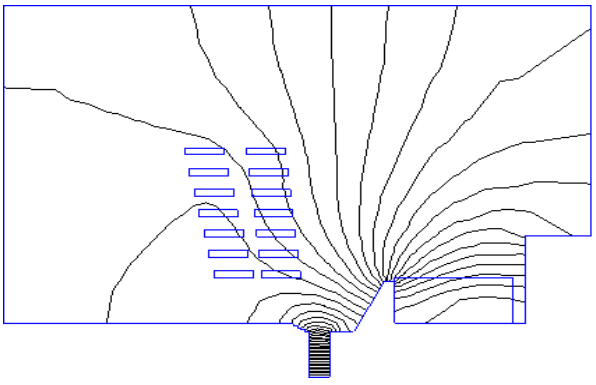


Figure 5. Leakage flux in the end-region at rated load of the generator (space angle 6 el.deg)

The flux density, normal to the plane of the stator core end-lamination, is obtained for different operating conditions. The peak flux density occurs on top of the teeth. The maximum values of the axial flux density as a function of the tangential position are shown in Figure 5. The space angle in electrical measures has its centre on the direct axis.

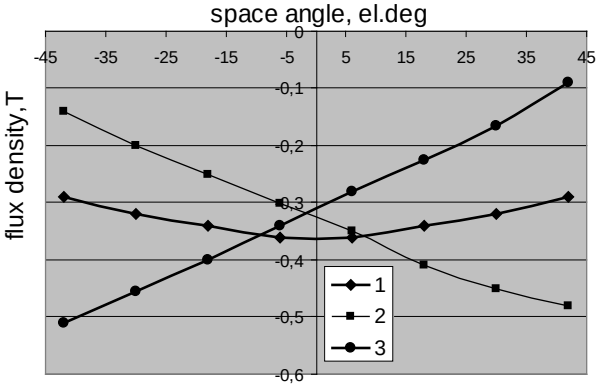


Figure 6. Flux density of axial leakage field on the stator end-lamination: 1 - open circuit; 2 - rated load of the generator 3 - rated load of the motor

The leakage fields of the pole and the stator end-winding reacts to each other. Although an approximate approach is used, the variation of the axial component of the leakage flux density indicates the relation between both leakage fluxes.

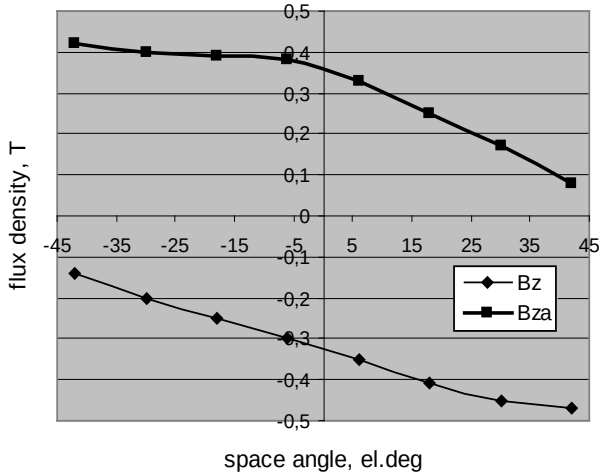


Figure 7. Flux density of axial leakage field on the stator end-lamination (rated load of the generator) B_{za} - only armaturure currents; B_z - field current and armature currents simultaneously

Figure 7 presents the combined effect of the axial leakage fields of the pole and armature end-winding. The component of flux density normal to the plane of stator end-lamination B_{za} is determined at zero field current. The same three phase armature currents and the field current produce simultaneously the other component B_z . It can be seen that the pole leakage field predominate.

However, the most dangerous mode of operation with underexciting has not place in the service of the generators/motors.

CONCLUSION

The real magnetic field in a synchronous machine has three dimensional structure. Despite the considerable complexity, with some assumptions, more simple two dimensional magnetostatic models may be applied as shown by the presented study. In many cases this technique ensures an adequate solution for the parameters and distribution of the magnetic flux.

The conventional methods of research could be expanded by implementing of finite element analysis. The advanced numerical tools improved the design accuracy. The long time experience in development and application of the finite element computation to investigate of magnetic fields in the electrical machines confirms their practical efficiency.

Today, combined analytical and finite element solutions can be recommended to use in the design of electrical machines.

REFERENCES:

[1]. Salon S., Finite element analysis of electrical machines, Kluwer Academic Publishers, 1995.
[2]. Sokolov E., Takev V., Finite element analysis of salient-pole synchronous machine, Proceedings of Eight International Conference on Electrical Machines and Drives, ELMA'96, Varna, 1996.
[3]. Sokolov E., Yatchev I., Voltage waveform of salient-pole synchronous generator, Proceedings of XV-th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies SIELA 2007, Volume I, Plovdiv, 2007.
[4]. Arkkio A., Ahtiainen J., Lindgren O., Finite element analysis for hydrogenerators, http://sahkotekniikka.tkk.fi/fi/julkaisut/vuotta_2008_vanhemmat/.
[5]. Taghezout D., Dutolt G., Schwery A., A dedicated interface for finite element modelling of large hydrogenerators, http://lme.epfl.ch/files /.../hydrofea.
[6]. Schwery A., Fass E., Henry J., Bach W., Mirzain A., Evolution of pump storage technology, item.
[7]. Meeker D., FEMM Version 4.2, 2009.
[8]. Finite Element Modeling of Hydrogenerators with Flux, http://www.cedrat.com, 2010.
[9]. Sokolov E., Axial leakage field in the end-region of a hydrogenerator, Proceedings of TU – Sofia, Volume 60, book 2, 2010 (in Bulgarian).

Contacts:
Emil Sokolov, Technical University of Sofia,
Phone: 028841972,
Email: ersokolov@abv.bg

ПОДХОДИ ПРИ ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПРЕХОДНИЯ ПРОЦЕС НА ВКЛЮЧВАНЕ НА ТРИФАЗЕН ТРАНСФОРМАТОР НА ПРАЗЕН ХОД

Георги Тодоров, Ганчо Божилов, Калин Благоев

DIFFERENT APPROACHES TO ANALYSE THE TRANSIENT PROCESS OF ENERGIZING A THREE-PHASE TRANSFORMER

Abstract: Transient process of three-phase transformer's energization at no-load has been discussed in the paper. The approaches for analyzing the transformer with non-saturated and with saturated magnetic circuit are given. Analyses are made using measured parameters and magnetic characteristic of a small power three-phase transformer. The results of analytical simulations and oscillograms of experiments have been presented.

Keywords: включване, преходен процес, трифазен транасформатор.
excitation, inrush characteristics, three-phase transformer.

I. ВЪВЕДЕНИЕ

При включване на ненатоварен трансформатор към захранващо напрежение възниква преходен процес, съпроводен с рязко нарастване на намагнитващия ток. Ударната му стойност, получавана в първия период на напрежението, може да надвиши многократно номиналния ток, а след преминаването на преходния процес се той намалява до установената си стойност - няколко процента от номиналния ток. Изследването на този процес се свежда до анализ на електромагнитния процес на включване на бобина с феромагнитна сърцевина към променливо напрежение. Традиционно разглеждането се прави за еднофазен трансформатор, като се дефинира при каква начална фаза на напрежението се получават най-благоприятните и най-неблагоприятните условия за включване на трансформатора [1,2,3,4].

В настоящата работа се разглеждат подходите за анализ на включването на трифазен трансформатор. Представени са аналитичните резултати, получени при различните подходи, а също и експериментално снети зависимости.

Уравненията за равновесие на напреженията на симетричния трифазен тарансформатор при включване на празен ход към симетрична система захранващо напрежение, като пренебрегнем остатъчния магнетизъм на магнитопровода, са:

$$(1)\qquad \begin{aligned} U_{1m}\sin(\omega t+\psi_A) &= R_1.i_{A0}+\frac{d\Psi_A}{dt}\ ;\\ U_{1m}\sin(\omega t+\psi_B) &= R_1.i_{B0}+\frac{d\Psi_B}{dt}\ ;\\ U_{1m}\sin(\omega t+\psi_C) &= R_1.i_{C0}+\frac{d\Psi_C}{dt}\ , \end{aligned}$$

където $\psi_B=\psi_A+\frac{2\pi}{3}$, $\psi_C=\psi_A+\frac{4\pi}{3}$.

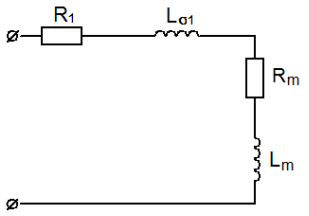
Пълният поток на всяка от фазите Ψ е:

$$(2)\qquad \Psi = w.\Phi = L_{1m}.i = (L_{\sigma 1}+L_m).i$$

където $L_{\mathbf{1m}}$ е пълната индуктивност на първичната намотка на съответната фаза, $L_{\sigma 1}$ - индуктивността на разсейване, а L_m - главната индуктивност. Трансформаторите с феромагнитен магнитопровод имат нелинейна магнитна характеристика и (1) е нелинейна системата от диференциални уравнения

Анализират се следните три характерни случаи - трансформатор с ненаситена магнитна система; трансформатор с наситена магнитна система, при включването на който за времето на преходния процес последователно на първичната намотка се включва активно съпротивление за ограничаване на ударния ток; трансформатор с наситена магнитна система и голяма мощност, на който активното съпротивление на първичната намотка е много малко.

При анализите за всички случаи загубите в стоманата се отчитат чрез съпротивлението R_{m} в заместващата схема на празен ход - фиг.1.



Фигура1. Заместваща схема на празен ход

Приема се, че в момента на включване остатъчният магнетизъм е пренебрежимо малък.

II. ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПРЕХОДНИЯ ПРОЦЕС НА ВКЛЮЧВАНЕ НА ТРИФАЗЕН ТРАНСФОРМАТОР

1. Трансформатор с ненаситена магнитна система

При ненеситена магнитна система зависимостта между магнитния поток и намагнитващия ток е линейна, индуктивно-стите са константни и системата (1) е система линейни диференциални уравнения, която може да се преобразува в

$$U_{1m}\sin(\omega t+\psi_A)=R_1.i_{A0}+L_A\frac{di_{A0}}{dt}$$

(3) $$U_{1m}\sin(\omega t+\psi_B)=R_1.i_{B0}+L_B\frac{di_{B0}}{dt}\ ;$$

$$U_{1m}\sin(\omega t+\psi_C)=R_1.i_{C0}+L_C\frac{di_{C0}}{dt}\ .$$

Решението за токовете на всяка фаза е от вида

(4) $$i_0=i_0'+i_0''=$$

$$=I_{0m}\sin(\omega t+\psi-\varphi_0)-I_{0m}\sin(\psi-\varphi_0).e^{-t/T_0}.$$

Първата съставка е установеният след преминаване на преходния процес периодичен ток на празен ход с амплитуда и фаза съответно

(5) $$I_{0m}=\frac{U_{1m}}{\sqrt{R_{1m}^2+(\omega L_{1m})^2}}\ ,$$

$$\varphi_0=arctg\frac{\omega L_{1m}}{R_{1m}}=arctg(\omega T_0)\ .$$

Преходната съставка затихва експоненциално с времеконстантата на затихване:

(6) $$T_0=\frac{L_{1m}}{R_{1m}},$$

тук $R_{1m}=R_1+R_m$.

Известно е [1,2,4], че за еднофазен трансформатор или за всяка фаза от трифазния, най-неблагоприятен момент за включване е когато $(\psi-\varphi_0)=\pm\frac{\pi}{2}$ защото след един полупериод се получава ударен ток на празен ход с амплитуда

(7) $$i_{0уд}=I_{0m}\left(1+e^{-\frac{t}{T_0}}\right)\approx 2.I_{0m}\ .$$

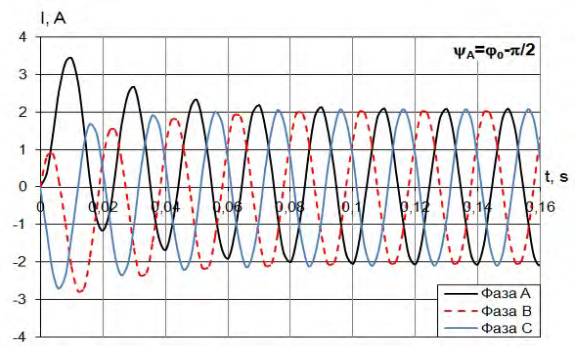
Тъй като ъгълът на дефазиране между захранващото напрежение и тока на празен ход $\varphi_0\approx\frac{\pi}{2}$, това е моментът когато напрежението преминава през нулата.

Най-благоприятният момент на включване е когато $(\psi-\varphi_0)=0$ т.е. когато напрежението преминава през максимума си, тогава преходната съставка се нулира и токът на празен ход достига установената си стойност без преходен процес.

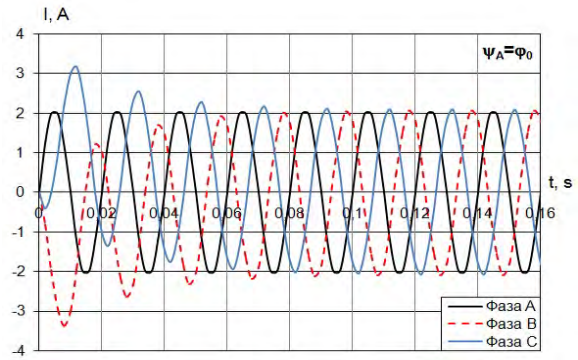
При трифазните трансформатори началните фази на напреженията се различават с $\frac{2\pi}{3}\,rad$ и най-благоприятният момент по отношение на една от фазите не е такъв за останалите две. Може да се каже, че няма такъв благоприятен момент, тъй като винаги една или две от фазите имат значителна стойност на преходната съставка на тока. За илюстрация на фиг.2 са показани графиките на развитието на преходния процес при включване на трифазен трансформатор с ненаситена магнитна система в моментите когато началният ъгъл по отношение на фаза А е най-неблагоприятен - $\psi_A=\varphi_0-\frac{\pi}{2}$ (фиг.2а) и когато е най-благоприятен - $\psi_A=\varphi_0$ (фиг.2б).

Поради линейната зависимост между магнитния поток и намагнитващия ток, по същия начин ще изглежда и изменението на пълните потоци на трите фази.

За всички аналитични и експериментални изследвания е използван реален трансфор-матор с мощност 10 kVA, с първична намотка за линейно напрежение 380 V и схема на свързване „звезда”. Параметрите му са определени опитно, като времеконстантата на затихване на преходния процес е определена за точката на номиналното напрежение.



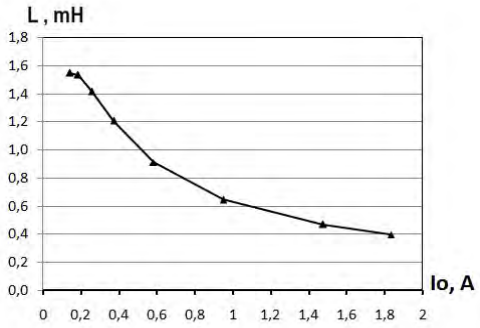
Фигура 2а. Ток на трансформатор с ненасите-на магнитна система при $\psi_A=\varphi_0-\frac{\pi}{2}$



Фигура 2б. Ток на трансформатор с ненаситена магнитна система при $\psi_A = \varphi_0$

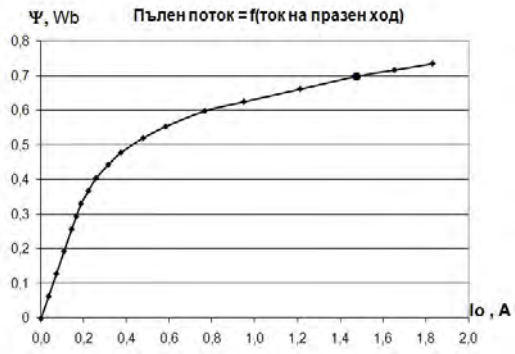
2. *Трансформатор с наситена магнитна система и голяма стойност на R/L*

При наситена магнитна система зависимостта (2) е нелинейна и пълната индуктивност на намотката се променя - фиг.3, което прави системата диференциални уравнения нелинейна.



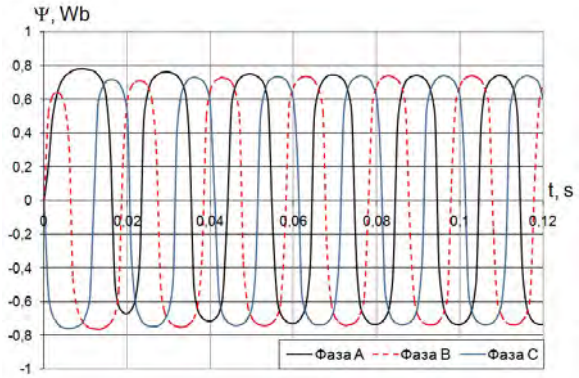
Фигура 3. Пълната индуктивност при наситена магнитна система

Ако при включване на трансформатора към захранващото напрежение последователно на намотките на трите фази се свържат активни съпротивления с голяма стойност, най-силно влияние в уравненията ще има членът $R_1.i_0$, а това на $\frac{d\Psi}{dt} = L.\frac{di}{dt}$ ще бъде второстепенно. В този случай може да се положи приблизително L_1=*const* и изменението на тока по време на преходния процес да се определи чрез решаване на линейната система диференциални уравнения (3), така както се прави при ненаситена магнитна система. Това означава, че и в този случай ударният ток няма да надвишава два пъти установения ток на празен ход на трансформатора. За да се получи изменението на пълните потоци на трите фази се използва магнитната характеристика $\Psi = f(i)$. Заради насищането на магнитопровода полувълните на потока не са синусоидални, а са „сплескани", като степента на тази деформация зависи от положението на работната точка в магнитната характеристика.

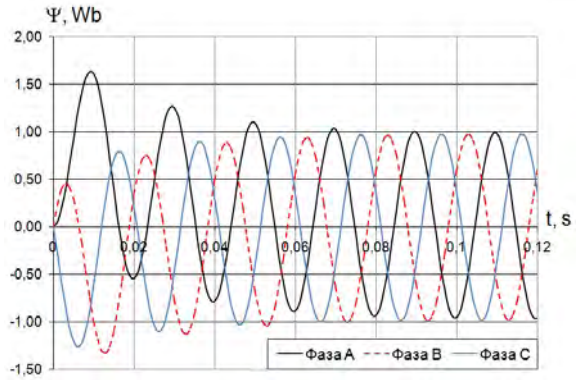


Фигура 4. Магнитна характеристика на изследвания трансформатор

На фиг. 4 е показана магнитна характеристика с означена на нея работна точка. Тя е използвана за да се илюстрира сплескването на кривите на магнитния поток, когато при включване на трансформатора за времето на пусковия процес са свързани последователно активни съпротивления с цел ограничаване на ударния ток. Фиг.5 показва кривите $\Psi = f(t)$ за разглеждания случай, при който работната точка е след коляното на магнитната характеристика в зоната на голямо насищане. За сравнение на фиг.6 са дадени същите криви при ненаситена магнитна система.



Фигура 5. Пълен поток със „сплескване" при наситена магнитна система



Фигура 6. Пълен поток при ненаситена магнитна система

3. Трансформатор с наситена магнитна система

Включването на силов трансформатор с голяма мощност не може да се причисли към нито един от разгледаните два случая. Неговата магнитна система е наситена, зависимостта $\Psi = L.i$ е нелинейна (фиг.3) и затова системата диференциални уравнения (1) е нелинейна. Като се изрази тока чрез пълния поток, тя може да се преработи в

$$U_{1m}\sin(\omega t+\psi_A) = \frac{R_1}{L_A}.\Psi_A + \frac{d\Psi_A}{dt}\ ;$$

$$U_{1m}\sin(\omega t+\psi_B) = \frac{R_1}{L_B}.\Psi_B + \frac{d\Psi_B}{dt}\ ; \quad (8)$$

$$U_{1m}\sin(\omega t+\psi_C) = \frac{R_1}{L_C}.\Psi_C + \frac{d\Psi_C}{dt}\ .$$

В този случай активното съпротивление R_1 е много малко и максималната стойност на члена $R_1.i_0 = \frac{R_1}{L}.\Psi$ в системата е значително по-малка от тази на $\frac{d\Psi}{dt}$, дори и при големи стойности на тока по време на преходния процес. Това прави този нелинеен член в уравненията второстепенен и позволява да се прибегне до условна линеаризация [4], като се положи $\frac{R_1}{L} \approx const$. Системата (8) става линейна с неизвестни пълните потоци на трите фази. Решението за тях е от вида

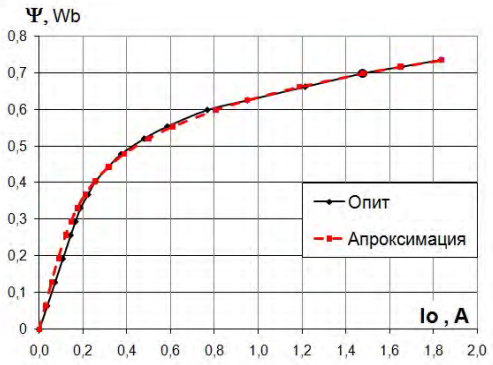
$$\Psi(t) = \Psi_m \sin(\omega t+\psi-\varphi_0) - \quad (9)$$

$$-\Psi_m \sin(\psi-\varphi_0).e^{-\frac{t}{T_0}}.$$

При голяма времеконстанта пълният поток може да достигне през първия полупериод максимална стойност приблизително $2\Psi_m$. В установен режим на празен ход амплитудата на намагнитващия ток, съответстващ на поток Ψ_m има незначителна стойност, но поради нелинейния характер на магнитната характеристика при увеличаването му до $\approx 2\Psi_m$ той нараства значително. За получаване на стойностите, съответстващи на тази зависимост на пълния поток се използва магнитната характеристика на трансформатора (Фиг.4). Удобно е за изследване на характера на изменение на токовете на трите фази по време на преходния процес нелинейната магнитна характеристика на трансформатора да се представи с аналитичен израз. За целта подходяща апроксимация на характеристиката се получава във вида

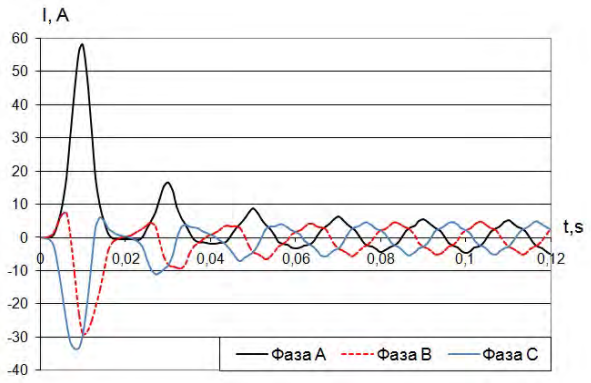
$$i(t) = A.\Psi_m + B.{\Psi_m}^5\ . \quad (10)$$

За използвания пример коефициентите в това апроксимационно уравнение имат следните стойности: *A=0,4405 ; B=7,0724* .

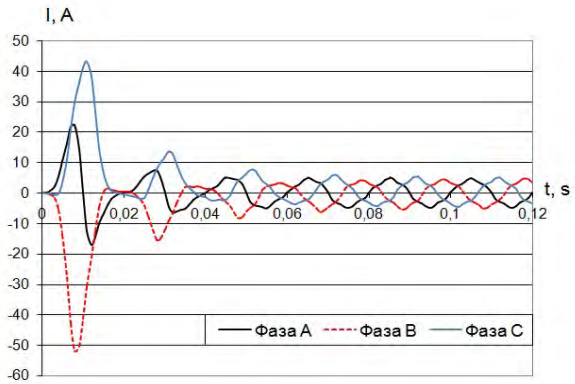


Фигура 7. Опитно снета и апроксимирана магнитна характеристика

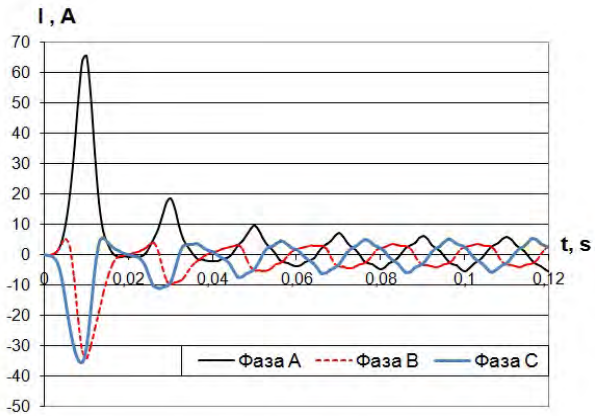
На фиг.7 са показани опитно получената характеристика и тази от апроксимацията.С апроксимацията на магнитната характеристика са направени изчисления и са получени аналитични резултати за изменението на токовете на фазите за два случая. В първия е направено допускането, че установените стойности на тока на празен ход са еднакви за трите фази на трансформатора, а във втория са използвани реалните стойности, измерени при опита на установен празен ход.



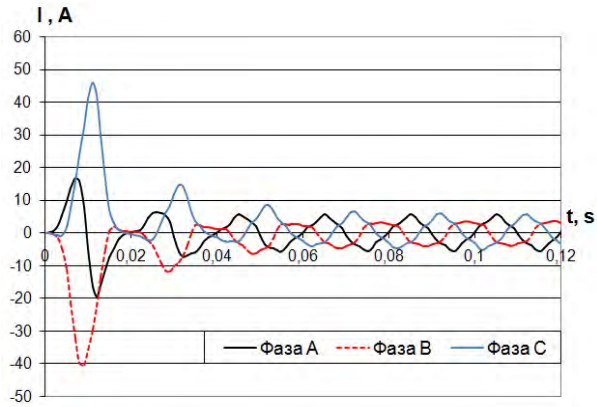
Фигура 8. Преходен процес при еднакви токове на фазите и $\psi_A = \varphi_0 - \frac{\pi}{2}$



Фигура 9. Преходен процес при еднакви токове на фазите и $\psi_A = \varphi_0$



Фигура 10. Преходен процес при реално съотношение на фазните токове и $\psi_{\mathrm{A}} = \varphi_0 - \frac{\pi}{2}$



Фигура 11. Преходен процес при реално съотношение на фазните токове и $\psi_{\mathrm{A}} = \varphi_0$

На фиг.8 и 9 са показани зависимостите в първия случай, съответно при $\psi_{\mathrm{A}} = \varphi_0 - \frac{\pi}{2}$ (най-неблагоприятния момент на включване по отношения на фаза А) и при $\psi_{\mathrm{A}} = \varphi_0$. Вижда се, че благоприятният за фаза А момент при $\psi_{\mathrm{A}} = \varphi_0$ не е такъв за останалите две фази, за които ударният ток има значителна стойност. Същите зависимости за втория случай са представени на фиг.10 и 11.

4. Експериментално изследване на включване на трансформатор с наситена магнитна система

Експерименталните резултати за изследвания трансформатор се регистрират от измервателна система с аналого-цифрови преобразуватели, от които се записват сигналите за напреженията и токовете на трите фази. Осцилограмите им при установен режим на празен ход са представени на фиг.12. Очертана е разликата в кривите и стойностите на фазните токове, дължаща се на магнитната несиметрия на трансформатора.

Преходният процес при включване на трансформатора към симетрично трифазно захранване е записан, като чрез контактор напрежението се подава в определен момент. Трансформаторът не е бил под напрежение продължително време и при това включване няма остатъчен магнетизъм в магнитната му система.

На фиг.13 са показани кривите на измерените токове по време на преходния процес, като моментът на включване на контактора е приблизително $\boldsymbol{\psi_{\mathrm{B}} = \varphi_0 - \frac{\pi}{2} + 15°}$, т.е. близо до най-неблагоприятния по отношение на фаза В.

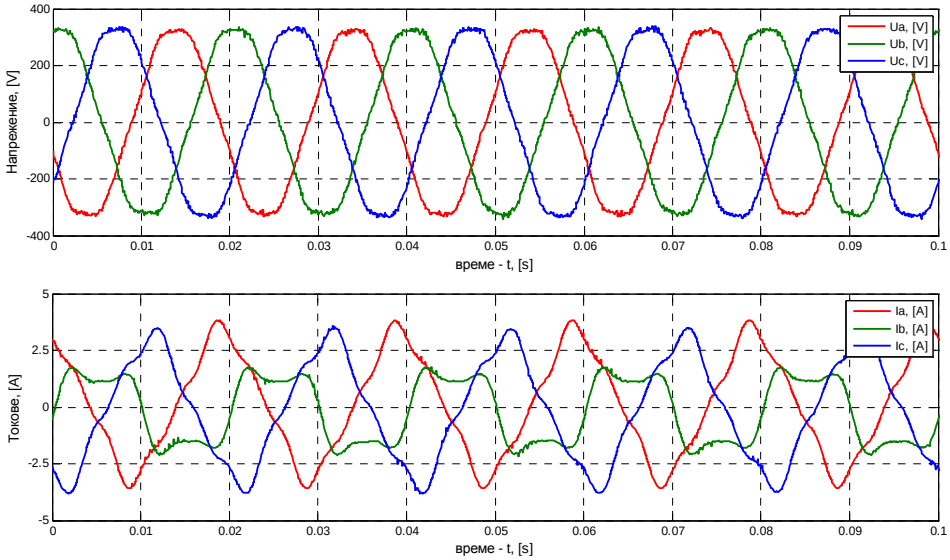
Характерът на развитието на процеса потвърждава аналитично получения, но се вижда, че продължителността му е по-голяма от тази при аналитичната симулация. При изчисленията се използва времеконстантата $\boldsymbol{T_0}$,определена за номиналната точка, а при нелинейната система тя не се запазва постоянна по време на пусковия процес**.**

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

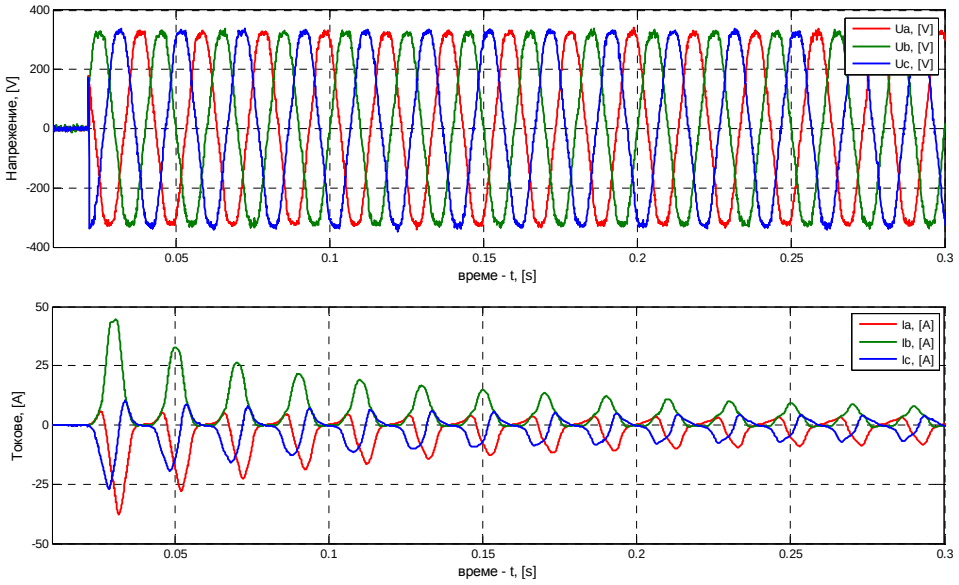
Разгледани са три подхода за анализ на преходния процес при включване на ненатоварен трифазен трансформатор. При трансформатори с ненаситена магнитна система и в случаите, когато за времето на преходния процес последователно на фазните намотки се включват съпротивления с голяма стойност, пусковият процес протича без токов удар, независимо от момента в който се захранва трансформатора. Максималната стойност на тока (ударният ток) при включване на ненатоварен наситен трансформатор може многократно да превиши амплитудата на установения ток на празен ход $\boldsymbol{I_{0m}}$, което се потвърждава от аналитичните и експериментални изследвания.

Затихването на преходния процес зависи от скоростта на разсейване на енергията на магнитното поле в активните съпротивления на намотките и в стоманата на магнитопровода. В аналитичното изследване на процеса тази скорост се определя от времеконстантата $\boldsymbol{T_0}$. Тя е определена за точката, отговаряща на номиналното напрежение. В действителност по време на преходния процес индуктивността $\boldsymbol{L_{1m}}$ и загубите в стоманата се променят, поради което $\boldsymbol{T_0}$ не е с постоянна стойност и не е еднозначно ясно каква стойност да се използва

в експоненциалната компонента $\boldsymbol{\Psi_m \sin(\psi - \varphi_0).e^{-\frac{t}{T_0}}}$. По тази причина скоростта на затихване при аналитичното изследване се различава от тази, получена при експеримента.



Фигура 12. Напрежение и ток при установен празен ход



Фигура 13. Осцилограма на опитно отчетения преходен процес

ЛИТЕРАТУРА:

[1]. Ангелов, А.М., Д.А.Димитров, Електрически машини, част 1, София, Техника, 1976.

[2]. Божилов,Г.Й., Преходни процеси и обобщена теория на електрическите машини. София, Издателство на ТУ-София, 2007.

[3]. Гольдберг, О., Переходные процессы в электромашинах и аппаратах, Москва, Высшая школа, 2001.

[4]. Нейман, Л.Р., К.С.Демирчян, Теоретические основы электротехники, част 3: Теория нелинейных электрических и магнитных цепей. Л., Энергоиздат, 1981.

[5]. Berdy J., W. Kaufman, K. Winick, A dissertation on power transformer excitation and inrush characteristics, Symposium on Transformer Excitation and Inrush Characteristics and Their relationship to Transformer Protective Relaying, Houston, TX, Aug. 5, 1976.

Contacts:

Георги Тодоров – д-р, доцент в катедра “Електрически машини, Технически университет-София, Email: gtto@tu-sofia.bg

Ганчо Божилов – дтн, професор в катедра “Електрически машини, Технически университет-София, Email: gjboj@tu-sofia.bg.,

Калин Благоев - маг.инж.

Email: kalin.blagoev@gmail.com.

COMPARATIVE STUDY OF INDUCTION MOTORS WITH DIFFERENT STATOR WINDINGS FOR FREQUENCY CONTROLLED DRIVES OF EXCAVATOR AND RESEARCH OF TRANSIENT PROCESSES.

Bespalov V.Y., KachalinaY.V., Dyagileva S.V.

Abstract: Calculus analysis, comparation of parameters and steady-state performance of the cage induction motors (IM), having 3- phase and 2- phase stator windings are presented. It has been shown, that when an efficient and reliable symmetrical 2- phase AC source is available (e.g. converter or soft-start device), it is possible and worthwhile to design and implement the IM with 2- phase stator winding. Its performance does not yield to that of conventional 3- phase IM both in controlled and uncontrolled drives.

Keywords: 3- phase and 2- phase windings, induction motor, starting torque, frequency converter.

I. INTRODUCTION

Calculus analysis, comparison of parameters and steady-state performance of the cage induction motors (IM), having 3- phase and 2- phase stator windings are presented. It has been shown, that when an efficient and reliable symmetrical 2- phase AC source is available (e.g. converter or soft-start device), it is possible and worthwhile to design and implement the IM with 2- phase stator winding. Its performance does not yield to that of conventional 3- phase IM both in controlled and uncontrolled drives.

II. ANALYSIS

1. Calculus analysis for similar core 3-phase and 2- phase stator windings

Direct communication frequency converter (DCFC) to make the most efficient uses in high dynamic electric drives average and high power working in heavy technological procedures, for example mining, metallurgical, construction industries.

Direct communication frequency converter possible connect both with three-phase and diphase asynchronous motor from this circuit total cost of system depend.

On electro mechanic department of Moscow Power Engineering Institute work for developing diphase machine is conducting, this machine is intended for powerful excavator drives. This research is shown that when an efficient and reliable symmetrical 2- phase AC source is available (e.g. converter or soft-start device), it is possible and worthwhile to design and implement the IM with 2- phase stator winding. Generally, micromotors implemented with 2- phase stator winding. Essentially that 2-phase motors uses 2- phase DCFC does not demand phase-shifting elements. Magnetic field in that type of machine is circular under any types of load and sliding.

Also, research of transient process was conducted for these types of motors that allows make conclusion about application 2-phase AC motors.

2. Research of transient processes

Powerful excavators has five main electric drives: electric drive of pressure, electric drive of motion, electric drive of turning, electric drive of lifting, electric drive of opening bucket's bottom. Research of transient processes have been conducted for the first four types of electric drives and was made in Matlab Simulink.

At first loading cycle for each type of electric drives have been determined and set in Simulink model for both 2-phase and 3-phase motors. On fig.2-fig.4 example for electric drive of pressure are given.

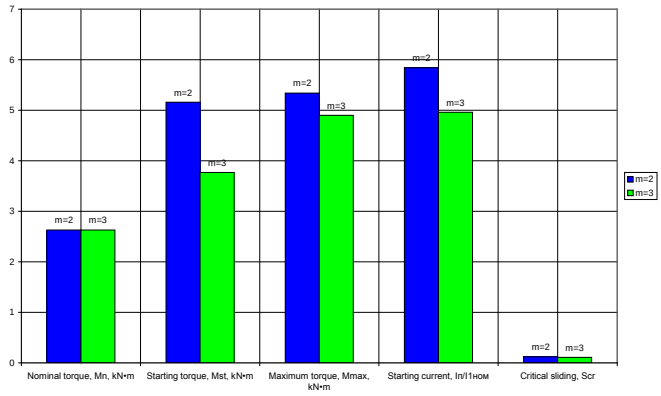


Figure 1. Results of design of IM 3- phase and 2-phase stator windings

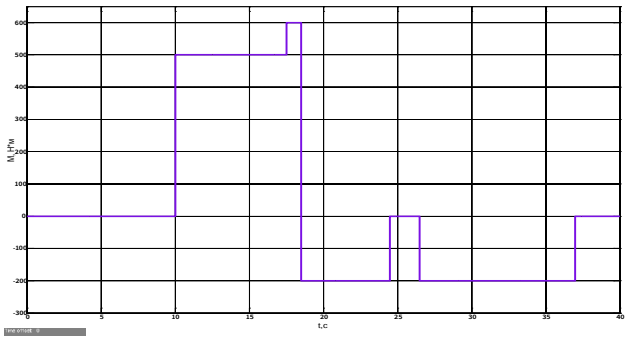


Figure 2. Loading cycle drag torque of pressure motor

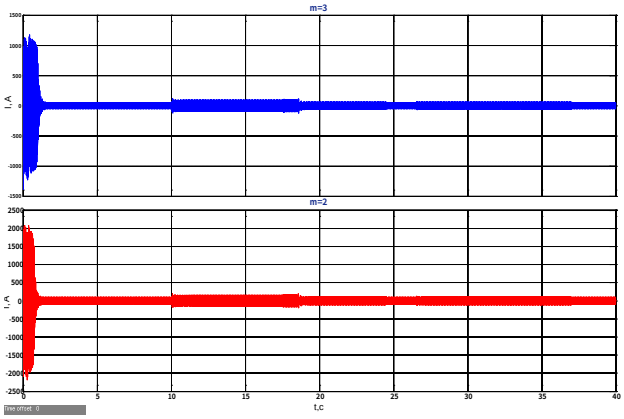


Figure 3. Transient process of current of pressure motor

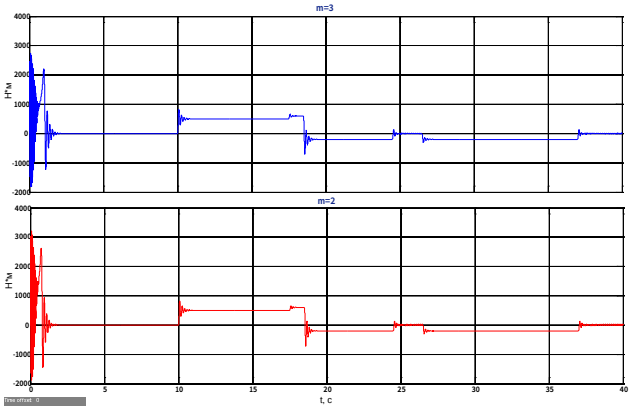


Figure 4. Transient process of electromagnetic torque of pressure motor

III. CONCLUSIONS

The results of modeling transient process are shown 2-phase motor has higher starting moment, time of transient process 2-phase motor less than 3- phase motor. And starting current 2-phase motor in twice higher.

Thus an efficient and reliable symmetrical 2- phase AC source is available (e.g. converter or soft-start device), it is possible and worthwhile to design and implement the IM with 2- phase stator winding.

LITERATURE:

[1] Kluchev V.I., Mironov L.M., Efimov V.N. Series of uniform modular tiristor converter for heavy technological operation. Mining machinery and automatic. 2001. № 10. p. 25–27.

[2] Kachalina E.V., Frequency-controlled induction motors for excavators. Moscow Power Engineering Institute (Technical University). Moscow, 2010.

Contacts: Bespalov Victor Yakovlevch, Department of Electromechanics, Moscow Power Engineering Institute (Technical University), Krasnokazarmennaya St., 14, Russia, post code – 111250.
Phone: +7(495)362-72-69
E-mail: bespalovvy@rambler.ru
Kachalina Elena Victorovna, Department of Electromechanics, Moscow Power Engineering Institute (Technical University), Krasnokazarmennaya St., 14, Russia, post code – 111250.
Phone: +7(495)362-72-69, +7-916-941-11-63
E-mail: KachalinaYV@mpei.ru
Dyagileve Svetlana Viktorovna, Department of Electromechanics, Moscow Power Engineering Institute (Technical University), Krasnokazarmennaya St., 14, Russia, post code – 111250.
Phone: +7(495)362-72-69
E-mail: svetikx@inbox.ru

ИЗЧИСЛЯВАНЕ НА МОМЕНТА ИНДУКТОР МАШИНИ ПРИ УСЛОВИЕ НАСИЩАНЕ ЗЪБИ.

Владимир Баль, Тан Тхун Аунг

CALCULATION OF RELUCTANCE MACHINE TORQUE WITH THE ASSUMPTION OF SATURATION

Abstract: Concidered calculation of the reluctance machine moment with the assumption of tooth satiation.
Keywords: индуктор машина, момент, насищане, магнитен поток, reluctance machine, torque, saturation, magnetic flux

I. ВВЕДЕНИЕ.

В последние годы активизировались работы по созданию силового электропривода на базе вентильно-индукторных двигателей (ВИД). Современая силовая электроника позволяет создавать привода на базе ВИД достаточно большой мощности, которые способны решать широкий класс задач электропривода промышленных механизмов. Преимущества ВИД - простота и технологичность конструкции механической части позволяют снизить стоимость привода в целом, по сравнению с приводами, использующими электродвигатели других типов. Дополнительное преимущество ВИД – возможность проектирования двигателя с практически любым низким числом оборотов, благодаря магнитной редукции скорости индукторной машины, что позволяет уменьшить передаточное число редуктора в приводе производственного механизма, а часто и вовсе отказаться от применения редуктора. Последнее ещё более снижает стоимость привода с ВИД, увеличивает надёжность и срок службы привода.

Большое значение при проектировании ВИД имеют методы расчёта электромагнитного момента двигателя, от точности расчёта которого зависит точность оценки характеристик привода в целом, особенно его массогабаритных показателей.

II. МОМЕНТ ИНДУКТОРНОЙ МАШИНЫ.

Расчёт момента индукторной машины, как машины с двойной зубчатостью, традиционно проводится на основе анализа энергетических преобразований в зубцовой зоне.

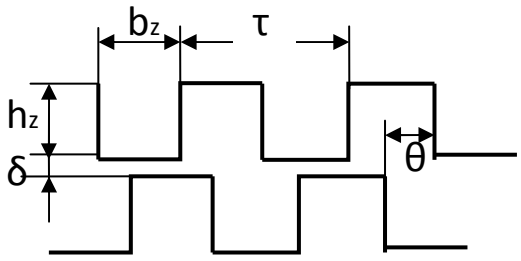


Рисунок 1. Зубцовая зона индукторной машины.

При перемещении ротора индукторной машины (Рис.1) периодически меняется взаимное расположение зубцов статора и ротора, от согласованного положениия, когда зубцы ротора расположены напротив части зубцов статора, до рассогласованного положения, когда зубцы ротора расположены напротив пазов статора. При этом, магнитная проводимость воздушного зазора машины меняется от максимального значения λ_{max} (согласованное положение зубцов статора и ротора) до минимального λ_{min} (рассогласованное положение). Возбуждение зубцовой зоны статора вызывает магнитный поток, величина которого меняется при изменении углового положения ротора θ от максимального значения Φ_{max} до минимального Φ_{min}, в соответствии с изменением магнитной проводимости. Аналогично меняется величина энергии магнитного поля воздушного зазора $W_м$. В линейной системе магнитная энергия воздушного зазора $W_м$ равна половине произведения магнитного потока Ф и МДС

воздушного зазора F_δ [1]. Момент индукторной машины M равен производной магнитной энергии при изменении электрического угла положения ротора θ [1]. Пренебрегая высшими гармоническими магнитной проводимости и учитывая только первую гармонику магнитной проводимости воздушного зазора, можно получить известную формулу первой гармонической момента M_1 индукторной машины [2]:

$$M_1 = 0{,}5F_\delta^2\lambda_1 cos\theta \qquad (1)$$

где λ_1- амплитуда первой гармоники магнитной проводимости воздушного зазора. В общем случае момент содержит спектр гармоник, зависящий от гармонического состава магнитной проводимости воздушного зазора.

Выражение (1) применимо для линейной системы. В нелинейной системе можно использовать выражение (1), если удаётся однозначно определить МДС рабочего зазора F_δ. Однако, в индукторных машинах, имеющих сложный профиль рабочего зазора, насыщение приводит к значительному искажению картины магнитного поля, по сравнению с линейной системой, поскольку насыщение участков зубцовой зоны неравномерно. Практически невозможно однозначно определить МДС воздушного зазора F_δ, так как МДС, приложенная к разным участкам воздушного зазора неодинакова. Вместе с тем, можно ввести некоторую эквивалентную МДС зазора $F_{\delta э}$, такую, что момент двигателя с насыщенной зубцовой зоной будет соответствовать моменту двигателя с ненасыщенной зубцовой зоной и выражение (1) будет справедливо.

Методика определения $F_{\delta э}$ состоит в следующем. На Рис.2 представлены зависимости магнитного потока зубцовой зоны Ф от МДС приложенной к зубцовой зоне F для двух значений проводимости воздушного зазора максимальной λ_{max} и минимальной λ_{min}, которым соответствуют магнитные потоки Φ_{Hmax} и Φ_{Hmin}. Здесь же представлены магнитные потоки Φ_{max} и Φ_{min} соответствующие ненасыщенной линейной системе, полученные в предположении, что магнитная проницаемость магнитного материала зубцовой зоны бесконечно велика. В насыщенной системе площадь криволинейного треугольника $0\Phi_{Hmax}\Phi_{Hmin}$ пропорциональна изменению энергии магнитного поля зубцовой зоны и, следовательно, моменту индукторной

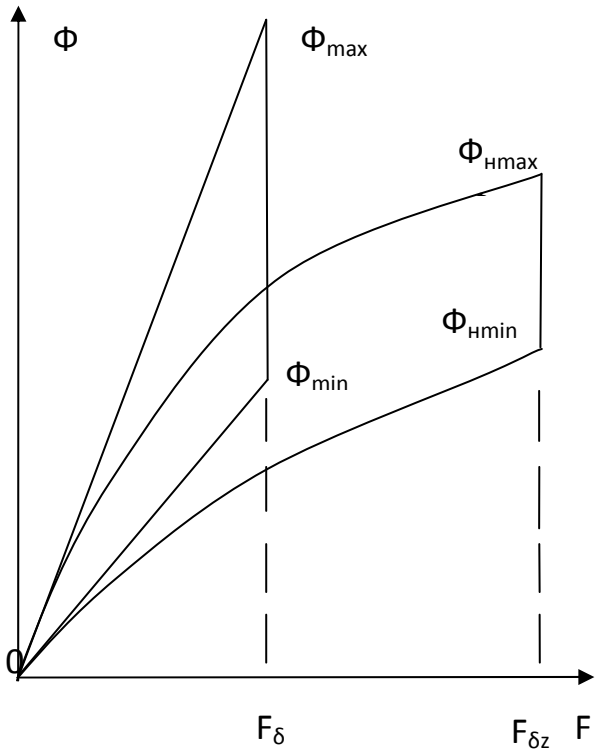


Рисунок 2. Зависимости магнитного потока зубцовой зоны от МДС.

машины. В линейной системе момент пропорционален площади треугольника $0\Phi_{max}\Phi_{min}$. Для любого значения $F_{\delta z}$ насыщенной системы можно поставить в соответствие F_δ линейной системы такую, что площади треугольников $0\Phi_{Hmax}\Phi_{Hmin}$ и $0\Phi_{max}\Phi_{min}$ будут одинаковыми. Последнее означает равенство моментов (первых гармонических момента) и можно утверждать, что полученное F_δ есть искомое $F_{\delta э}$, которое можно использовать в выражении (1).

Для определения $F_{\delta э}$ использовалось численное моделирование магнитного поля. Моделирование проводилось с помощью программы FEMM. На Рис.3 показан пример картины магнитного поля рабочего зазора индукторной машины. Расчёт магнитного поля зубцовой зоны с двойной зубчатостью проводился для различных

относительных значений рабочего зазора δ к величине зубцового деления τ (τ/δ), для нескольких взаимных расположений

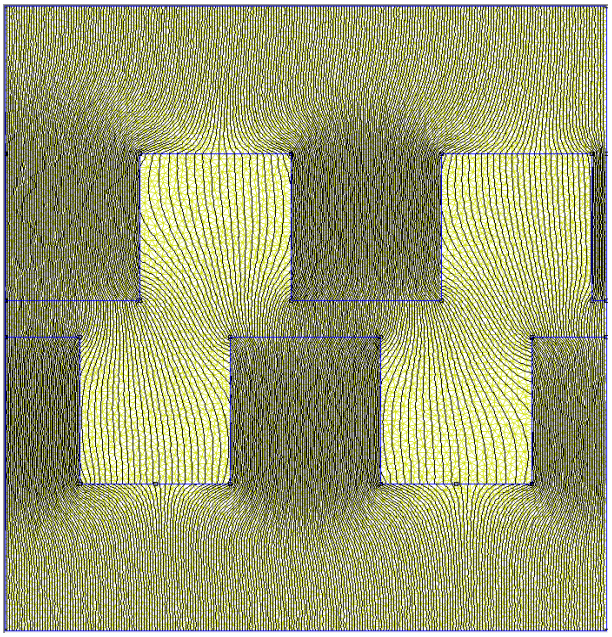


Рисунок 3. Картина магнитного поля индукторной машины.

зубцов статора и ротора и ряда значений относительной ширины зубцов b_z/τ. Диапазон изменения относительной обратной величины рабочего зазора τ/δ = 8÷80, относительной ширины зубцов b_z/τ = 0,4 ÷0,5. Относительная высота зубцов h_z/τ = во всех расчётах принималась равной 0,5, так как изменение h_z/τ в диапазоне 0,4÷∞ мало влияет на результаты расчётов. Характеристика намагничивания магнитного материала соответствовала кривой намагничивания электротехнической стали 2412. Определялся магнитный поток зубцового деления Ф для различных МДС F. По результатам были построены кривые намагничивания, соответствующие максимальной и минимальной магнитной проводимости рабочего зазора (Рис.2) и рассчитывались площади S треугольника $0\Phi_{Hmax}\Phi_{Hmin}$ при различных $F_{\delta z}$. Соответствующая линейной системе F_δ определялась по формуле $F_\delta=\sqrt{2S/\Delta\lambda}$., где $\Delta\lambda = \lambda_{max} - \lambda_{min}$, полученной из предположения о равенстве площадей S треугольника $0\Phi_{max}\Phi_{min}$ и криволинейного треугольника $0\Phi_{Hmax}\Phi_{Hmin}$. Проводимости λ_{max} и λ_{min} определялись по начальному наклону кривых намагничивания.

Результаты расчётов приведены на Рис.4 в виде зависимостей относительных значений $F_{\delta э}$ ($F_{\delta z}/F_{\delta э}$) от средней магнитной индукции в зубцах $\mathbf{B_z}$ для различных относительных обратных величинах рабочего зазора τ/δ и ширины зубцов b_z/τ. Отношение $F_{\delta z}/F_{\delta э}$ можно трактовать как коэффициент насыщения $k_н$, показывающий увеличение МДС зубцовой зоны $F_{\delta z}$ по сравнению с МДС рабочего зазора $F_{\delta э}$, при различных уровнях насыщения зубцовой зоны. Уровень насыщения определяется средней индукцией в зубцах $\mathbf{B_z}$ (Тл), которая равна отношению магнитного потока зубцового деления зубцовой зоны к величине зубцового деления τ на единицу длины зубца машины.

Расчёт момента индукторной машины с насыщенной зубцовой зоной при помощи коэффициентов насыщения использовался ранее для расчётов момента шаговых двигателей [2]. Использовалась методика определения коэффициента насыщения по изменению магнитной проводимости насыщенной зубцовой зоны. Однако эта методика более сложна, чем предложенная, на основе определения эквивалентной МДС рабочего зазора $F_{\delta э}$. Кроме того, методика используемая в [2] даёт менее точные результаты, особенно при приближённом учёте насыщения.

Зависимости на Рис.4 можно использовать для определения $F_{\delta э}$ по известному $F_{\delta z}$ для использования в формуле (1) или для непосредственной подстановки коэффициента насыщения в формулу момента. В последнем случае выражение момента (1) принимает вид:

$$M_1 = 0{,}5\frac{F_{\delta z}^2}{k_н^2}\lambda_1 cos\Theta \qquad (2)$$

Характер зависимостей на Рис.4 позволяет сделать следующие выводы. Насыщение зубцовой зоны оказывает заметное влияние на относительную величину $F_{\delta э}$ при относительной обратной величины рабочего зазора τ/δ не более 10. При τ/δ =8 насыщение проявляется только при средней индукции в зубцах $\mathbf{B_z}$ более 2 Тл. Данный эффект можно объяснить

увеличением доли магнитного потока пазовой части зубцовой зоны (по мере роста магнитной индукции в зубцах) по сравнением с долей магнитного потока через насыщенные зубцы. Тем же объясняется некоторое уменьшение влияния насыщения при уменьшении относительной ширины зубцов b_z/τ.

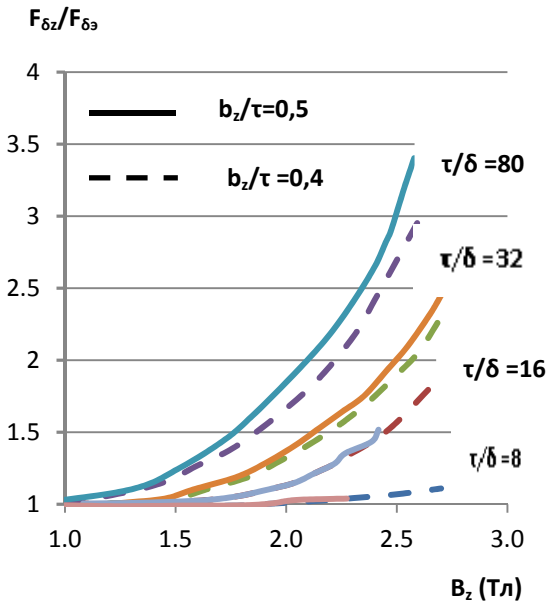


Рисунок 4. Зависимости относительной МДС рабочего зазора F_δ от средней магнитной индукции в зубцах $\mathbf{B_z}$.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведёны численные расчёты магнитного поля рабочего зазора индукторной машины. На основании расчётов получены коэффициенты насыщения, которые могут быть использованы для расчёта момента индукторной машины с учётом насыщения зубцовой зоны.

Предложена методика расчёта момента индукторной машины на основе определения эквивалентной МДС рабочего зазора с двойной зубчатостью.

Получены зависимости коэффициентов насыщения от средней магнитной индукции в зубцах индукторной машины для различных относительных размеров зубцовой зоны. Показано преимущественное влияние насыщения зубцовой зоны в области относительно малых зазоров. Чем меньше относительная величина зазора, тем большее влияние на момент машины оказывает насыщение зубцовой зоны при одинаковых значениях средней магнитной индукции в зубцах.

LITERATURE:

[1]. White David, Woodson Herbert. Electromecanical Energy Conversion, New York, John Wiley and Sons, Inc, 1959.

[2]. Step Motors Electric Drive, Editing by Chilikin M., Moscow, Energia, 1971.

[3]. Fisenko V., Calculation of Switch Reluctance Motors. Moscow, MPEI, 2005.

Contacts: Vladimir Bal, Department of Electrical Engineering, Power Engineering Institute of Moscow,
Krasnokazarmenia street 14, 111250 Moscow, Russia
Phone: +495-362-7098, Fax: +495-362-7189,
Email: BalVB@mpei.ru

ВОЗМОЖНОСТЯХ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ ОХЛАЖДЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Цынаева Анна, Цынаева Екатерина, Школин Евгений

OPPORTUNITIES FOR IMPROVING THE COOLING SYSTEMS OF ELECTRIC MACHINES

Abstract: The spent researching will open an opportunity of increase of efficiency of transfer of heat in devices at the expense of joint application dynamic temperature stratification and processes of evaporation, condensation (joint application of a vortex tube and thermal pipe).
Keywords: vortex tube, thermal pipe, evaporation, condensation.

I. ВВЕДЕНИЕ

На современном этапе развития промышленности повышение выработки электроэнергии на станциях требует применения высокоэффективных методов охлаждения электрогенераторов. Охлаждение электрогенераторов в настоящее время осуществляется с помощью водорода, используемого в качестве охладителя, что обусловлено его теплофизическими свойствами. Применение водорода требует наличия развитого водородного хозяйства, обеспеченного соответствующими методами контроля и безопасности проведения работ.

В этой связи, становится актуальным использование интенсивных методов отвода тепла от наиболее теплонапряженных элементов конструкции электрогенераторов (использование тепловых труб, вихревых труб и т.д.) [1, 2, 3]

II. ОСНОВНОЙ ТЕКСТ

1. Системы охлаждения электрогенераторов

Одна из наиболее распространенных систем охлаждения электрогенератора представлена на рис. 1 [4].

Основным элементом традиционной системы является вращающаяся тепловая труба 5, представляющая собой двухфазный термосифон. В тепловой трубе 5 жидкость под действием центробежных сил отбрасывается на поверхность и за счет теплоты, поступающей от ротора 3, испаряется. Пары жидкости поступают в центральную область вращающейся тепловой трубы 5, где охлаждаются с образованием конденсата.

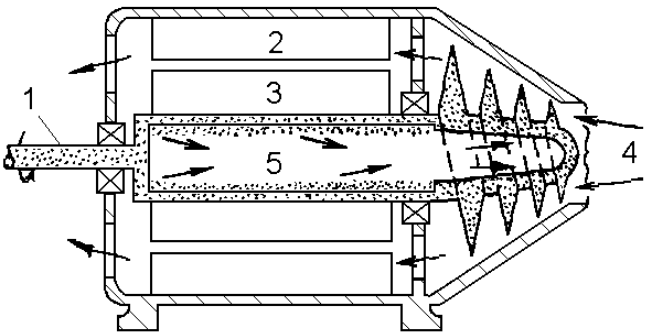


Рисунок 1. Традиционная система охлаждения электрогенератора: 1 – вал генератора; 2 – статор; 3 – ротор; 4 - поток охладителя; 5 – вращающаяся тепловая труба

Недостатком традиционной системы охлаждения электрогенератора (рис. 1) является некоторая в неравномерность распределения охладителя внутри вала 1 генератора (вращающейся тепловой трубы 5), что снижает эффективность отвода тепла от ротора 3.

Системы охлаждения на основе совместного использования тепловых [4] и вихревых труб [5] представлены на рис. 2, 3.

В системе охлаждения электрогенератора (рис. 2) вихревая труба (ВТ) охлаждает левый конец вала холодным потоком воздуха, полученным в процессе температурного разделения сжатого воздуха. Полый вал 6 электрогенератора является тепловой трубой с круговым поперечным сечением. Распределительная трубка 8, находящаяся внутри вала 6 служит для равномерного распределения по длине вала

конденсата, образующегося в левом «холодном» конце вала 6. Охлаждение конденсационной части полого вале электрогенератора (тепловой трубы) происходит за счет применения эффекта энергетического разделения газа для получения холода. Эффект энергетического разделения газа реализуется в вихревой трубе (эффект Ранка - Хилша) [5] и заключается в том, что в устройствах достаточно простой геометрии происходит разделение потока газа на два: периферийный поток, имеющий температуру выше исходной температуры сжатого воздуха и приосевой, имеющий, соответственно, более низкую температуру.

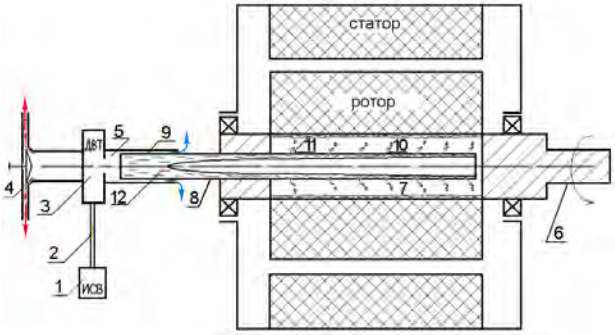


Рисунок 2. Предлагаемая система охлаждения электрогенератора: 1 – источник сжатого воздуха; 2 – напорный трубопровод; 3 – вихревая труба (ВТ); 4 – горячая полость ВТ; 5 – холодная полость ВТ; 6 – полый вал электрической машины, 7 – испарительная зона; 8 – распределительная трубка; 9 – конденсационная зона; 10 – отверстия в распределительной трубке; 11 – кипящая жидкость; 12 – конденсат

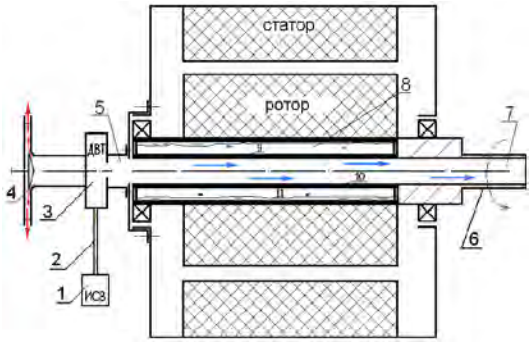


Рисунок. 3. Предлагаемая система охлаждения электрогенератора: 1 – источник сжатого воздуха; 2 – напорный трубопровод; 3 – вихревая труба (ВТ); 4 – горячая полость ВТ; 5 – холодная полость ВТ; 6 – полый вал электрической машины, 7 – канал для прохода холодного газа; 8 – кольцевое пространство (тепловая труба); 9 – наружная поверхность канала; 10 – внутренняя поверхность канала; 11 – кипящая жидкость

Система охлаждения (рис. 3) позволяет снизить трудоемкость изготовления электрогенератора. Поток охладителя в системе (рис. 3) поступает от вихревой трубы и проходит через канал внутри вала. Тепловой трубой в системе (рис. 3) служит кольцевое пространство между каналом 10 для прохода холодного воздуха от вихревой трубы и поверхностью 11 вала 6. Надобность в распределительной трубке с отверстиями (рис. 2) отпадает, так как конденсат образуется равномерно на наружной поверхности канала, по которому идет холодный воздух от вихревой трубы. Далее образовавшийся конденсат за счет центробежных сил отбрасывается к внутренней поверхности 11 полого вала 6, где испаряется, отводя тепло от ротора.

Для сравнения параметров работы систем охлаждения электрогенератора (рис. 1, 2, 3) были проведены экспериментальные исследования на модели.

2. *Экспериментальные исследования*

Схема экспериментальной установки для моделирования традиционной системы охлаждения электрогенераторов (рис. 1) представлена на рис. 4.

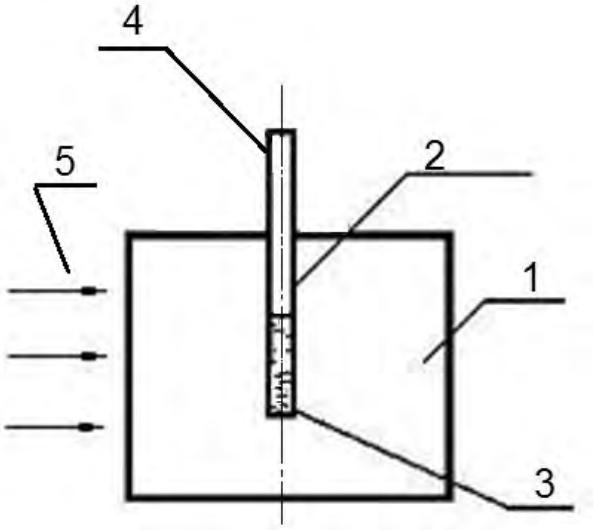


Рисунок 4. Схема экспериментальной установки для моделирования работы традиционной системы охлаждения электрогенератора: 1 – модель вала электрогенератора; 2 – тепловая труба; 3 – испарительный конец тепловой трубы; 4 – конденсатный конец тепловой трубы; 5 – поток охлаждающего газа

Для охлаждения модели использовалось два метода: внешнее охлаждение потоком газа и отвод тепла с помощью тепловой трубы. Внешнее

охлаждение реализовывалось с помощью воздуходувки: охлаждающий газ – воздух температурой 15 °С, скорость потока охладителя – 4…6 м/с. Для замера параметров охладителя использовался измерительный комплекс TESTO 435, для измерения температуры модели использовался тепловизор IRISYS 1011. Методика проведения эксперимента приведена в [6].

Схема экспериментальной установки для моделирования предлагаемой системы охлаждения (рис. 3) представлена на рис. 5.

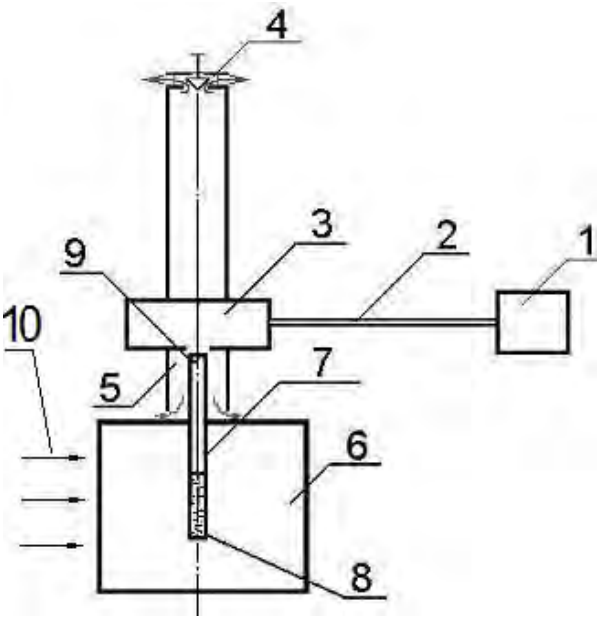
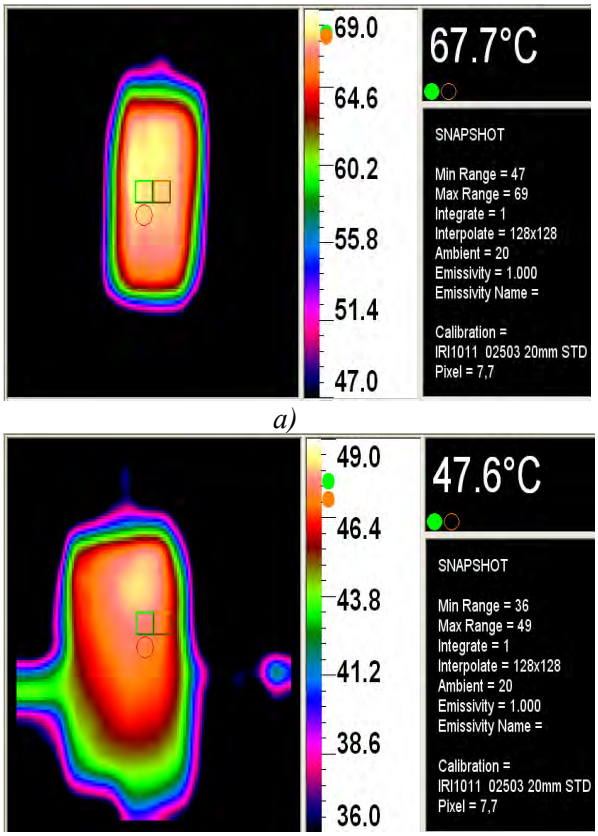


Рисунок 5. Схема экспериментальной установки для моделирования работы предлагаемой системы охлаждения электрогенератора: 1 – источник сжатого воздуха; 2 – напорный трубопровод; 3 – вихревая труба; 4 – «горячий конец» вихревой трубы; 5 – «холодный» конец вихревой трубы; 6 – модель вала электрогенератора; 7 – тепловая труба; 8 – испарительный конец тепловой трубы; 9 – конденсатный конец тепловой трубы; 10 – поток охлаждающего газа

Отвод тепла от модели вала электрогенератора (рис. 5) осуществлялся с помощью внешнего охлаждения потоком газа и отводом тепла с помощью тепловой трубы. При этом конденсатный конец тепловой трубы помещался в «холодную» полость вихревой трубы. Внешнее охлаждение реализовывалось с помощью воздуходувки: охлаждающий газ – воздух температурой 15 °С, скорость потока охладителя – 4…6 м/с. Для замера параметров охладителя использовался измерительный комплекс TESTO 435, для измерения температуры модели использовался тепловизор IRISYS 1011.

Результаты экспериментальных исследований для модели (рис. 4.) традиционной системы охлаждения электрогенератора (рис. 1) представлены на рис. 6.

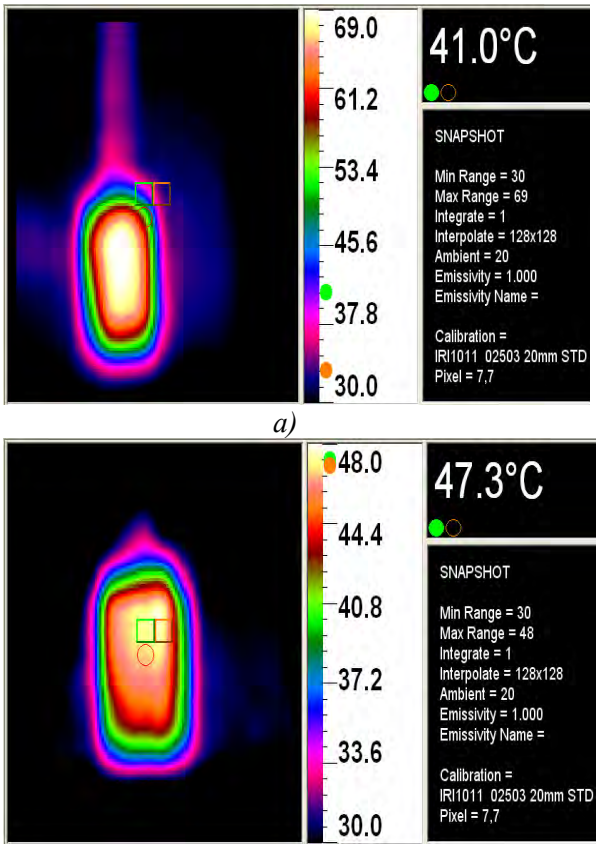


а)

б)

Рисунок. 6. Результаты экспериментальных исследований для модели традиционной системы охлаждения электрогенератора: *а* – в первый момент времени; *б* – через 20 минут

Результаты экспериментальных исследований для модели (рис. 5.) предлагаемой системы охлаждения электрогенератора (рис. 3) представлены на рис. 7.



а)

б)

Рисунок 7. Результаты экспериментальных исследований для модели традиционной системы охлаждения электрогенератора: *а* – в первый момент времени; *б* – через 20 минут

Из рис. 6,7 видно, что при использовании предлагаемой системы охлаждения процесс отвода тепла модели вала электрогенератора интенсифицируется, то есть исследуемый объект охлаждается несколько эффективнее. Из результатов исследований (рис. 6, 7) видно, что распределение температуры при использовании предлагаемой системы охлаждения становится более равномерным по сравнению с традиционной системой.

Таким образом, проводимые исследования открывают возможность повышения эффективности отвода теплоты в элементах энергетических установок (электрических машинах) за счет совмещения газодинамической температурной стратификации и процессов испарения, конденсации (совмещения вихревой и тепловой труб).

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенные экспериментальные исследования показали состоятельность разработанной системы охлаждения электрогенератора. Температурное поле вала электрогенератора имеет более равномерный характер.

Предварительная оценка экономических показателей дала следующие результаты: срок окупаемости до 3-х лет, рентабельность продаж 26,7%, рентабельность продукции 36,4 %.

LITERATURE:

[1]. Juhovickii D., Tsynaeva A., Patent of Russia. № 2189545, Installation for cooling the isolated object. The bulletin №26 from 20.09.2002

[2]. Juhovickii D., Tsynaeva A., Patent of Russia № 2239272 System of cooling of the electrical machine. The bulletin №30 from 27.10.2004

[3]. Juhovickii D., Tsynaeva A., Patent of Russia №2279172 System of cooling of the electrical machine. The bulletin №18, 2006

[4]. Dunn P., Reay D., Heat piies. Pergamon Press, Oxford, New York, Toronto, Sydney, Paaris, Braunschweig, 1976.

[5]. Merkulov A., Vortical effect and its application in engineering. Samara, Optima, 1997.

[6]. Grigoriev K. et al., On the possibilities of intensification of heat transfer during cooling of power plants. Proceedings of the Fifth International Scientific Conference "Modern scientific and technical problems of transport.", Ulyanovsk, 2009. pp. 67-71.

Contacts: Ann Tsynaeva, Department of Heat and power engineering, Technical University of Ulyanovsk, Severnyi Venec 32, 432027, Ulyanovsk, Russia
Phone: +79-64-85-65342, Fax: +78-42-243-0643, Email: a.tsinaeva@rambler.ru

СРАВНИТЕЛНО ИЗСЛЕДВАНЕ НА КОМУТАЦИОННИТЕ ПРОЦЕСИ В АВТОТРАНСФОРМАТОРЕН ДИСКРЕТЕН СТЪПАЛЕН РЕГУЛАТОР НА НАПРЕЖЕНИЕ

Емил Барудов, Емил Панов, Стефан Барудов

COMPARATIVE RESEARCH INTO THE COMMUTATION PROCESSES IN A DISCRETE ALTERNATING STEP-VOLTAGE REGULATOR

Abstract: This paper presents the basic results from the comparative research work into the commutation processes in an autotransformer discrete alternating step-voltage regulator for different types of loads, regimes and phases of the commutations. The oscillograms of the observed currents and the corresponding computer simulations, received by the help of the automated computer programme AVTO show a very good coincidence proving the validity of the mathematical model and the computer programme used for the simulations.

Ключови думи: дискретен регулатор на променливо напрежение, полупроводникови комутиращи елементи, тиристор, комутационен процес

Key words: autotransformer, discrete alternating step-voltage regulator, semiconductor commutation elements, thyristor, commutation process

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Осигуряването на показателите за качеството на електроснабдяването, според БДС 50160, предполага потребност от изменение на големината на захранващото напрежение за единични или група потребители. Възможност за това е използването на автотрансформаторни дискретни регулатори на променливо напрежение (АДРПН) с полупроводникови комутиращи елементи (ПКЕ).

Работата на АДРПН се определя и от продължителността на комутационните процеси при превключване на ПКЕ и електрическото натоварване в този режим. Изследването на комутационните процеси следва да обхване многомерно пространство, където три от разглежданите променливи са: входно напрежение на АДРПН, фаза на комутациите, характера и големината на товара. А функциите се явяват продължителността на комутационния процес и амплитудите на токовете в регулатора. Аналитичните и експерименталните изследвания следва да отчитат и нелинейността на веригите в които се развиват комутационните процеси. Редица предходни публикации [1,2,3,4] са посветени на разработването на точни и прецизни модели и алгоритми за анализ, позволяващи точни симулации на реакциите на реален прототип на АДРПН при различните му работни режими.

Настоящата работа отразява сравнително изследване на аналитичните резултати от математическото моделиране и експериментално получените такива.

II. АНАЛИЗ

На фиг. 1 е посочена заместващата схема на АДРПН с четири ПКЕ. Схемата включва параметрите на комутиращите елементи, гасящите групи, магнитната верига, параметрите на отделните секции на намотките и съществуващите нелинейности.

Проведените експериментално изследвания и сравнителен анализ са относими към следните режими на работа на АДРПН:

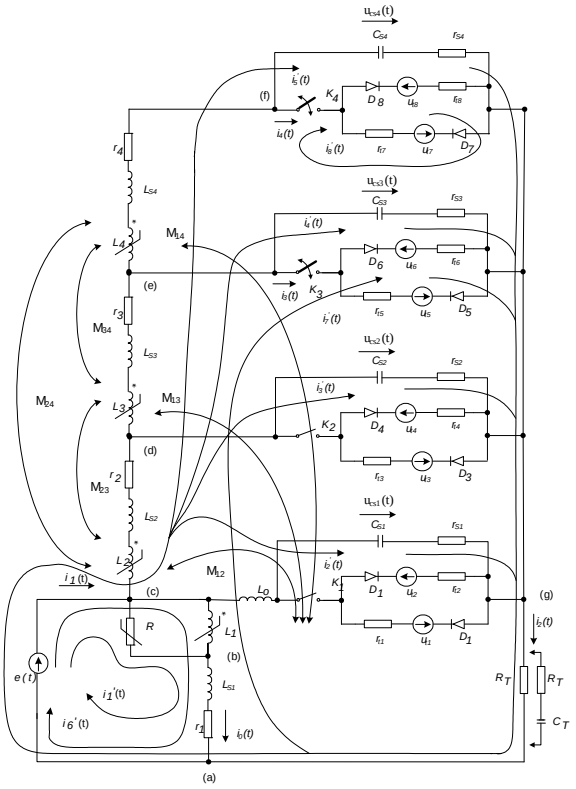
- Входното захранващо напрежение намалява от 170V към 160V, при което се реализира затваряне на ключа $К_4$ и отваряне на $К_3$. При започването на комутационния процес отпада подаването на управляващи импулси към $К_3$ и започва подаване на управляващи импул-

си към $К_4$ – фиг.1. Принципната схема на ПКЕ е показана на фиг.2. Управляващите импулси се подават към светодиода на оптично управлявания симистор, чрез който се получава галванично разделяне от управляващия блок на регулатора.

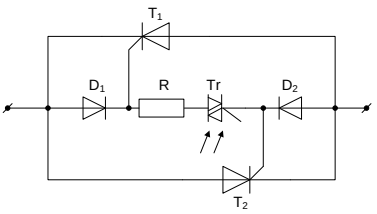
• Входното захранващо напрежение се повишава от 150V към 160V при което се затваря ключа $К_3$ и се отваря ключа $К_4$. В този случай все още проводимия тиристор от ПКЕ - $К_4$ до момента на запушването му при преминаване на тока през нулата и един от тиристорите от ПКЕ – $К_3$ остават паралелно включени към съответната намотка на автотрансформатора.

Изследването е проведено при различна фаза на комутациите и различна големина и характер на товара.

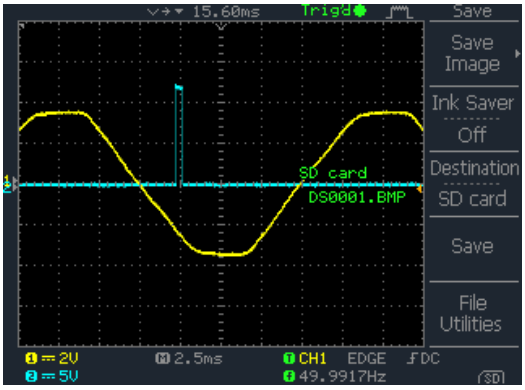
На фиг. 3а, 3б и 3в са показани управляващите импулси към фото управляемия симистор (фиг.2) при фаза на комутацията 225^0, 270^0, и 315^0.



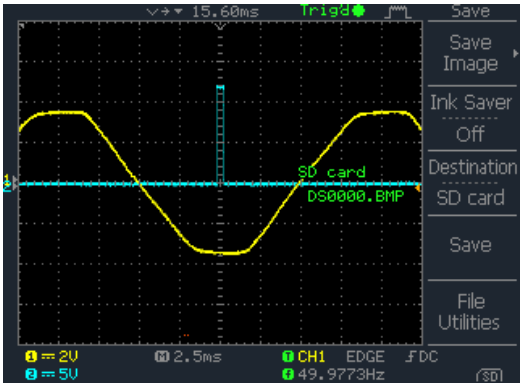
Фиг. 1. Заместваща схема на АДРПН с четири ПКЕ.



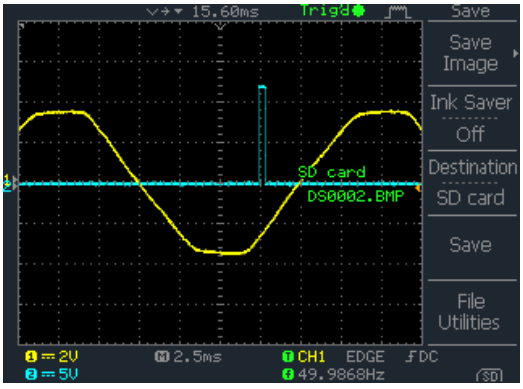
Фиг. 2. Схема на оптично управляван тиристорен ключ.



Фиг. 3а. Осцилограма на управляващите импулси на ПКЕ при $\varphi=225^0$.



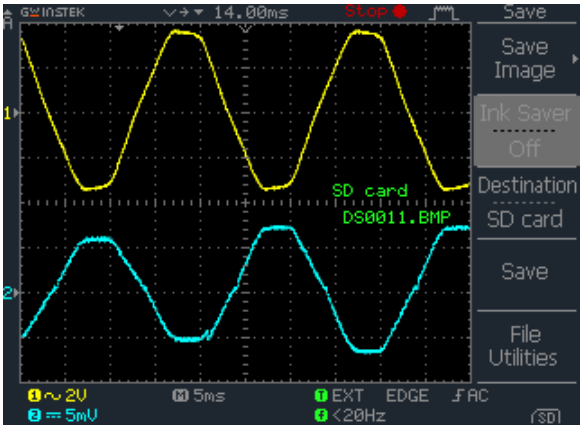
Фиг.3б. Осцилограма на управляващите импулси на ПКЕ при $\varphi=270^0$.



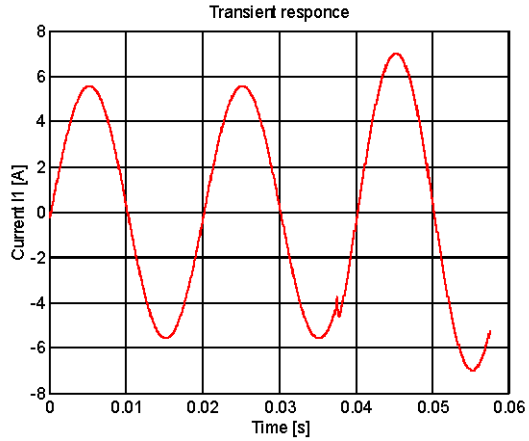
Фиг. 3в. Осцилограма на управляващите импулси на ПКЕ при $\varphi=315^0$.

На фиг. 4а, 4б; 5а, 5б; 6а, 6б; и 7а, 7б са показани съответно входният ток- $i_1(t)$; токът през ПКЕ-$К_3$- $i_{кл3}(t)$; токът през ПКЕ-$К_4$- $i_{кл4}(t)$; и токът през товара $i_2(t)$. С индекс "а" са показани експериментално получените резултати, а с индекс "б" аналитичните – получени от процеса на математическото моделиране с програмата AVTO.

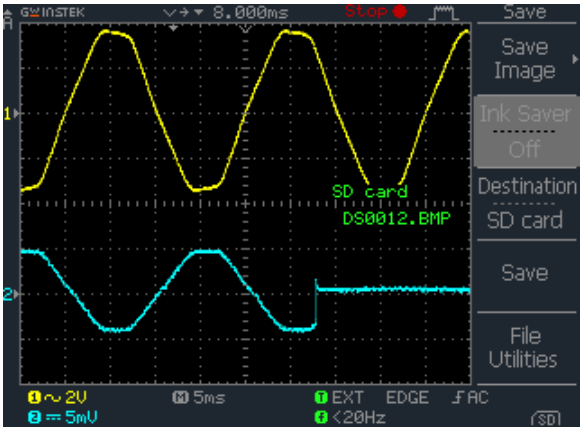
Резултатите са получени при входно напрежение на АДРПН E=159,6V; R_T=61,52Ω; начална фаза на комутацията $\varphi=315^0$ и комутационен процес от първи тип.



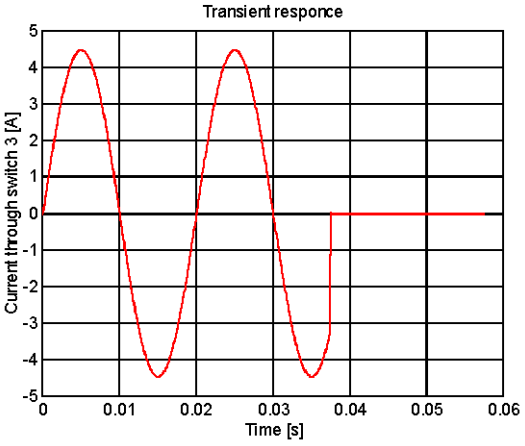
Фиг. 4а. Осцилограма на $i_1(t)$.



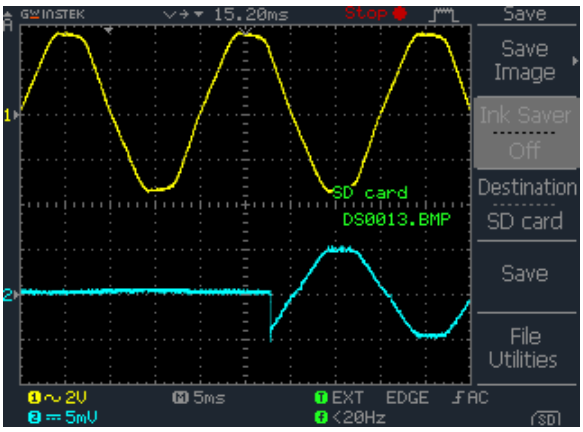
Фиг. 4б. Комп. симулация на $i_1(t)$.



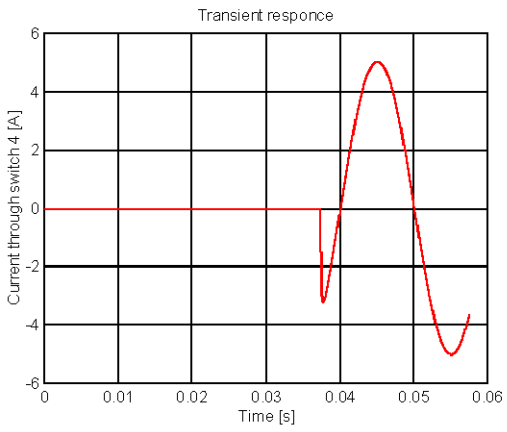
Фиг. 5а. Осцилограма на $i_{кл3}(t)$.



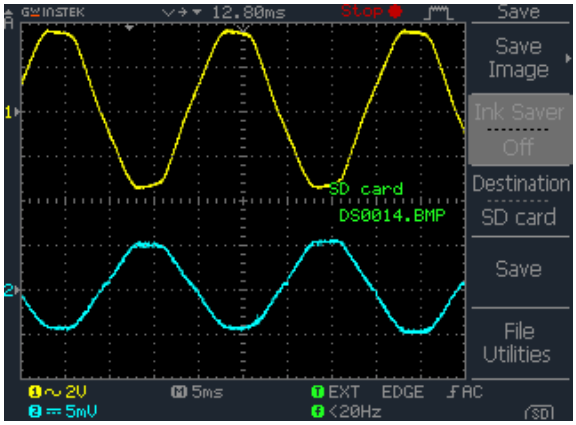
Фиг. 5б. Комп. симулация на $i_{кл3}(t)$.



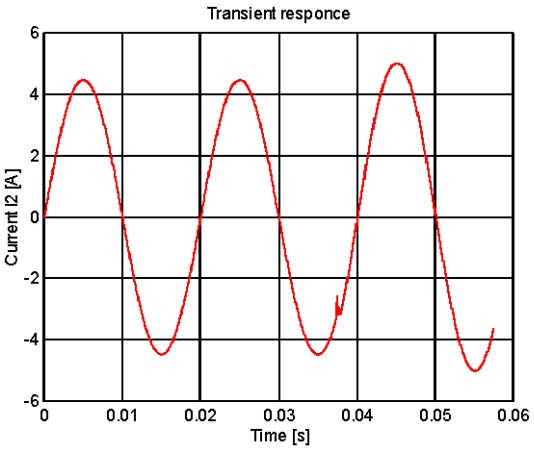
Фиг. 6а. Осцилограма на $i_{кл4}(t)$.



Фиг. 6б. Комп. симулация на $i_{кл4}(t)$.

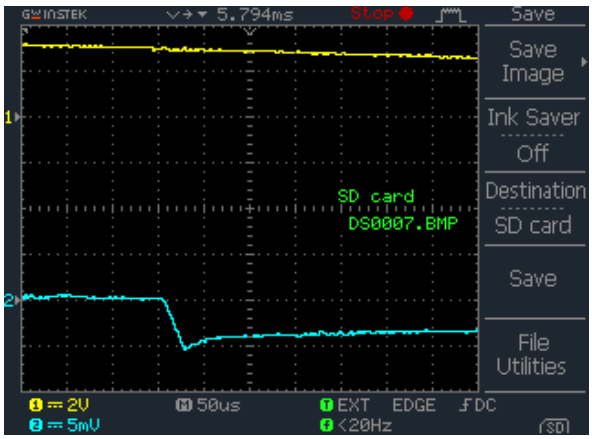


Фиг. 7а. Осцилограма на $i_2(t)$.



Фиг. 7б. Комп. симулация на $i_2(t)$.

Комутационният процес при посочените по-горе условия относно тока, протичащ през ключа $К_4$ - $i_{кл4}(t)$ е показан на фиг. 8а и 8б. Практическата продължителност на симулирания преходен процес е 95,39 μs.

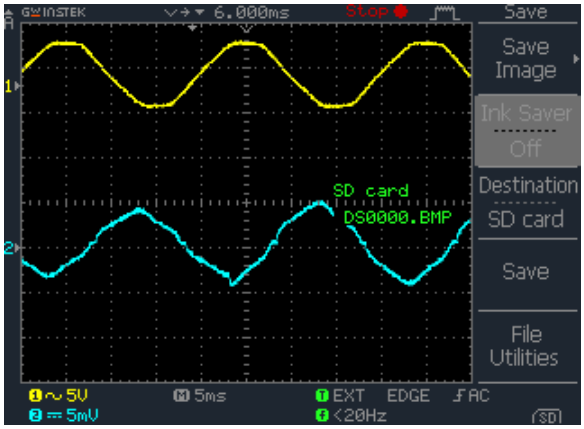


Фиг. 8а. Осцилограма на $i_{кл4}(t)$.

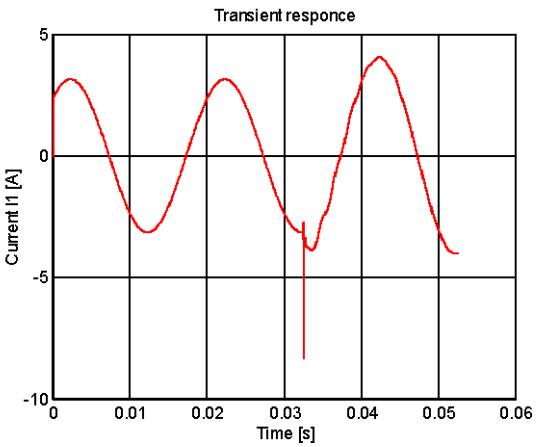


Фиг. 8б. Комп. симулация на $i_{кл4}(t)$.

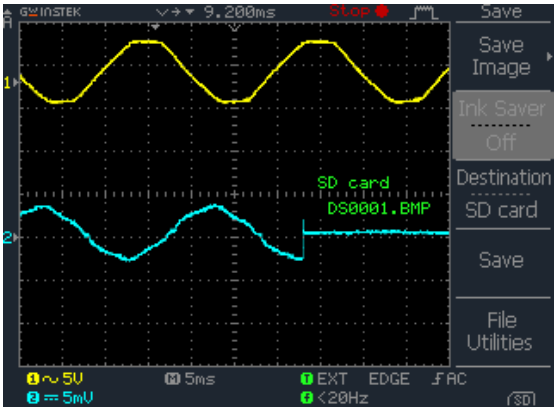
На фиг. 9а, 9б; 10а, 10б; 11а, 11б и 12а, 12б са показани съответно входният ток- $i_1(t)$; токът през ПКЕ-$К_3$- $i_{кл3}(t)$; токът през ПКЕ-$К_4$- $i_{кл4}(t)$; и токът през товара $i_2(t)$ при входно напрежение на АДРПН E=160V; R_T=61,52Ω и C_T=38,09μF, свързани серийно; начална фаза на комутацията $\varphi=225^0$ и комутационен процес от първи тип.



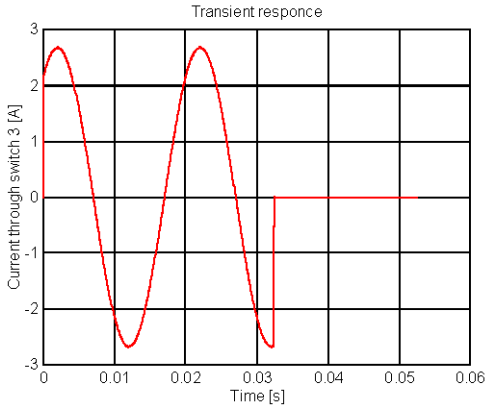
Фиг. 9а. Осцилограма на $i_1(t)$.



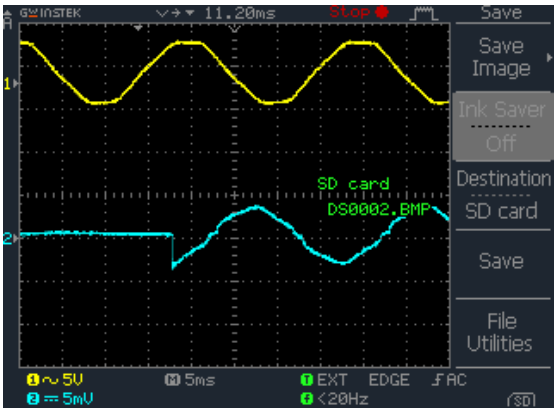
Фиг. 9б. Комп. симулация на $i_1(t)$.



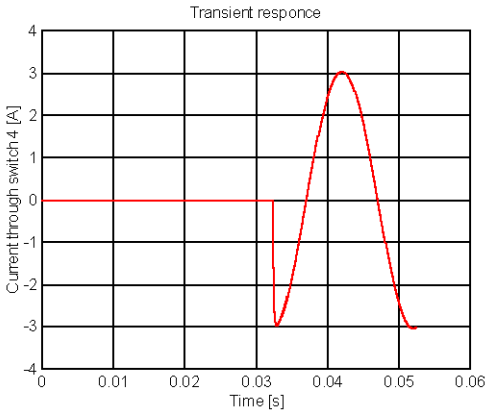
Фиг. 10а. Осцилограма на $i_{кл3}(t)$.



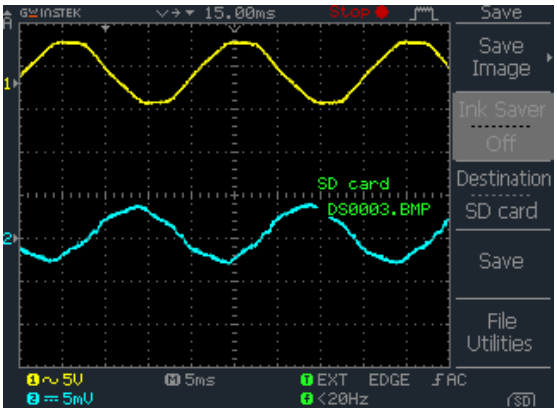
Фиг. 10б. Комп. симулация на $i_{кл3}(t)$.



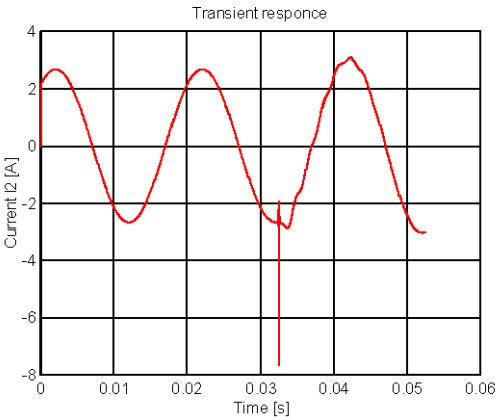
Фиг. 11а. Осцилограма на $i_{кл4}(t)$.



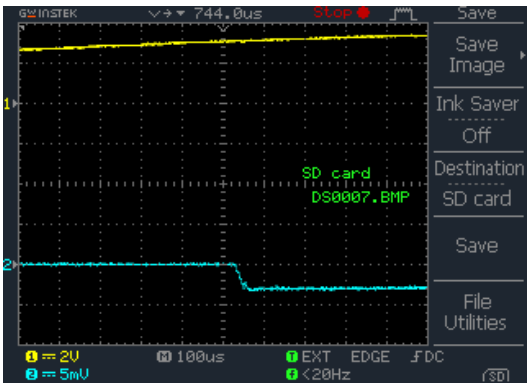
Фиг. 11б. Комп. симулация на $i_{кл4}(t)$.



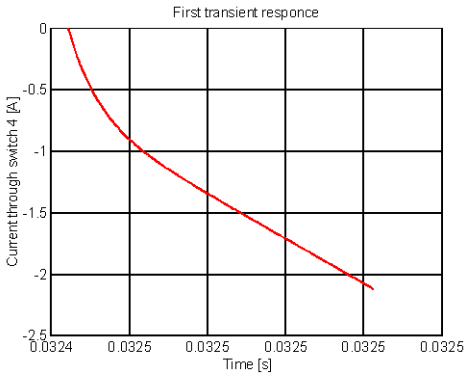
Фиг. 12а. Осцилограма на $i_2(t)$.



Фиг. 12б. Комп. симулация на $i_2(t)$.



Фиг. 13а. Осцилограма на $i_{кл4}(t)$.

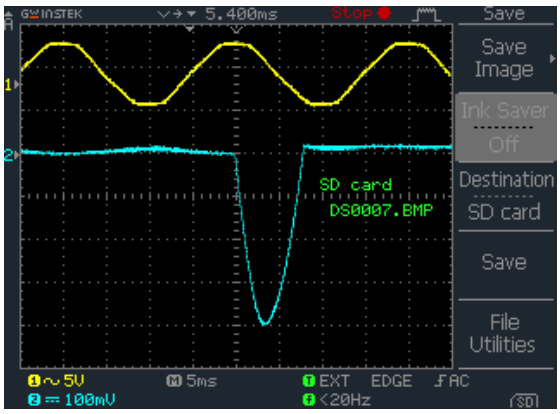


Фиг. 13б. Комп. симулация на $i_{кл4}(t)$.

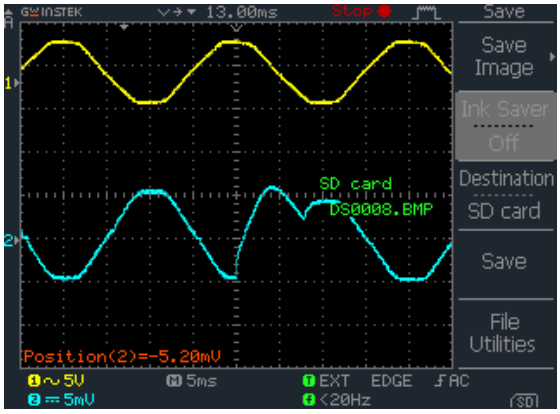
Комутационният процес при посочените по-горе условия относно тока протичащ през ключа K_4 - $i_{кл4}(t)$ е показан на фиг. 13а и 13б. Практическата продължителност на симулирания преходен процес е 78,11 μs.

На фиг. 14а и 14б са показани тока през ключа K_4 - $i_{кл4}(t)$ и тока през товара $i_2(t)$ при E=160V; R_T=61,52Ω ; фаза на комутацията $\varphi=270^0$ и комутационен процес от втори тип. Ясно се вижда на фиг.14а мощния токов импулс с амплитуда 400А, който е резултат от режима на късо съединение през ключовете K_3 и K_4. Всичко това показва сложността на процесите в разглежданията тип регулатор.

На всички осцилограми, показващи токовете в регулатора, 1mV/div отговаря на 1А/div.



Фиг. 14а. Осцилограма на $i_{кл4}(t)$.



Фиг. 12а. Осцилограма на $i_2(t)$.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Проведените аналитични и експериментални изследвания при различен характер на товара и различни фази на комутацията показват добро съвпадение на получените резултати, което е признак за адекватността на математическия модел и на компютърната програма за симулация AVTO.

2. Наличието на сложни електрически процеси при превключването на тиристорните ключове в АДРПН поражда необходимост от създаването на специализирана схема за управление, която да избягва мощните токови импулси при комутация от втори тип.

LITERATURE:

[1]. Барудов Е., Панов Е., Барудов С., Изследване на прецизен нелинеен модел на автотрансформаторен дискретен регулатор на напрежение с полупроводникови комутиращи елементи, Годишник на ТУ-Варна, 2007, стр. 91÷96.

[2]. Панов Е., Барудов Е., Барудов С., Усъвършенстван алгоритъм за анализ на прецизен нелинеен модел на автотрансформаторен дискретен регулатор на напрежение с полупроводникови комутиращи елементи, Годишник на ТУ-Варна, 2009, България, ISSN: 1311-896X, стр. 47÷53.

[3]. Barudov E., Panov E., Barudov S., Analysis of Electrical Processes in Alternating Voltage Control Systems, Journal of International Scientific Publication, Volume IV, part 1, p. 154÷182, ISSN: 1313 2539, 2010.

[4]. Барудов Е., Панов Е., Барудов С. “Анализ на електрическите процеси в дискретен регулатор на променлив напрежение при резистивно-капацитивен товар”, Сборник доклади на Международна научно-техническа конференция "Електроенергетика 2010", 14-16 Октомври 2010, стр. 332-341.

CONTACTS:

1. Емил Барудов, Технически Университет – Варна, 9010, България, „Студентска 1”, ЕФ, катедра ТИЕ, e-mail: ugl@gyuvetch.bg

2. Емил Панов, Технически Университет – Варна, 9010, България, „Студентска 1”, ЕФ, катедра ТИЕ, e-mail: eipanov@yahoo.com

3. Стефан Барудов, Технически Университет – Варна, 9010, България, „Студентска 1”, ЕФ, катедра ЕЕ, e-mail: sbarudov@abv.bg

ЕКСПЕРИМЕНТАЛНО ИЗСЛЕДВАНЕ НА ВИСОКОВОЛТОВ РАЗРЯД В ТЕЧНА СРЕДА

Милена Иванова, Стефан Барудов, Росица Димитрова

EXPERIMENTAL STUDY OF HIGH-VOLTAGE DISCHARGE IN LIQUID MEDIUM

Abstract: There exist different applications based on high-voltage discharge in liquid medium. Often the high voltage discharge is formed in a discharge circuit which comprises an operating capacitor battery and attached to it high-voltage controllable switch and the discharge gap in the liquid medium. In the present work are studied experimentally the characteristics of the high-voltage discharge in water with the usage of a high-voltage controllable switch, realized as a controllable air discharger-trigatron.

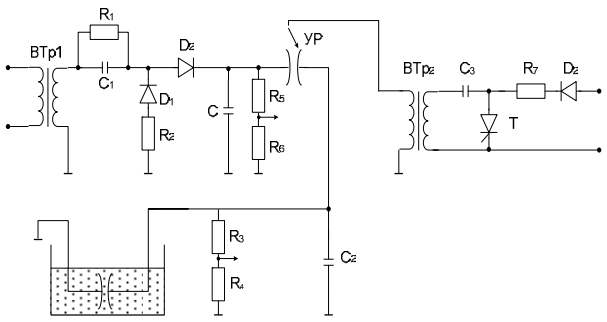
Ключови думи: високоволтов разряд, течна среда, управляем разрядник – тригатрон
Keywords: controllable discharger- trigatron, high-voltage discharge, liquid medium,

I. ВЪВЕДЕНИЕ

За разрядна верига включваща последователно свързани заредена кондензаторна батерия (КБ), управляем въздушен разрядник – тригатрон (УР) и електродна система, формираща разрядната междина (РМ) в течната среда – вода може да се отбележи, че това е RLC верига, в която капацитетът е със съсредоточени параметри – КБ; индуктивността е определена преди всичко от паразитните индуктивности на свързващите проводници и тези на кондензаторите от КБ, а R отчита нелинейно променящите се във времето съпротивления на УР и РМ във водата. Следа да се отбележи, че последните зависят от геометрията на електродните системи, интензитета на електричното поле между електродите и някои външни фактори като температура, концентрация на примесите във водата и др.

Принципната схема на зарядната и разрядната вериги е посочена на фиг.1, където зареждането на КБ се осъществява от несиметричен удвоител на напрежение захранван от високоволтов трансформатор $ВТр_1$ – фиг.1, а управлението на УР се реализира с пакет високоволтови високочестотни разрядни импулси, формирани от $С_3$ и $ВТр_2$ при отпушване на тиристора Т.

Целта на настоящата работа е изследване на характера и параметрите на високоволтовия разряд във функция от напрежението, до което е заредена КБ, и капацитета на последната при отчитане на спецификата на двете последователно свързани РМ.



Фиг.1 Принципна схема на зарядна и разрядна вериги

II. АНАЛИЗ

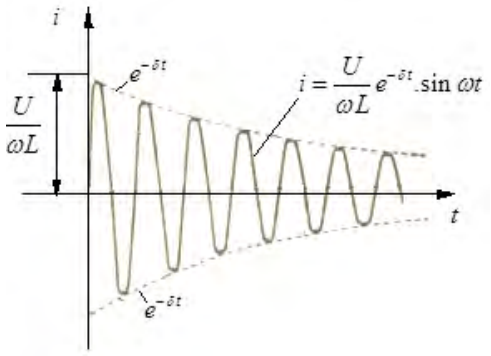
Разрядният ток може да се определи от ур.1 [1]:

$$\frac{d^2i}{dt^2} + 2\delta\frac{di}{dt} + \omega_0^2 t = 0, \qquad (1)$$

където $R = R_{УР} + R_{РВ}$

- $R_{УР}$ е съпротивление на УР
- $R_{РВ}$ е съпротивление на водата в разрядната междина
- $\delta = \frac{R}{2L}$ е коефициента на затихването
- $\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$ - собствената честота

При периодично затихващ процес $\delta < \omega_0$ изменението на тока е посочено на фиг.2.



Фиг.2

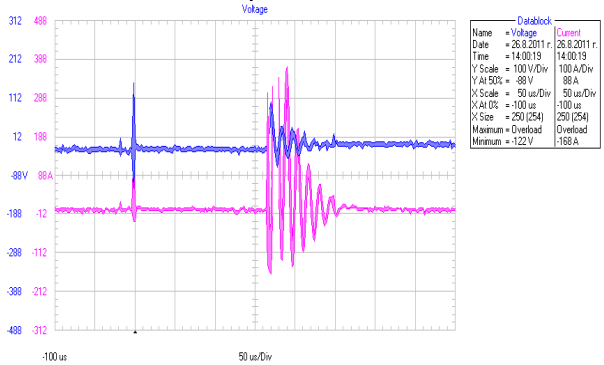
Посоченото на фиг.2 е относимо за R, L и C с неизменни параметри, а за разглеждания случай $R_{УР} = R_{УР}(t)$ и $R_{РВ} = R_{РВ}(t)$ са нелинейни съпротивления.

Трудностите при моделиране на двете разрядни междини при отчитане на влияещите фактори предполагат провеждане на експериментално изследване.

Последното е проведено за два случая – КБ натоварена само с УР и КБ натоварена с последователно свързаните УР и РМ на водата. Експерименталното изследване обхваща дискретни големини на напрежението U, до което е заредена КБ – 9,5; 10; 10,5;11 и 11,5 kV и капацитет на КБ – 0,5;1;1,5 и 2 μF.

За случая КБ натоварена само с УР резултатите са посочени на фиг.3, 4, 5, 6 и 7. Характерът на разрядния процес – фиг.3 е периодичен затихващ, като времето за нарастване на концентрацията на токоносителите след подаване на високоволтовите високочестотни импулси почти не се променя (зависи от геометрията на УР и параметрите на пакета високоволтови високочестотни импулси) и е 160μs.

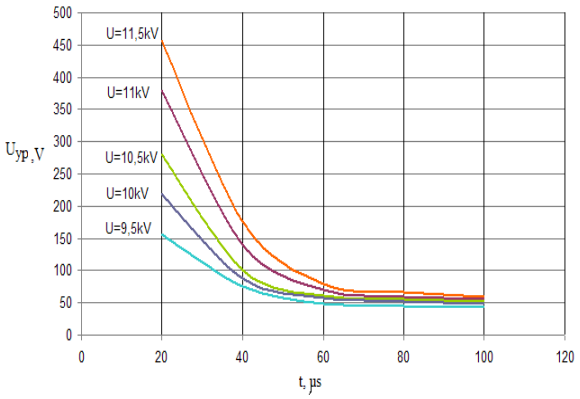
C=0,5μF, U=11,5kV



Фиг.3

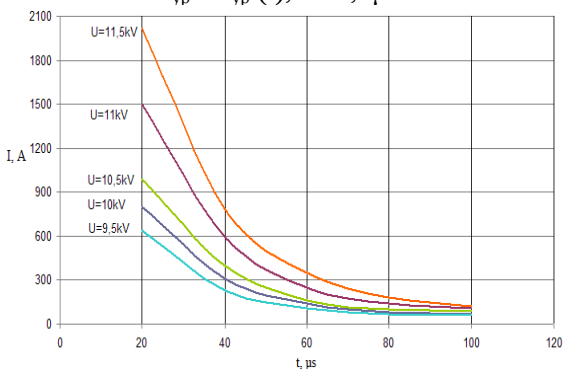
На фиг.4, 5, 6 и 7 са посочени обвивните криви на затихващ периодичен процес за диапазона 20÷100 μs.

$U_{УР} = U_{УР}(t)$, C=0,5μF



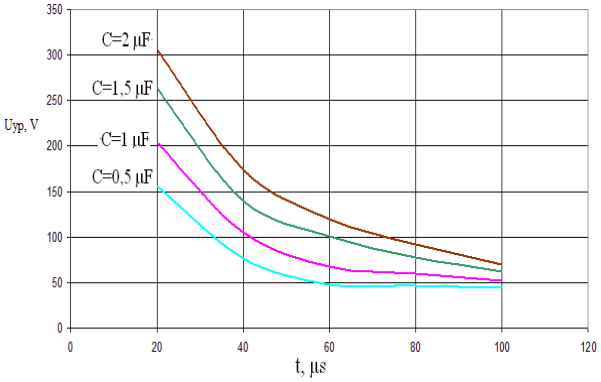
Фиг.4

$I_{УР} = I_{УР}(t)$, C=0,5μF



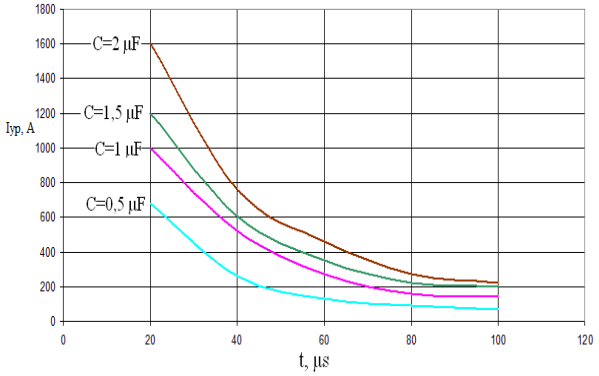
Фиг.5

$U_{УР} = U_{УР}(t)$, U=9,5kV



Фиг.6

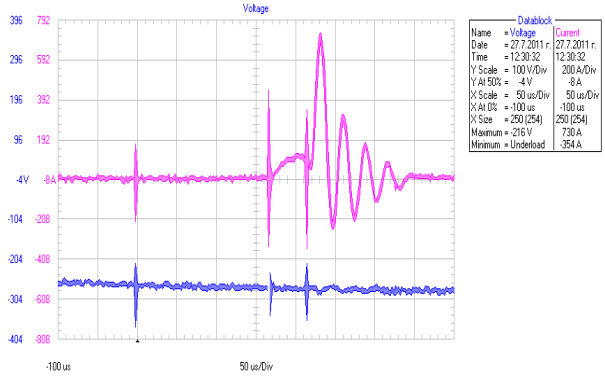
$I_{yp} = I_{yp}$ (t), U=9,5 kV



Фиг.7

По аналогия за случая КБ натоварена с последователно свързаните УР и РМ във водата резултатите са посочени на фиг.8, 9, 10, 11 и 12.

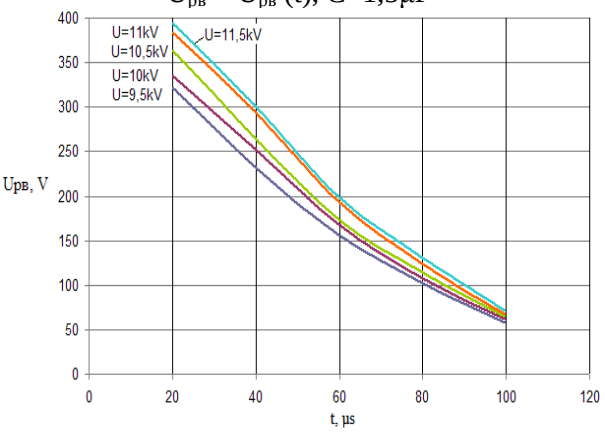
C=1,5μF, U=10kV



Фиг.8

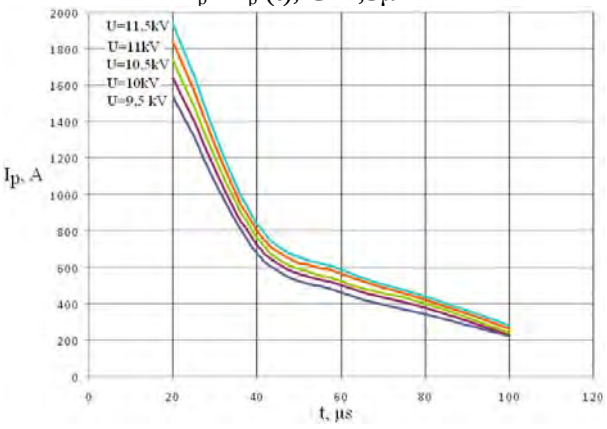
Разрядът и в този случай е затихващ периодичен, като на фиг.8 може да се отчете и времето за нарастване на концентрацията на токоносителите във водната среда - 50 μs.

$U_{рв} = U_{рв}$ (t), C=1,5μF



Фиг.9

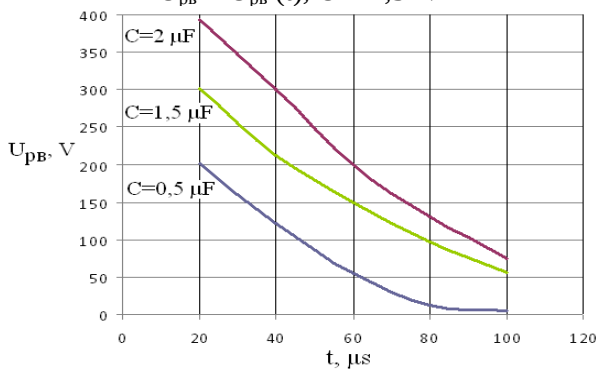
$I_p = I_p$ (t), C=1,5μF



Фиг.10

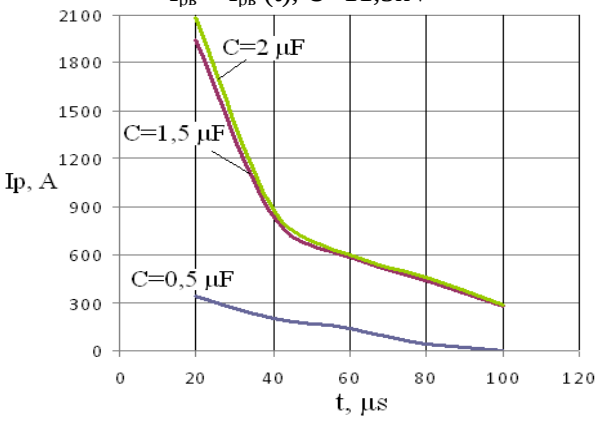
На фиг.9, 10, 11 и 12 са посочени обвивните криви на затихващия периодичен процес за диапазона 20÷100 μs, където I_p е разрядният ток през двете последователно свързани УР и РМ във водата. Посочените обвивни криви значително се отличават от експонентите от фиг.2, защото отчитат нелинейностите и на двете последователно свързани разрядни междини.

$U_{рв} = U_{рв}$ (t), U=11,5kV



Фиг.11

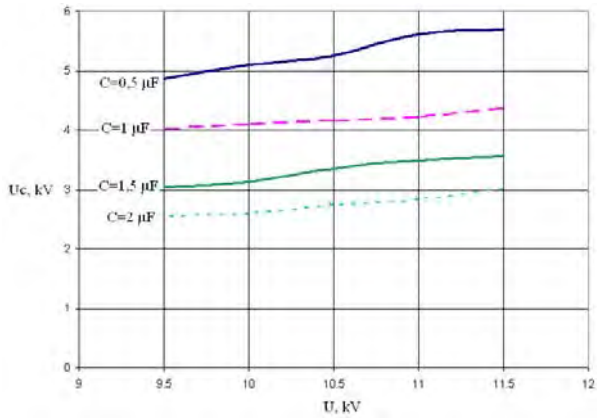
$I_{рв} = I_{рв}$ (t), U=11,5kV



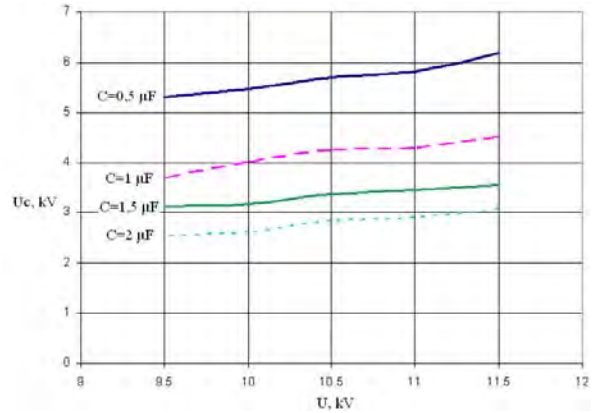
Фиг.12

При намаляване на напрежението приложено към УР - U_C^* под определена стойност започва процес на разпадане на газоразрядната плазма. Измененията във времето на електропроводимостта и токопроводимостта при разпадане на газоразрядната плазма имат експоненциално намаляващ характер, но с различни времеконстанти [1].

Проведените експериментални изследвания показват, че процесът на преустановяване на разряда зависи както от напрежението, до което е заредена КБ, така и от капацитета й. На фиг.13 е посочено изменението на $U_C^* = U_C^*(U)$ за случай на КБ натоварена само с УР, а на фиг.14 е посочено изменението на $U_C^* = U_C^*(U)$ за случай на последователно свързаните УР и РМ във вода, присъединени към КБ.



Фиг.13 $U_C^* = U_C^*(U)$



Фиг.14 $U_C^* = U_C^*(U)$

III. ОБОБЩЕНИЕ

Експериментално е изследван високоволтов разряд в течна среда формиран с участието на управляем въздушен разрядник – тригатрон, при което:

1. За работна кондензаторна батерия с капацитет 0,5÷2 μF зареждана до напрежение 9,5÷11,5 kV високоволтовият разряд има затихващ периодичен характер.
2. Нелинейностите на разрядните среди оказват влияние върху характера на затихването, определен експериментално в диапазона 20÷100 μs след формирането на високоволтовият разряд.
3. Напрежението на преустановяване на разряда в управляемия въздушен разрядник нараства в зависимост от енергията натрупана в работната кондензаторна батерия преди формиране на високоволтовия разряд и количествено е оценено.
4. Получените количествени резултати могат да се използват при оразмеряване на електрическото натоварване на елементите в зарядната и разрядната вериги, както и за оценяване на въздействието, съобразно конкретното приложение.

LITERATURE

[1]. Барудов, С. Электрические процессы и устройства для управления разрядом в газовой среде. Баку, 2004, ISBN 5-86106-002-9.

[2] Barudov S., M.Dicheva, Modeling of a discharge pulse in a circuit with two discharge gaps, ICEST 2010, 23-26 June, 2010, Ohrid, Macedonia, vol.2, ISBN: 978-9989-786-58-7, стр. 823-827.

[3] H. H. Zhu, L. Huang, Z. H. Cheng, J. Yin, and H. Q. Tang, Effect of the gap on discharge characteristics of the three-electrode trigatron switch, Journal of applied physics 105, 113303 _2009.

[4] Kang, B.K.; Uhm, H.S, Electrical discharge characteristics in water and shockwaves, Pulsed Power Plasma Science, 2001. IEEE Conference Record - Abstracts

Contacts:

Стефан Барудов, катедра „Електроенергетика“ Технически Университет - Варна, ул.Студентска 1, Тел: 052 302786, e-mail: sbarudov@abv.bg

Милена Иванова, катедра „Електроенергетика“ Технически Университет - Варна, ул.Студентска 1, Тел: 052 383203, e-mail: m.dicheva@tu-varna.bg

Росица Димитрова, катедра „Електроенергетика“ Технически Университет - Варна, ул.Студентска 1, Тел: 052 383203, e-mail: r.dimitrova@tu-varna.bg

НОВЫЕ РАЗРАБОТКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН В РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

В.Я. Беспалов

NEW DEVELOPMENTS OF THE ELECTRICAL MACHINES IN RUSSIAN FEDERATION

Abstract: Some newly developed electrical machines are described as products of different EE companies in Russia. These are two – phase powerful induction motors for the frequency - controlled drivers of mine excavators; new series of energy efficient asynchronous motors designed in compliance with current international standards; special types of inverter – fed motors for the municipal economy, rail – road traction and hybrid auto transports, lifts, nuclear plants, etc. Also pilot projects, such as brushless DC and reluctance motors, are represented. The paper concludes with modern transients and trends in electromechanics, with some problems yet to be solved.

I. ВВЕДЕНИЕ

Разработка частотно–регулируемых двигателей главных приводов экскаваторов.

Теоретическое обоснование замены двигателей постоянного тока на двигатели переменного тока, питаемые от преобразователя частоты.

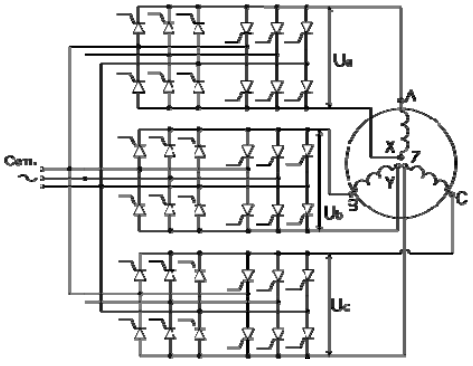
Многовариантное проектирование асинхронных двигателей на различное число фаз и питающую частоту.

Сравнение характеристик двухфазных и трехфазных двигателей с двухслойными и однослойными обмотками.

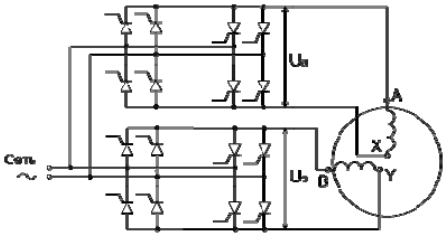
Разработка математической модели двухфазного асинхронного двигателя для исследования динамических режимов.

Расчет нагрузочных характеристик главных электроприводов экскаватора и исследование переходных процессов.

Схемы включения ПЧНС



Фигура 1. Трехфазная схема включения ПЧ-АД



Фигура 2. Двухфазная схема включения ПЧ-АД

Разработка новых асинхронных двигателей для главных электроприводов экскаваторов

Тип механизма	Мощность на валу $P_{2ном}$, кВт	Напряжение питания $U_{ном}$, В	Ток обмотки статора,I, А	Число фаз	Частота питающего напряжения f, Гц	Число пар полюсов 2p	Частота n, об/мин
Механизм подъема	350	315	450	2 3	30	4	900
Механизм напора	200	315	250	2 3	25	4	750
Механизм поворота	200	315	250	2 3	25	4	750
Механизм хода	90	315	250	2 3	33	4	1000

Частотно-регулируемый двигатель должен обладать следующими особенностями:

1. Иметь более качественную изоляцию обмоток за счет применения обмоточного провода с двухслойной нагревостойкой витковой изоляцией и изоляционные материалы, рассчитанные на более высокие напряжения, вплоть до 2.2 номинального.
2. Двигатели, работающие в режиме частых пусков и торможений в приводах механизмов с большими моментами инерции должны обладать высокими значениями максимального момента во всем диапазоне регулирования.

3. Двигатель требует другие обмоточные данные. Схемы обмоток должны обеспечивать электрическую и магнитную симметрию машины.

4. Двигатели, работающие в системе векторного управления, более чувствительны к различного рода асимметриям – магнитным, электрическим и геометрическим. К этим двигателям предъявляются более жесткие требования:

- по неравномерности воздушного зазора как статического, так и динамического;
- биения ротора должны быть сведены к минимуму;
- обмотки двигателей желательно выполнять без параллельных ветвей;
- необходимо избегать применения двигателей имеющих даже незначительную асимметрию токов по фазам;
- заливка роторов должна обеспечивать идентичность всех стержней ротора;
- двигатели должны иметь максимально допустимый воздушный зазор.

5. Конструкции роторов должны соответствовать каждому конкретному виду регулирования. Работа при пониженных частотах требует снижения активного сопротивления ротора, при повышенных частотах требуется снижение индуктивных сопротивлений как ротора, так и статора.

6. При глубоких диапазонах регулирования двигатели должны быть снабжены принудительной вентиляцией.

7. Для высокоточных и высокомоментных приводов в двигателях должны устанавливаться датчики скорости (инкодеры).

8. Система привода, содержащая двигатель и преобразователь частоты, должна быть точно рассчитана и адаптирована к решению конкретной технологической задачи.

9. Конструкция двигателя и вся система привода должны предусматривать меры по снижению магнитного шума.

10. Для двигателей мощностью более 100 кВт должны применяться изолированные подшипники, выпускаемые, например, заводами Европейской подшипниковой корпорации. Для всех двигателей должны быть предусмотрены специальные меры по надежному заземлению корпуса, т.е. на корпусе должен быть дополнительный болт заземления, а провода заземления должны обладать низкими значениями индуктивности (выполнены из “щеточного провода”).

11. В некоторых случаях должны быть применены специальные фильтры.

Тип обмотки	Двухслойная обмотка с укорочением шага (β=0.8)	Однослойная обмотка с диаметральным шагом	Двухслойная обмотка с укорочением шага (β=0.8)	Однослойная обмотка с диаметральным шагом
Мощность двигателя, P2, кВт	**90,10**	**90,04**	**90,12**	**81,40**
Число фаз, m	**2**	**2**	**3**	**3**
Частота,f	**33**	**33**	**33**	**33**
Число пар полюсов, 2p	**4**	**4**	**4**	**4**
Фазное напряжение, Uф,В	**315**	**315**	**315**	**315**
Скорость вращения, n1 , об/мин	**1000**	**1000**	**1000**	**1000**
Момент номинальный, Мн, кН•м	**0,87**	**0,87**	**0,87**	**0,79**
Скольжение номинальное $s_н$	**0,023**	**0,027**	**0,027**	**0,040**
Момент пусковой, Мп, кН•м	**0,72**	**0,48**	**0,50**	**0,21**
Момент максимальный, Ммакс, кН•м	**1,37**	**1,04**	**0,97**	**0,48**
Кратность пускового тока, Iп/I1ном	**4,14**	**3,14**	**3,22**	**1,84**
Критическое скольжение, Sкр	**0,09**	**0,08**	**0,09**	**0,06**
Коэффициент полезного дейтвия, η	**0,91**	**0,89**	**0,91**	**0,87**
Коэффициент мощности, cosφ	**0,89**	**0,86**	**0,87**	**0,73**
Индуктивность обмотки статора,Ls,Гн	**0,0013**	**0,0020**	**0,0028**	**0,0048**
Масса активных частей, М, кг	**485,7274**	**490,5534**	**485,1**	**488,1814**
Ток холостого хода I_{xx}	**34,23**	**28,55**	**16,75**	**15,08**
Коэффициент мощности холостого хода, $cosφ_{xx}$	**0,08**	**0,08**	**0,09**	**0,09**
Проводимость пазового рассеяния обмотки статора, λп1,Гн	**1,607**	**1,894**	**2,291**	**2,613**
Проводимость дифференциального рассеяния обмотки статора, λд1,Гн	**0,962**	**1,4**	**0,974**	**1,248**
Проводимость лобового рассеяния обмотки статора, λл1,Гн	**5,537**	**5,537**	**5,537**	**5,537**
Проводимость пазового рассеяния обмотки ротора, λп2,Гн	**2,333**	**2,212**	**2,094**	**2,026**
Проводимость дифференциального рассеяния обмотки ротора, λд2,Гн	**1,387**	**1,387**	**1,416**	**1,416**
Активное сопротивление обмотки статора r1, Ом	**0,084**	**0,096**	**0,112**	**0,127**
Активное сопротивление обмотки ротора r'2, Ом	**0,0378**	**0,0399**	**0,0634**	**0,0667**
Индуктивное сопротивление обмотки ротора x'2, Ом	**0,238**	**0,258**	**0,425**	**0,462**
Индуктивность ротора L'r, Гн	**0,001148**	**0,001244**	**0,00205**	**0,002228**
Индуктивное сопротивление взаимоиндукции x12, Ом	**8,951**	**10,664**	**18,302**	**19,98**
Индуктивность взаимоиндукции L12, Гн	**0,04317**	**0,051431**	**0,088268**	**0,096361**
Момент инерции двигателя *J*, Н·м	**3,66**	**3,65**	**3,61**	**3,56**
Примечание - $k_{обν}$-обмоточный коэффициент, где ν- номер гармоники.				

Тип обмотки	Двухслойная обмотка с укорочением шага (β=0.8)	Однослойная обмотка с диаметральным шагом	Двухслойная обмотка с укорочением шага (β=0.8)	Однослойная обмотка с диаметральным шагом
Мощность двигателя, P_2, кВт	**200,65**	**200,30**	**200,13**	**200,44**
Число фаз, m	**2**	**3**	**3**	**2**
Частота,f	**25**	**25**	**25**	**25**
Число пар полюсов, 2p	**4**	**4**	**4**	**4**
Фазное напряжение, $U_ф$,В	**315**	**315**	**315**	**315**
Скорость вращения, n1 , об/мин	**750**	**750**	**750**	**750**
Момент номинальный, $M_н$, кН•м	**2,55**	**2,55**	**2,55**	**2,55**
Скольжение номинальное $s_н$	**0,021**	**0,029**	**0,022**	**0,023**
Момент пусковой, Мп, кН•м	**3,44**	**1,18**	**2,78**	**2,01**
Момент максимальный, Ммакс, кН•м	**5,26**	**2,56**	**4,59**	**3,72**
Кратность пускового тока, Iп/I1ном	**4,98**	**2,49**	**4,41**	**3,61**
Критическое скольжение, Sкр	**0,12**	**0,08**	**0,11**	**0,09**
Коэффициент полезного дейтвия, η	**0,91**	**0,89**	**0,91**	**0,90**
Коэффициент мощности, cosφ	**0,91**	**0,83**	**0,91**	**0,88**
Индуктивность обмотки статора,Ls,Гн	**0,0006**	**0,0022**	**0,0012**	**0,0010**
Масса активных частей, М, кг	**1103,3290**	**1082,112**	**1098,103**	**1072,3063**
Ток холостого хода I_{xx}	**78,40**	**38,64**	**41,03**	**69,58**
Коэффициент мощности холостого хода, $cosφ_{xx}$	**0,08**	**0,09**	**0,09**	**0,08**
Проводимость пазового рассеяния обмотки статора, λп1,Гн	**1,022**	**1,346**	**1,197**	**1,289**
Проводимость дифференциального рассеяния обмотки статора, λд1,Гн	**0,637**	**0,799**	**0,644**	**0,871**
Проводимость лобового рассеяния обмотки статора, λл1,Гн	**5,537**	**5,537**	**5,537**	**5,537**
Проводимость пазового рассеяния обмотки ротора, λп2,Гн	**3,313**	**3,207**	**2,983**	**3,343**
Проводимость дифференциального рассеяния обмотки ротора, λд2,Гн	**0,812**	**0,812**	**0,812**	**0,812**
Активное сопротивление обмотки статора r1, Ом	**0,037**	**0,061**	**0,054**	**0,042**
Активное сопротивление обмотки ротора r'2, Ом	**0,0161**	**0,0262**	**0,0257**	**0,0164**
Индуктивное сопротивление обмотки ротора x'2, Ом	**0,095**	**0,167**	**0,152**	**0,102**
Индуктивность ротора L'r, Гн	**0,000605**	**0,00106**	**0,000968**	**0,000649**
Индуктивное сопротивление взаимоиндукции x12, Ом	**3,929**	**7,849**	**7,527**	**4,387**
Индуктивность взаимоиндукции L12, Гн	**0,025013**	**0,04997**	**0,047918**	**0,027929**
Момент инерции двигателя J, Н·м	**12,01**	**11,97**	**12,01**	**11,70**
*Примечание - $k_{обν}$-обмоточный коэффициент, где ν- номер гармоники.				

Тип обмотки	Двухслойная обмотка с укорочением шага (β=0.8)	Однослойная обмотка с диаметральным шагом	Двухслойная обмотка с укорочением шага (β=0.8)	Однослойная обмотка с диаметральным шагом
Мощность двигателя, P2, кВт	**350,21**	**350,88**	**349,47**	**349,86**
Число фаз, m	**2**	**2**	**3**	**3**
Частота,f	**30**	**30**	**30**	**30**
Число пар полюсов, 2p	**4**	**4**	**4**	**4**
Фазное напряжение, Uф,В	**315**	**315**	**315**	**315**
Скорость вращения, n1 , об/мин	**900**	**900**	**900**	**900**
Момент номинальный, Мн, кН•м	**3,72**	**3,72**	**3,71**	**3,71**
Номинальное скольжение sn	**0,015**	**0,018**	**0,014**	**0,017**
Момент пусковой, Мп, кН•м	**2,71**	**1,62**	**3,27**	**1,49**
Момент максимальный, Ммакс, кН•м	**5,14**	**3,39**	**4,85**	**4,03**
Кратность пускового тока, Iп/I1ном	**4,10**	**2,90**	**4,65**	**2,80**
Критическое скольжение, Sкр	**0,09**	**0,07**	**0,13**	**0,06**
Коэффициент полезного действия, η	**0,93**	**0,92**	**0,93**	**0,92**
Индуктивность обмотки статора,Ls,Гн	**0,0004**	**0,0006**	**0,0006**	**0,0010**
Коэффициент мощности, cosφ	**0,91**	**0,86**	**0,91**	**0,84**
Масса активных частей М, кг	**1183**	**1157**	**1176**	**1144**
Ток холостого хода двигателя	**76,07**	**71,36**	**66,10**	**63,30**
Коэффициент мощности холост. ход, cosφxx	**0,11**	**0,11**	**0,10**	**0,10**
Проводимость пазового рассеяния обмотки статора, λп1,Гн	**1,418**	**1,697**	**1,086**	**1,221**
Проводимость дифференциального рассеяния обмотки статора, λд1,Гн	**0,678**	**0,917**	**0,664**	**0,819**
Проводимость лобового рассеяния обмотки статора, λл1,Гн	**5,537**	**5,537**	**5,537**	**5,537**
Проводимость пазового рассеяния обмотки ротора, λп2,Гн	**3,565**	**3,757**	**3,816**	**4,054**
Проводимость дифференциального рассеяния обмотки ротора, λд2,Гн	**0,804**	**0,804**	**0,784**	**0,784**
Активное сопротивление обмотки статора r1, Ом	**0,015**	**0,017**	**0,023**	**0,026**
Активное сопротивление обмотки ротора r'2, Ом	**0,0068**	**0,0069**	**0,0096**	**0,0098**
Индуктивное сопротивление обмотки ротора x'2, Ом	**0,069**	**0,075**	**0,095**	**0,104**
Индуктивность ротора L'r, Гн	**0,0004**	**0,0004**	**0,0005**	**0,00055**
Индуктивное сопротивление взаимоиндукции x12, Ом	**4**	**4,3**	**4,7**	**4,8**
Индуктивность взаимоиндукции L12, Гн	**0,02166**	**0,02292**	**0,02482**	**0,02553**
Момент инерции двигателя J, кг·м	**18,19**	**17,63**	**18,32**	**17,76**

Примечание - $k_{об\nu}$-обмоточный коэффициент, где ν- номер гармоники.



Фигура 3. Двухфазный асинхронный двигатель 2АЭ200 механизма поворота

1. Проведено расчетное проектирование вариантов АД с двухфазной и трехфазной обмоткой статора.
2. В результате исследований показана возможность создания и применения двухфазных АД на мощности основных механизмов электроприводов экскаваторов.
3. Рассмотрены варианты проектирования АД с двухслойными и однослойными обмотками статора. Показана возможность выполнения мощных АД с наиболее технологичными однослойными обмотками, имеющими более высокий коэффициент заполнения паза и близкий к синусоиде закон распределения магнитного поля в воздушном зазоре.
4. Энергетические показатели разработанных и исследованных двухфазных АД практичеки не уступают энергетическим показателям двигателей с традиционными трехфазными двухслойными обмотками.
5. Результаты используются ОАО “Рудоавтоматика” при модернизации существующих и разработке новых электроприводов экскаваторов. Они могут быть полезны другим предприятиям и организациям при создании мощных регулируемых приводов переменного тока.

Основные направления деятельности «РУСЭЛПРОМ»

- ❑ Разработка и постановка на производство в ОАО «ВЭМЗ» энергоэффективных асинхронных электродвигателей серии 7AVE.
- ❑ Разработка и совершенствование специальных частотно-регулируемых электродвигателей – серии АДЧР, ВА.ЧР и 7AVEF;
- ❑ Разработка специальных электродвигателей для привода механизмов со сложными и специфическими режимами и условиями работы:
  - для атомных электростанций;
  - для нужд РЖД;
  - для городского электротранспорта;
  - для ЖКХ;
  - по заказам МО РФ,
  - для электромеханических трансмиссий и гибридных силовых установок транспортных средств.
- ❑ Совершенствование расчетной и экспериментальной базы;
- ❑ Поиск и внедрение передовых технологических решений.

Создание энергоэффективныхасинхронных электродвигателей серии 7AVE.

ОАО «НИПТИЭМ» первым из Российских разработчиков приступил к созданию энергоэффективной серии 7AVE в двух привязках по мощности – российской и CENELEC.

Текущее состояние разработки и внедрения серии энергоэффективных двигателей 7AVE

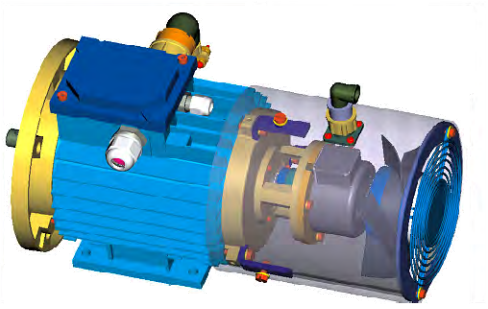
- ❑ разработано электромагнитное ядро асинхронных двигателей увязок «CENELEC» и «РФ» двух классов энергоэффективности - «IE1», «IE2» для высот оси вращения 160, 180, 200,

225, 250, 280 и 315 мм и полюсностей 2p=2, 4, 6.

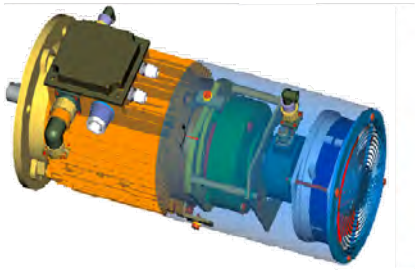
- ❑ габарит 160 мм – внедрен в производство;
- ❑ габарит 180 мм – разработан комплект КД и проведены испытания опытных образцов двигателей, проводится подготовка производства;
- ❑ габариты 200 и 225 мм – изготовлены и испытаны опытные образцы

Разработка и совершенствование специальных частотно-регулируемых электродвигателей

- ❑ работы выполняются на базе 8-летнего опыты разработки – поставлено более 10 000 специальных асинхронных электродвигателей для частотно-регулируемых приводов различного назначения;



- ❑ модульный подход в разработке специальных конструктивных исполнений.
- ❑ переход от разработки отдельных регулируемых АЭД к созданию самостоятельным сериям регулируемых электродвигателей широкого назначения – АДЧР,ВА ЧР, 7AVEF;



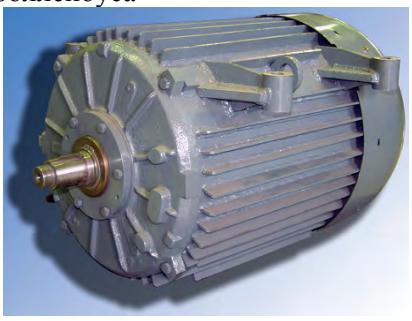
- ❑ для атомных электростанций:
- привод запорной арматуры;
- привод насосов;
- привод высоконапорных вентиляторов герметичной зоны;
- привод кранов реакторного зала.



- ❑ для РЖД:
- привод вентилятора охлаждающего устройства тепловозов 2ТЭ25К, 2ТЭ25, ТЭ25;
- привод вспомогательных механизмов электровозов;
- привод компрессоров электровозов;
- привод стрелочных механизмов;
- привод осевых и центробежных вентиляторов электровозов.



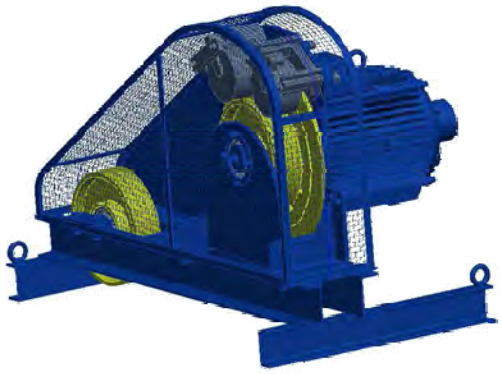
- ❑ для городского электротранспорта:
- привод одной моторной оси четырехосного вагона трамвая;
- тяговый привод городского троллейбуса



- ❑ для ЖКХ:
- привод насосов подкачки горячего водоснабжения на базе вентильно-индукторного двигателя;
- привод безредукторной лебедки пассажирских и грузо-пассажирских лифтов КИАТ-ЛПП - собственная инновационная разработка ОАО «НИПТИЭМ»;




Разработанный ряд лифтовых приводов предназначен для использования в массовых лифтах грузоподъемностью 400, 630 и 1000 кг со скоростью перемещения 1,0 и 1,6 м/с и с кратностью полиспаста 1:1 и 2:1



Преимущества безредукторного привода:

- многократное снижение шума;
- повышенная комфортность и безопасность;
- увеличенный срок службы;
  - снижение эксплуатационных затрат;
  - существенная экономия потребления электроэнергии.
  - ❑ для электромеханических трансмиссий и гибридных силовых установок транспортных средств:
- электромеханический привод колесного пропашного трактора Беларус-3023 мощностью 300 л.с.;
- гибридный привод маршрутного городского автобуса ЛиАЗ-5292Х



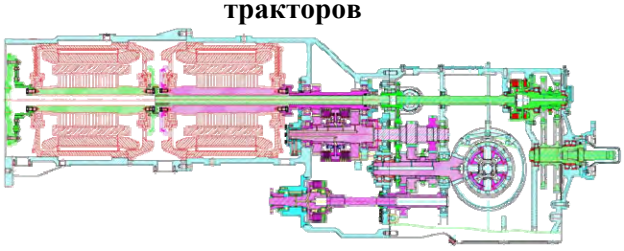

ТАГ280-310 и ТАД280-310 ТАГ225-280 и ТАД225-380

Опытный образец трактора «Беларус-3023»

- ❑ Основные технические данные: Масса – 11500 кг;
- ❑ Максимальная скорость – 50 км/ч;
- ❑ Максимальное усилие на крюке – 54000 Н;
- ❑ Максимальная мощность дизеля (Detroit Diesel) – 300 л.с.;
- ❑ Максимальная мощность мотор – генератора – 225 кВт;
- ❑ Максимальная мощность тягового двигателя – 190 кВт.



Компоновка электромеханической трансмиссии установочной партии тракторов



Опытный образец маршрутного городского автобуса «ЛиАЗ-5292Х»

Основные технические данные:

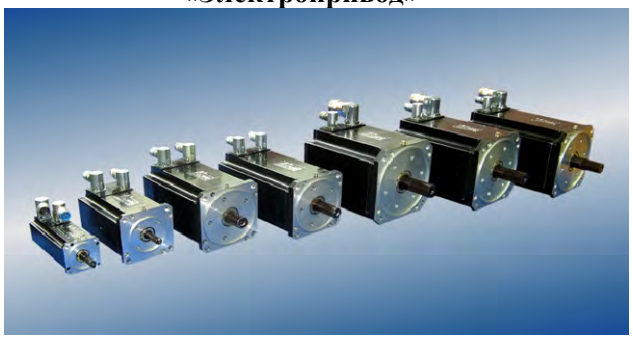
- ❑ Масса – 18,2 т
- ❑ Размеры 12 000 х 2500 х 3165
- ❑ Вместимость 100 чел.
- ❑ ДВС - Cummins ISBe4 (Euro 4), турбодизель
- ❑ Максимальная мощность ДВС – 136 кВт
- ❑ Максимальная частота вращения ДВС – 2300 об/мин
- ❑ Максимальная скорость – 90 км/ч
- ❑ Максимальный преодолеваемый подъем – 20%







Новая серия отечественных вентильных электродвигателей для универсальных технологических роботов ОАО «Электропривод»



Технические данные электродвигателей серии ДБМ

- ❑ Электродвигатели серии ДБМ представляют собой трехфазную синхронную машину с постоянными магнитами, встроенными датчиком положения ротора и безынерционным магнитоэлектрическим тормозом (МЭТ).
- ❑ Номинальное напряжение питания постоянного тока:

- частотных преобразователей 540 В,
- магнитоэлектрического тормоза 24 В.

- ❑ В качестве датчиков положения ротора в электродвигателях используются синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы – резольверы фирмы "Tyco electronics"
- ❑ МЭТ предназначен для аварийной остановки электродвигателя и механической фиксации положения ротора обесточенного электродвигателя в случае исчезновения питающего напряжения.
- ❑ Электродвигатели допускают работу при любом положении в пространстве и выдерживают перегрузку по моменту до 5·Mdo, по току до 5·Ido.
- ❑ Электродвигатели обеспечивают в режимах работы S3-S8 по ГОСТ 183-74:

- момент на валу не менее 1,0 Mdo при частотах вращения от 0 до 0,25 nmax ;
- момент на валу не менее 0,8Mdo при частотах вращения от 0,25 nmax до 0,5 nmax;
- момент на валу не менее 0,5Mdo при частотах вращения от 0,5 nmax до 1,0 nmax.

Наименование параметра, единицы измерения	ДБМ72-1,1-6	ДБМ115-3,2-3	ДБМ142-11-3	ДБМ142-18-3	ДБМ192-18-3	ДБМ192-27-3	ДБМ192-36-3
Длительный момент на валу M_{do}, Н·м, не менее	1,1	3,2	11	18	18	27	36
Частота вращения при M_{do}, об/мин, не менее	6000	3000	3000	3000	3000	3000	3000
Потребляемый ток I_{do} при M_{do}, А	2,0	2,9	9,4	15,3	15,5	23,3	30,9
Момент инерции ротора, кг·см²	0,71	5,5	33,1	46,8	104,2	141,6	176,4
Габаритные размеры D×L, мм	72×175	115×187	142×226	142×264	192×235	192×265	192×295
Масса электродвигателя с МЭТ, кг	3	7	14,2	17,7	23,8	28,5	33,4

ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

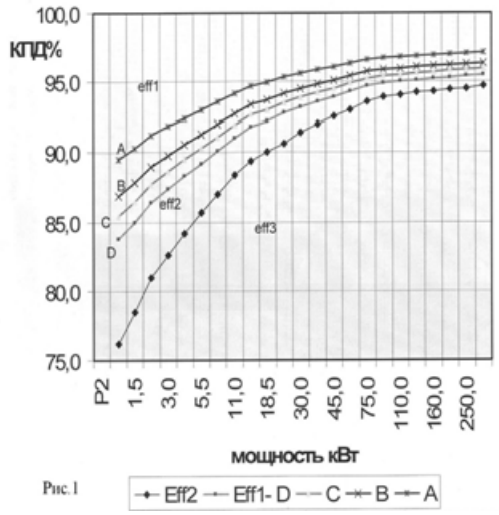


Рис.1

D - минимальный уровень “стандартного двигателя”, соответствующий существующему уровню EFF1;

C - “хороший двигатель 2005 года” с уровнем энергоэффективности, соответствующим требованиям EPACT США;

B - “лучший двигатель 2005 года”, по КПД соответствующий NEMA Premium;

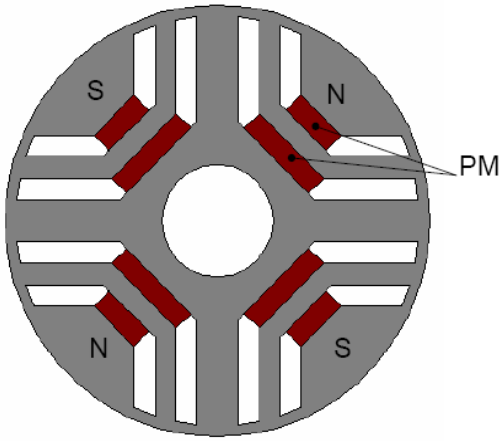
A - “лучший двигатель 2010 года”, имеющий потери на 20% ниже, чем машины категории B.

Расчет экономической эффективности от внедрения энергосберегающих электродвигателей

- Электродвигатель АИР 160 S4 мощностью 15 кВт имеет К.п.д. 89,5%
- Соответственно по уровням D, C, B, A экономию рассчитываем при условии
- приведенной цены за 1 кВт*час – 2,1 руб.
- Средняя наработка в году 3000 час при коэффициенте загрузки 0,8
- Электродвигатель АИР 160 S4 мощностью 15 кВт имеет К.п.д. 89,5%
- Соответственно по уровням D, C, B, A экономию рассчитываем при условии
- приведенной цены за 1 кВт*час – 2,1 руб.
- Средняя наработка в году 3000 час при коэффициенте загрузки 0,8

	К.п.д.	Экономия		Цена ЭД	Увеличение цены		Окупаемость
	%	кВт*час	Тыс.руб	Тыс.руб	Тыс.руб	%	
eff 2	89,5			19,3			
D	91,8	1000	2,1	24,1	4,8	25%	2г.4м.
C	92,6	1350	2,8	26,3	7,0	36%	2г.6м.
B	93,7	1800	3,8	29,0	9,7	50%	2г.7м.
A	94,5	2150	4,5	35,0	15,7	81%	3г.6м.

СИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ ДЛЯ ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА



ГИБРИДНЫЙ С $\frac{X_d}{X_q} \approx 14 \div 20$

Реактивный ротор с постоянными магнитами в прорезях

- учитывая много общего с АД, СРД требует минимальных капиталовложений для перевооружения технологии изготовления;
- у него более простая схема векторного управления из-за отсутствия токов ротора (не требуется идентификация параметров ротора)
- отсутствие скольжения, т.е. потери в роторе меньше за счёт отсутствия потерь в меди ротора. Ведь при низкой скорости момент в АД ограничен потерями ротора (мощностью скольжения);
- имеет больший коэффициент мощности и продолжительно удерживает высокий момент при низкой скорости;
- синхронная работа с достаточно простым управлением скоростью без датчиков положения ротора;
- возможность получения лучшего или, по крайней мере, такого же КПД, как в АД.

Сравнение АД и гибридного СРД одной из зарубежных фирм

Показатель	АД	Гибридный СРД	Ед. изм
Nominal power (90s; 30s max. power)	27	40	kW
Max. power (30s; then min. 90s nominal power)	54	82	kW
Nominal torque	65	85	Nm
Max. torque	192	223	Nm
Nominal speed	4'000	3'500	rpm
Max. speed	11'000	11'000	rpm
Nominal phase current	117	121	Aeff
Max. phase current	300	300	Aeff
Nominal efficiency	94	96	%
Constant power speed range	4'300-8'000	2'100-10'500	rpm
Connection mode	Star	Star	
Pole pair number	3	3	
Weight	49	53	kg

1. Реактивный ротор с поперечной шихтовкой и впадинами не обеспечивает необходимых соотношений проводимостей для потоков по продольной и поперечной осям и момента СРД.

2. Наилучшие результаты показал поперечно шихтованный ротор с большим количеством прорезей и без перемычек между ними. При дальнейшей конструктивной доработке этот ротор может обеспечить получение необходимых технических показателей на уровне АД.

3. Введение постоянных магнитов в прорези реактивного ротора позволяет получить лучшие энергетические показатели СРД, чем у АД. Аналогичные результаты может дать продольная шихтовка.

Специальные ЭД для частотно-регулируемых электроприводов выпускаются как зарубежными фирмами: ABB, Siemens – асинхронные и синхронные с постоянными магнитами, Sicmemotori (Италия), так и в

России: ВЭМЗ (г.Владимир), Сибэлектромотор (г.Томск), ЯЭМЗ (г.Ярославль), Мосэлектромаш (г.Лобня, Московской обл.).

В их конструкции в разной степени учтено то, что частотно-регулируемый двигатель (рис.3) должен обладать следующими особенностями:

1. Иметь более качественную изоляцию обмоток за счет применения обмоточного провода с двухслойной нагревостойкой витковой изоляцией и изоляционные материалы, рассчитанные на более высокие напряжения, вплоть до 2.2 номинального.

2. Двигатели, работающие в режиме частых пусков и торможений в приводах механизмов с большими моментами инерции должны обладать высокими значениями максимального момента во всем диапазоне регулирования.

3. Двигатель требует другие обмоточные данные. Схемы обмоток должны обеспечивать электрическую и магнитную симметрию машины.

4. Двигатели, работающие в системе векторного управления, более чувствительны к различного рода асимметриям – магнитным, электрическим и геометрическим. К этим двигателям предъявляются более жесткие требования:

- по неравномерности воздушного зазора как статического, так и динамического;
- биения ротора должны быть сведены к минимуму;
- обмотки двигателей желательно выполнять без параллельных ветвей;
- необходимо избегать применения двигателей имеющих даже незначительную ассиметрию токов по фазам;
- заливка роторов должна обеспечивать идентичность всех стержней ротора;
- двигатели должны иметь максимально допустимый воздушный зазор.

5. Конструкции роторов должны соответствовать каждому конкретному виду регулирования. Работа при пониженных частотах требует снижения активного сопротивления ротора, при повышенных частотах требуется снижение индуктивных сопротивлений как ротора, так и статора.

6. При глубоких диапазонах регулирования двигатели должны быть снабжены принудительной вентиляцией.

7. Для высокоточных и высокомоментных приводов в двигателях должны устанавливаться датчики скорости (инкодеры).

8. Система привода, содержащая двигатель и преобразователь частоты, должна быть точно рассчитана и адаптирована к решению конкретной технологической задачи.

9. Конструкция двигателя и вся система привода должны предусматривать меры по снижению магнитного шума.

10. Для двигателей мощностью более 100 кВт должны применяться изолированные подшипники, выпускаемые, например, заводами Европейской подшипниковой корпорации. Для всех двигателей должны быть предусмотрены специальные меры по надежному заземлению корпуса, т.е. на корпусе должен быть дополнительный болт заземления, а провода заземления должны обладать низкими значениями индуктивности (выполнены из “щеточного провода”).

11. В некоторых случаях должны быть применены специальные фильтры.

Российский электротехнический концерн РУСЭЛПРОМ был создан в 2003 г. В него вошли НИПТИЭМ и ВЭМЗ (г. Владимир), Сафоновский электромашиностроительный завод (г. Сафоново Смоленской обл.), Ленинградский электромашиностроительный завод, Русэлпром - инжиниринг центр (г. С.-Петербург).

Сейчас основной продукцией ВЭМЗ и некоторых связанных с ним заводов является серия АД 5А, разработанная в середине 90-х годов на базе серии АИ. По всем техническим показателям 5А соответствует рекомендациям МЭК, но в ней сохранилась привязка рядов номинальных мощностей и присоединительных размеров, ранее принятая у стран – членов СЭВ.

В соответствии с требованиями конкуренции и современного мирового уровня разрабатываемая сейчас новая серия АД по мощностям и установочным размерам удовлетворяет европейским нормам CENELEK. Согласно стандартам CEMEP и ГОСТ Р 51677-2000 КПД этих двигателей должен быть на уровне EFF2, предусмотрена также энергоэффективная модификация с КПД уровня EFF1.

АД новой серии проектируются с температурным запасом не менее 20 ºС (сервис-фактор 1.15), т.е. при классе нагревостойкости изоляции F расчетный

перегрев обмотки статора выбирается для класса В. Это гарантирует возможность перегрузок и продолжительной эксплуатации при колебаниях питающего напряжения вплоть до ±10%, а также повысит ресурс ЭД. Предусмотрены конструктивные и технологические мероприятия с целью существенного снижения шумов и вибраций машин новой серии.

Из других актуальных проблем электромашиностроения отметим необходимость развития специальных ЭД для приводов: синхронно-реактивных, вентильных с электромагнитным возбуждением и с постоянными магнитами. Работы по этим машинам, к сожалению, проводятся недостаточно системно, в основном для спецтехники. До сих пор нет четких критериев целесообразности выбора и областей их применения, как и отработанной технологии производства.

В заключение назовем лишь некоторые теоретические и проектные задачи, еще требующие решения:

1. Сравнение машин различных типов по плотности энергии (удельной массе).
2. Разработка методик, алгоритмов и программ оптимизации ЭД с повышенным КПД и для приводов с частотным регулированием.
3. Учет способа регулирования при проектировании ЭД, в частности, частотно-токового управления.
4. Исследование волновых процессов, перенапряжений и подшипниковых токов в системе ПЧ – ЭД и средств борьбы с ними.
5. Разработка методов расчета потерь энергии в АД с учетом высших гармоник и переходных процессов в статических и динамических режимах.
6. Создание высокоскоростных электрических машин (до 100 тысяч оборотов в минуту).
7. Изучение возможностей применения электрических машин с сосредоточенными (зубцовыми) обмотками, которые технологичнее традиционных, имеют пониженный расход проводниковых материалов и меньше потери.
8. Разработка и освоение производства рядов асинхронных и синхронных генераторов для возобновляемых (нетрадиционных) источников электроэнергии.

Литература

[1]. Альбертьян Н.А., Безрученко В.А. Резервы повышения коэффициента полезного действия. Электро, 2004, №3, с.44-48.

[2]. А.Кравчик, О.Кругликов, М. Лазаревский, А. Русаковский. Перспективы разработки и производства стандартных асинхронных электродвигателей. Электроцех,Август 2006, с. 12-18.

[3]. Чувашев В.А., Броди В.Я., Папазов Ю.Н. и др. Совершенствование асинхронных двигателей малой мощности. Электротехника, 2002, №10, с.21-26.

Contacts: Victor Y. Bespalov, Doctor of Tech. Scinces, IEEE Senior Member, Professor of Moscow Power Engineering Institute (Tech. University), Russia

FPGA СТЕРЕО ВИДЕО СЕНЗОР И ДЕТЕКТОРЕН ФИЛТЪР ЗА РАЗПОЗНАВАНЕ НА ОБЕКТИ

Росен Петров Спиров

FPGA STEREO VISION SENSOR AND DETECTION FILTER FOR OBJECT RECOGNITION

Abstract: The paper presents a design project that consists in implementing a method to obtain a depth map aimed to applications in the field of vehicle guidance and real-time edge detection video filter on a FPGA development board. The paper presents the implementation of a Lens Distortion and Rectification Unit. The unit is well suited for lens undistortion and for stereo head rectification in embedded real-time systems.
Keywords: FPGA, Image Recognition, StereoVision

I. INTRODUCTION

The embedded stereo vision sensors, consisting of a sensor head and a calculation unit, are very well suited for stereoscopic perception but require huge computational effort. Using the principles of human perception of depth, the proposed system has the capability to obtain distances to the objects in sight, thus being able to build a depth map that can be colour-coded in accordance with distance to obstacle. Depth measurements obtained by correspondence analysis among two views of a picture show interesting properties: it is a passive method, involving no use of radio or light emissions by the vehicle, working solely by perception [1]. The subtle differences of perspective among the perceived information by each of the cameras in a stereo system translates into relative shifts of the objects present in each monocular view. Depth information can be obtained if the image system geometry is known. Human vision system is able to use disparity information to estimate depth, combining both left and right eye views in a single, ciclopean image of the scene. Correct and quick disparity information process is a cumbersome and difficult task: along with point of sight differences, additional variations can appear between right and left views of a scene, due to object occlusion, reflections, sensor noise and artifacts and last but not least, differences in calibration of left and right data acquisition systems. In human vision system, when both eyes perceive a scene, the brain is not capable to simply superpose both images, because they are not in perfect concordance, due to slight variations in perspective of right and left images. One of the astonishing properties of human stereovision is the fusion of right and left images in one view.

II. THE IMAGE PERSPECTIVES

Stereo view comes from two qualitatively distinct views. Let the case of two image perspectives of the same scene, as shown in figure1. The configuration geometry con be described as follows:

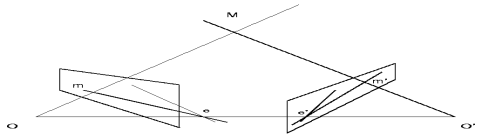


Fig.1. A projection of a point

Let M be a point in ordinary (R^3) space. Then m and m' are, respectively, the left and right image projections of M. Let O and O' be the centres of the images of left and right cameras respectively. MOO' plane intercepts the image plane, and thus two conjugate lines, so called epipolar M lines, appear. They pass through m and m' and intersect line OO' in points e and e'. The scene can be then reconstructed using the relationship between m and m' (1). The proposed experiment, as shown in fig. 2 comprises two TV CCD cameras of 512 x 512 pixels each. The figure also shows the derivation of the used disparity function. Mapping observed coordinates into k,

being k the distance from the centre to the side of the camera image plane, X represents the distance measured from the image side, as seen in fig.2.

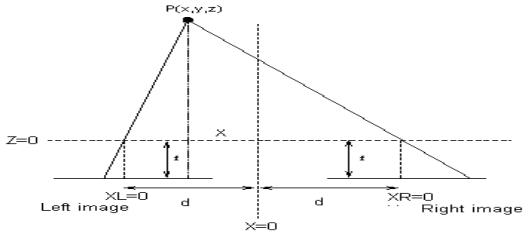


Fig. 2. Ciclopean view obtention.

The following equations show the relations among picture components, in accordance with the geometry depicted.

$z/(b-x)=f/(k-XL) \Rightarrow (b-x)=z(k-XL)/f$ (1)

$z/(b+x)=f/(k+XR) \Rightarrow (b+x)= z(XR-k)/f$ (2)

$z/ x = f/ (XC-k) \Rightarrow x = z(XC-k)/f$ (3)

Combining equations [1] and [2], the function relating depth and disparity can be obtained as:

$$Z = 2bf/ (XR-XL) \quad (4)$$

Equation [4] gives the distance to an object, measured from the image plane of a vision device, using the difference of relative positions of the object in both monocular views of the picture. To obtain the cyclopean representation of a point from its positions in monocular views, some manipulation of equations [1], [2], and [3] is needed, yielding:

$$XC = (XR + XL) / 2 \quad (5)$$

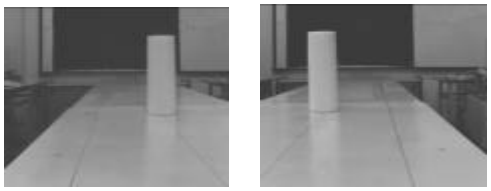
Equation [5] is the formalization of the algorithm to apply to obtain the fused view from a pair of monocular ones.

1. Disparity calculation

To obtain disparity, the procedure used involves analysis of the borders detected in monocular views.The detected borders of the right image are compared with those of the left image, being luminance differences the error criteria.Borders with similar luminance values are paired as correspondent in both images.Different criteria may produce diverse results. Sources of error are due to various factors, being one of them the absence of a given border in one picture due to different perspective angles. Differences in illumination can cause the same border to have quite different values in both views. This later effect can be overcame by the use of Sobel filtration in the images.

2. Experiment performed

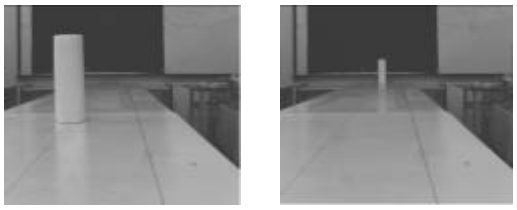
A suitable bench was erected for the experiments. Views were taken of an object positioned at intervals of 0.25 m, starting from 1 m towards the end of the bench up to a final position of 3.75 m. Fig.3 shows the first pair of images obtained.



left view right view

Fig.3. Images at 1m.

It is quite noticeable the displacement of the same object in both views, showing the disparity among right and left side images. The fig.6 depicts right side monocular views of the object at 1 m and at 3.5 m of distance from the camera focal plane.



1 m view 3.5 m view

Fig.4. Different views of an object

Systematic data acquisition allowed the refinement of the algorithm, making it capable of grouping together pairs of corresponding borders in both views of the image. Its current version is shown in fig.5.

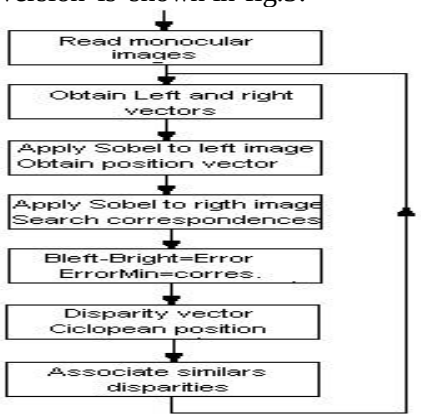


Fig.5. Algorithm structure

3. Building the depth map

Once the cyclopean image is built, it is necessary to associate to each of the fused

image pixels a common feature related to its depth. Colour is the selected attribute to use.

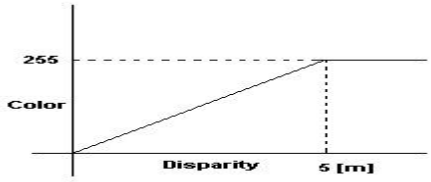


Fig.6. Transfer function of the disparity

The maximum distance to measure is fixed at 5 m, measured from the focal plane of the cameras, as shown on fig.6. With a linear distribution of colour, a function like the depicted in figure 8 results. Obviously it is discrete with 8 bit resolution, resulting in a change of colour every increment of .019 m. In this way, each pixel has an associate colour according to its distance to the cameras focal plane. Such a graph, fig. 7 shows in one axis distance to camera plane and in the other a pixel count that is related directly to object size. This graph identifies objects in the depth space, primary goal of present task.

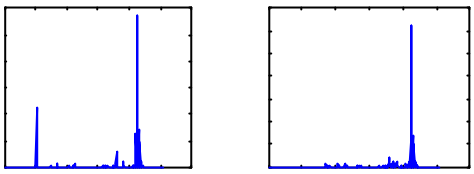


Fig.7 Pixel occurrence distribution.

With these results it is possible to gather information on the state of occupancy of the path an AGV must follow, building a vector in which each element has information on obstacle size, and element position is depth-coded [2]. The implementation of aLens Distortion and Rectification Unit is well suited for lens undistortion and for stereo head rectification in embedded real-time systems.The proposed architecture has been realized on a prototyping system based on an Altera CycloneII EP2C35F672 FPGA resulting in a performance of 35 frames per second for a 1024 × 1024 pixels input image. This paper is the next section presents the required background theory on the edge detection filters [3].

III. THE BACKGROUND

In our approach, the preceding action before ectification and lens-undistortion requires a few steps. At first raw images from the sensor head are grabbed by a conventional computer based software framework which controls the cameras. The resulting specific parameters are combined in three camera matrices, shown in equ.1, and are called Camera Matrix, Distortion Coefficents, and Rectification Matrix. The first two matrices are used for undistortion and the third one obviously for rectification [4] .

Camera Matrix: $\begin{bmatrix} fx & 0 & cx \\ 0 & fy & cy \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$

Distortion Coeff icents Matrix:

$$\begin{bmatrix} d_1 & d_2 & d_3 & d_4 \end{bmatrix} \quad (5)$$

Rectification Matrix:

$$\begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ a_4 & a_5 & a_6 \\ a_7 & a_8 & a_9 \end{bmatrix}$$

The combined offset parameters needed for our image remap method are calculated from these matrices. Eq.2 shows the offset calculation using the first two matrices and eq3 the perspective warping for rectification. These offsets for a certain coordinate pair $(X_i|Y_j)$ are simply added and represent the combined remap offset for the $(X_i|Y_j)$ target image pixel:

$$\begin{bmatrix} x_n \\ y_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{X_i - c_z}{f_z} \\ \frac{Y_j - c_y}{f_y} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ y_d \end{bmatrix} = \left(1 + d_1 r^2 + d_2 r^4\right) \begin{bmatrix} x_n \\ y_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_3(2x_n y_n) + d_4\left(r^2 + 2x_n^2\right) \\ d_3\left(r^2 + 2y_n^2\right) + d_4(2x_n y_n) \end{bmatrix}$$

$$r = \sqrt{x_n^2 + y_n^2} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ v_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_x x_d + c_x \\ f_y y_d + c_y \end{bmatrix}$$

$$OffsetUndistortX = u_d - X_i$$

$$OffsetU\,ndistortY = v_d - Y_j$$

$$\begin{bmatrix} u_r \\ v_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{a_1 X_i + a_2 Y_j + a_3}{a_7 X_i + a_8 Y_j + a_9} \\ \frac{a_4 X_i + a_5 Y_j + a_6}{a_7 X_i + a_8 Y_j + a_9} \end{bmatrix}$$

$$OffsetRectif\ yX = u_r - X_i$$

$$OffsetRectif\ yY = v_r - Y_j \quad (7)$$

$$OffsetX = OffsetU\,ndistortX + OffsetRectif\ yX$$

$$OffsetY = OffsetU\,ndistortY + OffsetRectif\ yY$$

The process of grabbing various images and calculating the specific matrices is not further described in this paper because this functionality is basically state of the art software and available through e.g. the Open Source Computer Vision Library, OpenCV [5].

The remapping process rotated the image and the perspective plane and also reduces the valid image region.
Implementing floating point based rectification and undistortion algorithms on a FPGA-based embedded system poses the question of the required fixed point format which directly influences the FPGA's resource utilization, external memory usage, and memory transfer bandwidth. The integer component is defined by the max, allowable deviation within an image and a range of e.g. −128 to +127 is more than sufficient for the offset values [−64, +63] in implementation. The fractional part is determined by the requiredsubpixel accuracy of subsequent processing blocks and the sensor chip itself. An empirical value is approximately 10 per cent of the offset value.These requirements lead to an easy to handle 8x8 fixed point format in our implementation, requiring 2 bytes for one parameter and 4 bytes for a $(X_i \mid Y_j)$ parameter pair. The FPGA process based is as follows:

1. Create target coordinates $(X_i|Y_j)$ and look up the related offset parameter pair in a table.
2. Add the effect to the adjacent pixel values instead of the values at $(X_i|Y_j)$ and interpolate.
3. Increment target coordinates and loop back to step1

IV. SYSTEM-ARCHITECTURE

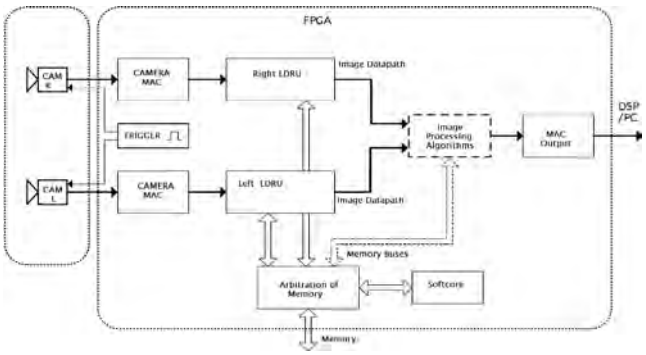


Fig 8 Common high level architecture for FPGA-based image processing.

A widely used FPGA-based architecture for image acquisition and image preprocessing of a stereo camera system is shown in fig.8. The cameras are connected to the FPGA using either Ethernet, Firewire, The images are then processed by the rectification and undistortion units-hence called LDRU. Afterwards they are processed by optional subsequent blocks like e.g. stereo matching and transferred through an output interface to a conventional computer or, most commonly used, a DSP postprocessing system. The camera are used to adapt different camera interfaces to our internally defined image processing interface and offload all nonrelevant, camera specific, controls and data protocols. The output MAC either directly takes streamed data from a signal processing block or accesses the external memory to transfer the final images to a postprocessing system using miscellaneous interfaces and protocols, like DSP memory interfaces, Rapid-IO [6]. The LDRUs load the required combined offset parameters from an external memory using a global memory arbitration unit which handles all external memory accesses for all signal processing blocks. In most systems a softcore or FPGA-internal, hardwired processor core is used to initialize the system and cameras, to ensure proper error handling and to generate the_set parameters. The underlying hardware design, used in this paper for testing the LDRU, uses an Altera NIOS II softcore operating at 100 MHz to calculate the parameters for both cameras during the boot phase and stores them in an external DDR-RAM memory bank. Assuming a 40 MHz pixel clock, a 1024X 1024 image and a 8:8 fixed point format -X or Y direction of one camera we get an overall memory usage of:
2 cameras.2 Bytes.2. 1024.1024 = 8 Mbytes
and a peak memory transfer bandwidth of
2 cameras.2Bytes.2.40MHz=320 Mbytes/sec
The image interface from and to the LDRUs is very simple and expandable, with strobes in the forward path signaling the validation of data, lines, and frames and a busy signal in the backward path for stalling the data transfer. The underlying hardware design used in this paper for functional validation uses two CameraLink high dynamic range cameras and an Altera mid-end FPGA. The resulting images from the LDRU are identical to images produced in Matlab or on a PC C-code environment using quantized o_set parameters. The fig.9 shows the 3D map of the offset parameters in X direction. This twisted plane can be approximated by various techniques likeTaylor approximation

but the best one considering arithmetic effort and required accuracy,

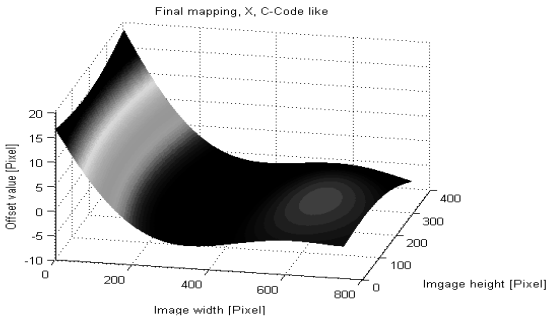


Fig.9 Combined offsets of one camera in X-direction.

is a 5th order polynomial approximation of the profile for each image. Margin values are not further considered because subsequent signal processing blocks limit the image dimensions by defining their own regions of interest. Poorly mounted sensor chips and lenses lead to limited active regions within a rectified and undistorted image.

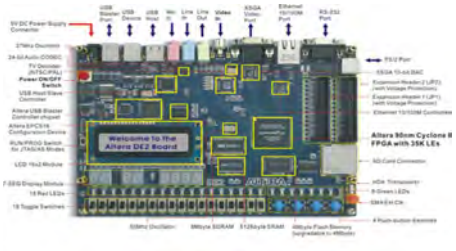


Fig.10 Altera DE2 board

The synthesis result for one LDRU, fitted on an Altera Cyclone II EP2C35F672 shown in fig.10 is summa-rized in tab.1 and reaches a max. clock frequency of approximately 144 MHz.

TABLE 1 Summarized synthesis results in Altera Quartus.

Type	Usage
Logic Elements	860
9-bit DSP blocks	5
MRAM-Blocks	2
M4K-Blocks	4
M512-Blocks	1

V. THE EDGE DETECTION VIDEO FILTER

The principle of an edge detection filter is to locate the sharp changes in the image brightness, shown in fig.11. [7].



Fig.11 Architecture of a Gradient-based edge detector

Canny [8] defines three criteria of optimal edge filters: good detection, i.e. a low probability of failing to detect a real edge point and a low probability of falsely marking non-edge points, good localization, i.e. detected edges close as possible to the real edges, and a single response to one edge. By applying these criteria on a noisy step edge model, he demonstrates that an optimal edge detection filter can be implemented by a Gaussian filter to smooth the image followed by its derivative to extract the gradient components Gx and Gy. The size of the Gaussian filter is an important parameter as it defines the resolution/sensitivity tradeoff: smaller filters allow the detection of thin lines, while larger filters are more robust to the noise effect.The smoother stage is composed of four identical IIR filters, of two line memories, and of one image memory. The equation (1) represents the z transfer function of the IIR filters with corresponds to the smoother coefficient.

$$S_{GL}(z) = \frac{(1-\gamma)^2}{(1-\gamma.z^{-1})^2} \qquad (8)$$

After the first IIR filter, a line memory is used to perform the horizontal rotation of the image. The principle is towrite the incoming pixels in the memory in one direction-ex. increasing addresses, and to read them in the opposite direction -ex. decreasing addresses. By doing so, the mage is rotated of 180'. However, we note that this principle implies that two memory accesses are performed at each pixel cycle - one to read the pixel stored in the memory, and one to write the new incoming pixel. After this horizontal rotation, the same IIR filter can be applied to complete the horizontal smoothing. Then, the image is turned of 90' to carry out the vertical smoothing along exactly the same principle. Again, this new rotation is performed thanks to a special management of the image memory: while a pixels column previously stored is extracted from the memory, the incoming line is stored at the same memory addresses. Once again, this principle implies two memory accesses at each pixel cycle. The edge detector stage is divided into three successive blocks. Firstly, two derivative filters are applied on the filtered image $Y_{smooth}(x; y)$ to extract the horizontal and the vertical components of the gradient in eq.5, eq.6. Then, the gradient magnitude and

gradient direction are computed to enable the magnitude maxima detection in the direction of the gradient. These maxima correspond to the image edges. Possibly, a threshold can be added on the comparator block to mitigate the noise effect and to enhance the detection quality.

$$G_h = \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$G_v = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

Moreover, the DE2 package includes a NTSC video-to-VGA display in which any video filter can be mapped. The fig. 17 show the DE2 video processing architecture. The video decoder block extracts YCrCb 4:2:2 (YUV) video signals from the external NTSC TV decoder. Because the NTSC video signal is interlaced, it is required to perform de-interlacing on the data source. That is done thanks to the SDRAM dual frame buffer and the field selection multiplexer controlled by the VGA controller. Finally, the edge detection filter is inserted between YUV 4:2:2 to YUV 4:4:4 converter block and YUV to RGB converter block as depicted on the fig.12.

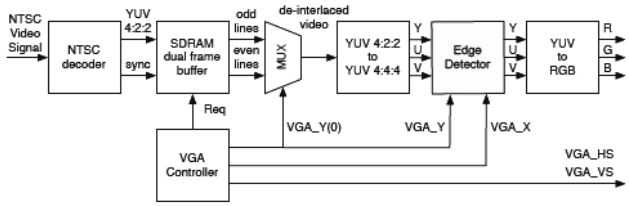


Fig.12 DE2 video processing architecture

The edge detection is processed only on the Y video out on the DE2 board [9].

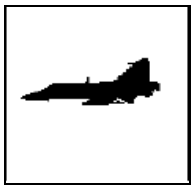
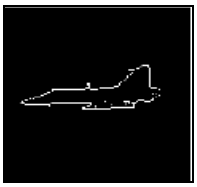




Fig.13 Smoother Fig.15 Grad.magnitude Fig.16 The Edge

The fig.14 show the output of the smoothing filter for different values of the smoothing parameter, the images of the computed gradient magnitude are displayed on fig.19 as the final edge images are shown on fig. 20, by $\gamma=\{000\}$. The table II provides a summary of the main hardware resources used by the edge detector filter and by the whole DE2 video processing architecture. We note that the memory lines are synthesised on the FPGA while the memory image used the external SRAM memory. Then, 256 Kbytes are used in the SRAM to implement the image memory of the smoother stage plus 256 Kbytes to implement the optional image memory required to rectify the image orientation.

TABLE II RESSOURCES UTILISATION- CYCLONE

	LUT	Flip-Flop	RAM Bits	Multipliers
de2tv	3537 (5%)	1700 (5%)	58368 (12%)	20 (29%)
edge detector	2057	739	33792	2

VI. CONCLUSION

Modern applications such as robot assembling automation, upcoming mobile robot platforms for homes, and car safety features require both, 3D perception and object classification, for navigation and object manipulation. Real-time performance of approximately 30 frames per second is mandatory and a very critical design issue. The digital design project consists implementing a real-time edge detection video filter on a FPGA development board.

LITERATURE:

[1] Hagen, E. Navigation by Optical Flow, In Proc. Of IAPR,Intern.Conf.-Patt. Recgn. Vol.1,1992,pp.700–703.

[2] Lazarov, A. Spatial correlation algorithm for ISARimageReconstruction-2000IEEE-Virginia, 7-12P

[3] J. Batlle, J. Marti, P. Ridao, and J. Amat. A new fpga/dsp-based parallel architecture for real-time image processing. Real-Time Imaging, 8, 2002.

[4] J. Mallon and P. Whelan. Projective rectication from the fundamental matrix. Image and Vision Computing, 23, 2005.

[5] G. Bradski, A. Kaehler, and V. Pisarevsky. Learning-based computer vision with Intel's open source computer vision library. Intel Technology Journal, 9, 2005.

[6] P. Hung, H. Fahmy, O. Mencer, and M. Flynn. Fast division algorithm with a small lookup table. In Signals, Systems, and Computers, 1999.

[7] D. Ziou and S. Tabbone, "Edge detection techniques - an overview,"International Journal of Pattern Recognition and Image Analysis, vol. 8,pp. 537–559, 1998.

[8] J. Canny, "A computational approach to edge detection," IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, vol. PAMI-8, no. 6, pp. 679–698, Nov. 1986.

[9] Altera. Altera DE2 Development and Education Board. [Online].vailable: www.altera.com

Contacts:

Rosen Spirov, Department of Electronics, Technical University of Varna,
1, Studentska Str, 9010 Varna, Bulgaria
Phone: +359-52-383-618, Email: rosexel@abv.bg..

ЕЛЕКТРООБЗАВЕЖДАНЕ НА РУДНИЧНИ АКУМУЛАТОРНИ ЛОКОМОТИВИ АМ8 И АМ8Д

Менто Ментешев, Иван Стоилов, Кирил Джустров

ELECTRIC EQUIPMENT OF MINE BATTERY LOCOMOTIVES AM8 AND AM8D

Abstract: A modernization of the electric equipment of the mine battery locomotives of the series AM8 and AM8D has been realized. It consists in:
- replacing the electromechanical control switches with non-contact transistor regulators;
- replacing the nickel-iron traction cells with lead-acid batteries;
- introducing of new battery chargers with specific charge duty.

The paper treats the technical solutions, design and results of the prototypes tests carried out in the mines of MARBAS and MINI BOBOV DOL. In collaboration with the Ukrainian company NPP ENERGIYA LTD, the products have been legalized for the respective type of "Ex" performance by MakNII – Makeevka city. Extensive model tests of a modernized locomotive have been carried out on the testing ground of the locomotive manufacturer – Druzhkovka, Ukraine. Dozens of modernized battery locomotives operate in the underground mines of Donets Basin after successful running tests. The design is protected with an inventor's certificate, issued in Ukraine.
Keywords: руднични акумулаторни локомотиви, mine battery locomotives

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Акумулаторните локомотиви, които се използват у нас и в много страни от Източна Европа са физически и морално остарели, със съмнителна техническа и много ниска икономическа ефективност. За управление се използуват електромеханични контролери, с ниска надеждност и бърза амортизация. Скоростта на движение се регулира със съпротивления (при значителни загуби на енергия), чрез превключване на двигателите (паралелно и последователно) и с изменение на напрежението (с използуване на междинни изводи от акумулаторната батерия).

В България, както и в страните на ОНД и Източна Европа, по десетилетна традиция се използуват изключително алкални батерии. Днес те отстъпват по почти всички технически показатели и по цена на оловните киселинни батерии .

Зарядните устройства са със стари конструкции, схеми и технологии на заряд, с големи размери и тегло, изискващи и по-висока цена,

Обхватът на модернизацията се оптимизира по технически и икономически показатели и включва:

• замяна на електромеханичните контролери с безконтактни;

• замяна на железно-никеловите батерии с оловни;

• въвеждане на съвременни технологии и устройства за зареждане на акумулаторните батерии.

Разработени и осъществени са два варианта на безконтактни контролери на базата на регулатори Kurtis-Instruments с напрежение 120V, часов ток 150A и максимален ток – 400A, изградени от полупроводникови метал-оксидни полеви транзистори (Mosfet), с много добри възможности за регулиране, чрез широчинно-импулсна модулация и при малки загуби.

Конструкцията на контролера е на базата на използвания в локомотивите електромеханичен контролер, в който са елиминирани контактните елементи, но е запазен принципът за степените, за да не се нарушава стереотипът на машиниста. Съхранена е степента на взривозащита.

Промишлените изпитания потвърдиха перспективността на безконтактните транзисторни контролери в рудничните акумулаторни локомотиви. Доказани са широк спектър предимства: висока надеждност, облекчен режим на работа и следователно увеличен живот на тяговите двигатели и на акумулаторната батерия; премахване загубите на енергия в регулиращите съпротивления, които изобщо не се използват; подобрени условия за безопасна работа; подобрени

динамични качества и изключително леко управление.

Батериите на модернизирания локомотив са оловни, с панцерна конструкция на елементите,с капацитет 350 Ah , и 440 Ah . Батерията е с напрежение 120 V, разделена в два контейнера по 60 V. Елементите са с по два извода на всеки полюс, връзките са двойни и гарантират по-голяма надеждност.

Един от сериозните проблеми при оловните батерии - чувствителността им към вибрации и удари е преодолян успешно с възприетата панцерна конструкция и обхващащи полюсите специални сепаратори.

Зарядното устройство е синтезирано на съвременна елементна база и е приложен тристадиен технологичен режим на заряд, с последователно редуващи се константен ток и константно напрежение.

Всички технически решения са експериментирани в минни условия. Безконтактен контролер с два регулатора работи успешно няколко години в мини "Марбас" [1]. Изцяло модернизиран локомотив от типа АМ8 обзаведен с безконтактен контролер, две оловни батерии и зарядно устройство се експериментира продължително време в мина "Бобов дол" [2]. Контролерът, батериите и зарядното устройство показаха безотказна работа.

Опитните образци и експериментите потвърдиха прогнозите за техническата ефективност на модернизацията. Подробният технико-икономически анализ, направен в [3], обосновава предимствата на осъществените технически решения, тяхната перспективност и доказа значително подобрената енергийна ефективност.

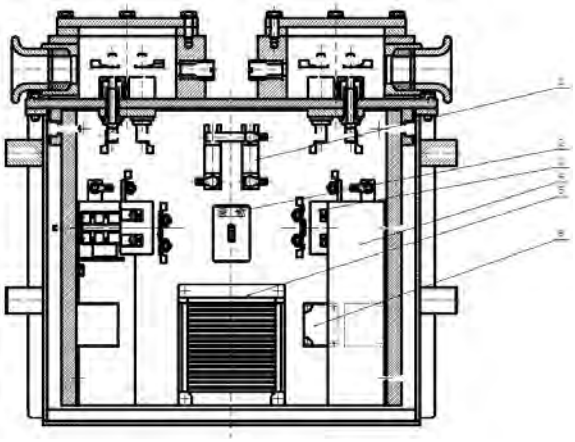
Успешните резултати привлякоха вниманието на Електроинженеринговата фирма СМС-С ЕООД и на Украинската НПП “Энергия” ООД от гр. Донецк и работата по модернизацията на акумулаторните локомотиви продължи съвместно [5, 6, 7].

II. ЕЛЕКТРООБЗАВЕЖДАНЕ НА МОДЕРНИЗИРАН ЛОКОМОТИВ АМ8Д (2АМ8Д)

1. Управление на локомотива

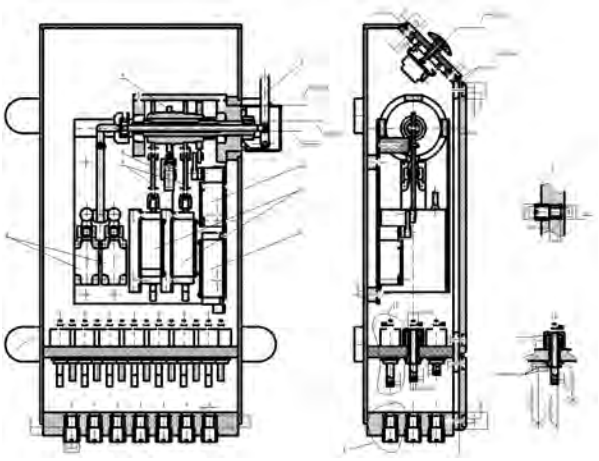
Модернизираният локомотив е със система за електронно управление, която се състои от:

- силов блок (фиг.1), включващ два регулатора, преобразовател DC/DC, главен и реверсивни контактори, работещи в режим на бездъгова комутация;



Фигура 1. Силов блок

- пулт за управление (фиг.2) с органи за управление и сигнализация, във взривозащитен корпус.



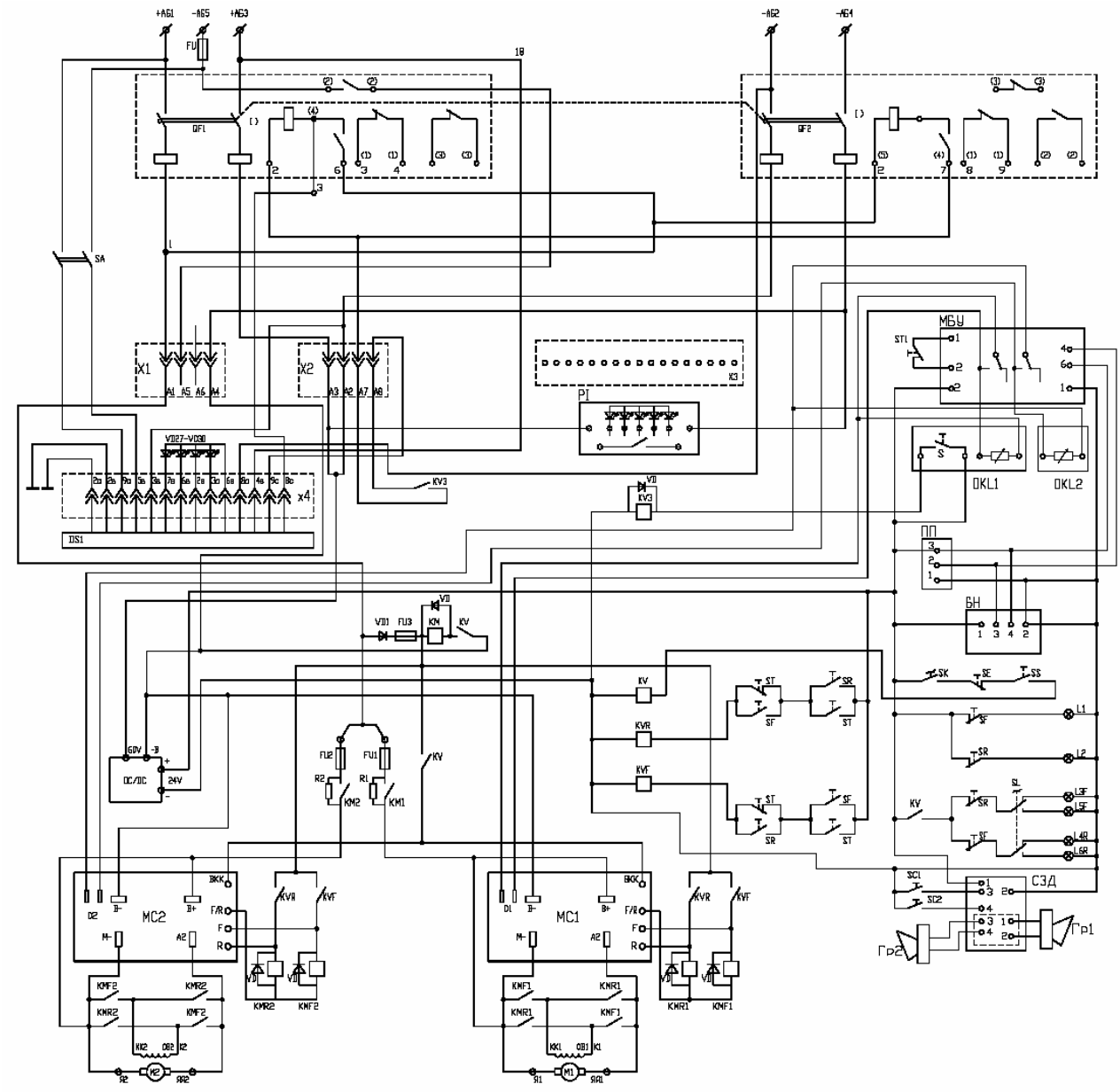
Фигура 2. Блок за управление

Системата за управление осигурява:

- избор на посока на движение;
- избор на режим на работа на задвижването – двигателен и спирачен;
- реверсиране на тяговите електродвигатели;
- плавно изменение на напрежението на тяговите двигатели;
- плавно регулиране на електрическото спиране на локомотива;
- защита от недопустимо понижаване на захранващото напрежение (напрежението в батерията);
- управление на осветлението и звуковата сигнализация;
- захранване със стабилизирано напрежение 24V на спомагателното електрообзавеждане на локомотива;

- осъществяване на начало на движение на локомотива само от нулево положение на ръчката за управление на пулта, а също така и връщане на ръчката за управление в нулево положение след прекратяване на въздействието върху нея от машиниста;
- нулеви блокировки;
- ограничение на тока на тяговите двигатели, както в тягов, така и в спирачен режими;
- невъзможност за управление на локомотива, намирайки се извън кабината или стоейки прав в кабината;
- управление на тягови двигател и електрообзавеждане на два локомотива АМ8Д при сдвояване, т. е. на локомотив 2АМ8Д;
- изключва едновременното управление на локомотива 2АМ8Д от 2-те кабини.

На фиг. 3 е дадена принципната схема на електрообзавеждането на модернизирания локомотив АМ8Д.



Фигура 3. Принципна схема на електрообзавеждането на модернизирания локомотив АМ8Д.

При включване на автомата ВРВ-150М2 ръчката за управление трябва да се намира в нулево (неутрално) положение. В противен случай нормално отвореният контакт на нулевата блокировка S (OKL) ще бъде затворен и на контакта на дистанционния разединител ще премине токов импулс, изключващ автомата.

След включване на автомата се подава захранване 60V на преобразувателя DC/DC и светва червена светлина на фаровете L1 и L2.

Всички консуматори на локомотива, с изключение на тяговите двигатели, се захранват със стабилизирано напрежение 24V от преобразувател DC/DC, с минус на свързан с общия минус на батерията (АБ 4).

За привеждане в действие на системата за управление е необходимо да се включи контактният ключ SK. Ако машинистът е в седнало положение, контактът на крайния прекъсвач под седалката SS е затворен и спомагателният контактор KV се включва и подготвя схемата по следния начин:

- включва главния контактор КМ;
- подава напрежение към клема ВКК на импулсните регулатори МС1 и МС2 и ги подготвя за работа;
- подготвя се веригата за включване на реверсивните контактори KMF и KMR;
- включва бяла светлина (къси или дълги) на двата фара;

При преместване на ръчката за управление наляво се задейства микропревключвателя за движение “напред” SF, който превключва своите контакти. Включва се и спомагателният контактор KVF и респективно се включват силовите реверсивни контактори KMF1 и KMF2. Контактите на микропревключвателя SF във веригата за управление на осветлението превключва светлините. В задния фар свети червена лампа L2, а в предния – бяла светлина L3F или L5F (къси или дълги) в зависимост от позицията на превключвателя SL.

Когато ръчката за управление е в лява позиция и се премества нагоре към позиция “напред”, пропорционално на линейното преместване се подават управляващи сигнали (от 0 до 5V) на входовете за управление О1 и О2 на импулсните регулатори МС1 и МС2. Сигналите се формират от органа за управление OKL и през нормално затворените контакти на междинния блок за управление МБУ, по екраниран проводник се довеждат до управляващите входове О1 и О2 на регулаторите. В крайно горно положение на ръчката за управление сигналът е максимален (+5V) и към двигателите М1 и М2 е приложено пълното напрежение на батерията. Преместването на ръчката към неутрална позиция води до намаляване на управляващия сигнал .

При лява позиция на ръчката за управление и преместване надолу по посока “спиране” се задействат микропревключвателите ST и ST1, регистриращи прехода към спирачен режим.

Изключва се KVF, съответно KMF и включва KVR, и KMR. Двигателите се реверсират и се създава спирачен момент. Максималният спирачен ток е ограничен до 100А.

Междинният блок за управление обработва логически сигналите от датчика за скорост ДС и микропревключвателя за режим спиране ST1. При спирането на локомотива контактите МБУ се превключват и нулират управляващия сигнал към регулаторите МС1 и МС2. Така се изключва тръгване на локомотива в обратна посока.

Преместването на ръчката за управление надясно от неутрална позиция превключва контактите на микропревключвателя за посока на движение “назад” - SR. Включват се KVR, респективно KMR с преместване на ръчката за управление в посока “назад” се увеличава управляващия сигнал към регулаторите и скоростта на движение нараства.

Режимът на спиране се осъществява с преместване на ръчката за управление надолу от нулева позиция – “спиране”. Схемата за управление работи аналогично на описания по-горе начин.

Двутоналният звуков сигнализатор СЗД се задейства с бутони SC1 и SC2, монтирани на пулта за управление.

Рудничният скоростомер 2СР се състои от датчик за скорост и блок за наблюдение.

В автомата ВРВ-150М2 е вграден светодиоден указател за степента на разреждане на батерията PI. При недопустимо разрежадане задейства реле, което може да изключва автомата. Капацитетоуказателят PI се захранва с напрежение 60V от втората секция на батерията (+АБ3 ÷ –АБ4).

2. Тягови батерии

Те са предназначени за работа във взривоопасна среда, но в зони в които при нормална експлоатация не се образува взривоопасна смес. Разработени са специално за руднични акумулаторни локомотиви, които се прилагат за транспорт и маневрени операции в минни изработки с чиста вентилационна струя – руднични дворове, галерии и др.

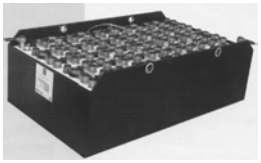
Батериите са във взривозащитено изпълнение ExeI, и се различават по напрежение и капацитет. Те отговарят на изискванията на БДС IEC 79-0 “Електрически

съоръжения за взривоопасни газови среди" и EN 50019.

Полюсните изводи на акумулаторите са по стандартите на IEC 254-2 и DIN 43596-85. Спазено е изискването за еднородност на метала на полюсните изводи (олово) и кабелния накрайник, който в контактната си част е покрит с олово.

Връзките между отделните елементи са с болтово съединение с гъвкав негорим кабел тип ШКГДН 35 mm^2, а изводите на батерията са 50 mm^2.

Батериите за електролокомотиви от типа АМ8 и АМ8Д с нормални (заводски) размери на коша са изпълнени с две съставни батерии по 60 V, съдържащи по 30 акумулатора в кош от стоманена ламарина, покрита с ебонит (фиг. 4).



Фигура 4. Модул на тягова акумулаторна батерия

Тяговите оловни батерии са разработени в периода 1996 - 1999 г. като резултат на съвместна дейност със специалисти от "Енергия" АД гр. Търговище [4].

3. Зарядното устройство

Токоизправителят ЕКЗ 120/77 е изпълнен като регулируем трифазен несиметричен мостов токоизправител, осигуряващ автоматично поддържане на един от параметрите (U или I), в зависимост от степента на заряд на акумулаторната батерия.

Управляващите импулси за тиристорите се изработват в блок "Управление", изпълнен като триканална синхронна система за управление на базата на транзистори и интегрални схеми.

За един технологичен цикъл на заряд токоизправителят преминава през 3 режима:

- режим на стабилизация на тока – Iзар=Iном.

Зарядният ток е стабилизиран на 77 А. Когато напрежението на акумулаторната батерия нараства и достигне 144 V (2,4V на клетка), токоизправителят преминава в следващия режим.

- режим на стабилизация на напрежението.

Напрежението се стабилизира на 144 V. Зрядният ток започва да намалява и при достигане на стойност 28А, токоизправителят преминава в следващия последен режим.

- режим на дозаряд

В този режим токоизправителят работи с продължителност 4 часа, със стабилизиращ ток 19 А.

След завършване на зарядния цикъл тиристорите се запушват и работата на токоизправителя се преустановява.

Процесът на зареждане е напълно автоматизиран но операторът при необходимост може да го прекъсне. На фиг.5 е показан външния вид на зарядното устройство ЕКЗ 120/77, във взривозащитено изпълнение ExeI, с естествена вентилация.



Фигура 5. Зарядно устройство ЕКЗ 120/77

Осъществени са следните защити от ненормални режими на работа:

- късо съединение на изхода;
- неправилна полярност на присъединената батерия;
- топлинно претоварване;
- прекъсване на фаза;
- токови утечки, със специално разработено устройство[8].

Задействането на всички защити се регистрира със светодиодна индикация.

Зарядното устройство е разработено с активното участие на специалисти от "Терем" АД, гр. Разград.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проектирано е, изпълнено и изпитано в лабораторни условия, на заводски полигон и в руднични условия в България и в Украйна модернизирано електрозадвижване на минни акумулаторни електролокомотиви. Техническото решение е патентовано н Украйна, сертифицирано е от МакМИИ и допуснато до експлоатация във въгледобивните рудници от Мин Уголь Пром в Украйна. Отличните отзиви от миньорите, работещи с модернизираните АМ8, АМ8Д и 2АМ8Д доведоха до серийното производство

от НПП Енергия ООО и внедряване в донецкия каменовъглен район.

Едно съвременно техническо решение, замислено и реализирано в България в крайна сметка намери успешно приложение във въглищните рудници на Украйна.

ЛИТЕРАТУРА:

1. Ментешев М., Ив. Стоилов. Безконтактно управление на руднични акумулаторни локомотиви. II-ри Българо-Югославски симпозиум по минно-геоложки науки, София, 1997.
2. Модернизация на електрообзавеждането на акумулаторен локомотив АМ8 и зарядно устройство. Възложител Мини "Бобов дол" АД – 1996 г. Архив на НИС-МГУ.
3. Menteshev M, lv.Stoilov, K. Djustrov, Hr. Georgiev Modernized electrical ekuipment for mining storage battery Locomftives. Co-and: M. Menteshev, lv.Stoilov, K. Djustrov, Hr. Georgiev. Стр. 258-266; Univeritatea din Petroshan. Сб. III-II, 1998 г
4. Маркетинг, създаване, изпитване, узаконяване и внедряване в производство на ред от оловни тягови батерии за руднични акумулаторни локомотиви в нормално и взривозащитено изпълнение – Възложител "Енергия" АД – Търговище – 1998 г. Архив на СМС-С ЕООД
5. Бессконтактное управление электровозов АМ8Д. Възложител: НПП "Энергия" Донецк – 2000 г. Архив на СМС-С ЕООД
6. Разработка и исспитаний опитных образцов электровозов АМ8Д и 2АМ8Д с постояннотоковым приводом. Възложител: НПП "Энергия"-Донецк-Украйна – 2002 г. Архив на СМС-С ЕООД
7. Система електрооборудования и управление бездуговой коммутации шахтных акумулаторных электровозов Пат. № 60932 А, B60L 15/20, 15.10.2003 г., Украйна. Съавтори: Т. В. Волжемирович, К. Я. Калус, П. М. Коваленко, М. Ментешев, Ив. Стоилов, К. Джустров
8.Джустров К. Контрол на изолационното съпротивление на акумулаторни батерии за руднични акумулаторни локомотиви. Годишник на МГУ „Св. Иван Рилски" 2007г.

Contacts:
Mento Menteshev: m.menteshev@engineer.bg
Ivan Stoilov: ivan_stoilov@abv.bg
Kiril Dzhustrov: justrov@mgu.bg
University of Mining and Geology St. Ivan Rilski, Sofia, Bulgaria

STUDY OF INSULATION CURRENT FLOW AND STATOR WINDING HIPOT TESTING

Natasa Mojsoska, Toni Paspalovski

Abstract: Some question are frequently raised. When should we applied alternating current AC source to test insulation and when DC? In this paper will be processed insulation current flow AC and DC. Insulation current flow DC consist of 3 parts: capacitive current Ic, dielectric absorption current Ida, and ressistive (leakage) current Ir. Also there are similar question about used AC or DC Hipot tests. The Hipot test is used to determine if the insulation system under test is in proper condition and can withstand the stress for witch it was design. It will be explain the various Hipot test. Then survey of measuring will be given for turbo generator at unit 3 at TPP REK Bitola. Measuring are performed with AC, every year during the annual maintenance. Results will be given for last 12 years. Analyses will be made for behavior of the values.
Keywords: HV testing, insulation current, stator winding, turbo generator.

I. INTRODUCTION

Conductance of dielectrics explaining the presence of free charges that are not bound molecules and can move under the influence of the electric field. Insulators have a negative temperature coefficient, among them the specific resistance decreases with increase of temperature.

1. DC

When DC voltage is applied through the insulation system (IS) it will flow current, which depends on the one side of conductance, on the other side of relaxation processes. Relaxation component of current decreases with the time constant of relaxation processes can be large. The phenomenon of gradual reduction of power switch on IS in circuit with DC power is called absorption. The time constant of relaxation current depends of IS ranges from 10-4 s (clean liquids and gases) to several hours (solid insulating materials). The total conductance current I_t can be broken down into several components represented in Fig. 1.

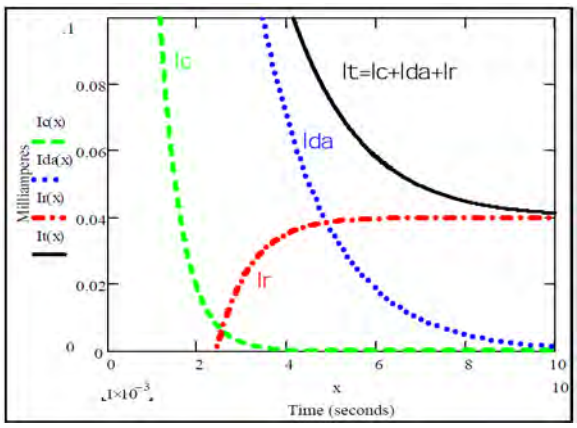


Figure 1. DC current flow in good insulation [1]

- Capacitive Current (I_c)

The capacitive current charge the capacitance in the system. It normally stops flowing a few seconds (at most) after the DC voltage is applied. The short burst of capacitive current flow may put a rather substantial stress on any test equipment that is applied to very large insulation systems such as cables or large rotating machine.

$$i_c = \frac{U}{R_{po}} e^{-\frac{t}{\tau_{po}}} \quad [A] \qquad (1)$$

- Dielectric Absorption Current (I_{da})

The applied insulation voltage puts a stress on the molecules of the insulation. The positive sides of the molecules are attracted to the negative conductor and the negative sides of the molecules are attracted to the positive conductor. The result is an energy that is supplied to realign the molecules much like force will realign a network of rubber bands.

$$i_{da} = KC_x Ut^{-n} \quad [A] \qquad (2)$$

Like I_c, I_{da} usually dies off fairly quickly as the molecules realign to their maximum extent.

- Resistive (Leakage) Current (I_r)

This is the electron current flow that actually passes through the insulation. In good insulation the resistive current flow will be relatively small and constant. In bad insulation the leakage current may be fairly large and it may actually increase with time. It can be calculated according (3)

$$i_p = \frac{U}{R_{iz}} \quad [A] \qquad (3)$$

At the beginning current is changing, because voltage of insulation also changing likes result of transient processes. It caused some power losses at IS.

2. AC

Most electrical equipment, industrial and commercial power systems uses either 50 or 60 Hz alternating current. Because of this, the use of an alternating current source to test insulation would appear to be the logical choice.

Insulation may be simply modeled as a capacitor in parallel with a resistor as shown in Figure 2.

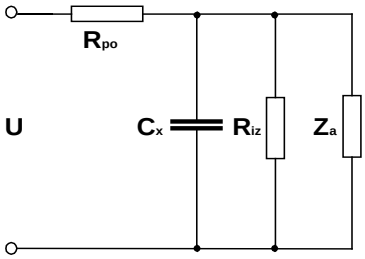


Figure 2. Insulation modeled as a capacitor [2]

The current flow that results consist of two components: the capacitive current (Ic) and the resistive current (Ir). Figure 3 shows the time domain graph of the two currents.

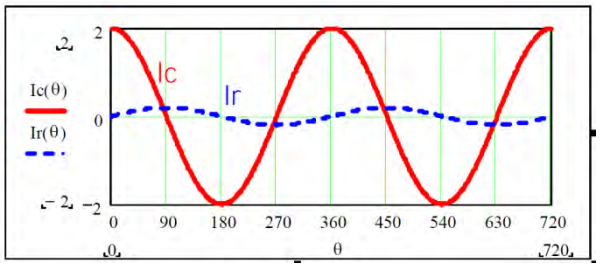


Figure 3. Insulation current with AC voltage aplied

a) For good insulation:
- Ic ≥ 100 x Ir
- Ic leads Ir by close to 90°

b) For marginal insulation:
- Ic ≥ 50 x Ir
- Ic leads Ir by ≤ 80° [1]

II. HIPOT (HIGH POTENTIAL) TEST

High-potential (hipot) withstand testing is a tool power plant owners can use to ensure the high-voltage insulation on the generator stator winding is fit for service. During a hipot test, performed with the generator off line, a voltage 100 to 200 percent higher than the normal operating voltage is applied between the stator winding copper conductors and the core. If the winding insulation does not fail (i.e., puncture) during this test, this indicates the stator winding likely will not fail when it is returned to service or for the next few years. A sufficiently hipot test voltage is selected to ensure the winding will remain serviceable for about three to five years.

3. Tests Conducted On The Stator

Over voltage tests, also referred to as high-potential or hipot tests, are used to assure minimum dielectric strength of the insulation. Such tests are made on all or parts of the circuit-to-ground insulation of the armature or field winding.

Many users of large rotating machines apply over voltage tests periodically and generally at the beginning of a machine overhaul or the overhaul of related equipment. This allows the detection and possible repair of insulation weaknesses during the scheduled outage.

Hipot tests should be applied wherever possible to each phase in sequence, the remaining two phases not under test being solidly grounded. In this way, the insulation between phases is also tested. This is only practical, however, where both ends of each phase are brought out to separate terminals, as is usually the case in generators.

The level hipot test that should be applied will depend to a very large extent on the type of machine involved, the degree of exposure to over voltages, and the level of serviceability required from the machine in question. Such tests should, however, be sufficiently searching to discern any weakness or incipient weakness in the insulation structure that might lead to service failure. The test voltage should not however, be so high as to cause an unnecessary breakdown and the user should be aware that over voltage test can be destructive.

4. Types of Hipot Tests

There are three basic types of hipot tests: alternating current (AC), very low frequency (VLF), and direct current (DC).

During a 50 or 60-Hertz (Hz) AC hipot test, the voltage is increased slowly (in about one minute or less) from zero to the hipot test voltage level, and then maintained at that level for one minute. The AC hipot test is a pass/fail test.

The VLF hipot test is a variation of the AC test where the frequency of the applied voltage is 0.1 Hz. A VLF test takes advantage of a physically much smaller test set, due to the much lower capacitive current that is needed to energize the stator at 0.1 Hz.

DC hipot tests described in IEEE Std.95 may be either a conventional hipot test or a controlled rate-of-increase hipot test.

The conventional DC hipot test is similar to the AC test. The voltage is increased slowly from zero to the specified hipot voltage, and then maintained at that level for one to ten minutes. This is a pass/fail test.

In a controlled DC overvoltage test, the applied voltage is changed in a controlled manner. The voltage may be increased manually in a series of steps or ramped up at a controlled rate of voltage increase (typically 1 or 2 kilovolts per minute) to the maximum test level. The measured current vs. applied voltage is monitored as the test progresses and the voltage increases. Abnormalities or deviations from a straight line increase in the current vs. voltage plot may indicate insulation problems. The test provides diagnostic information regarding the present condition of the stator winding insulation and serves as a proof test, if the insulation withstands the hipot test voltage.

Methods of conducting the test and interpretation of the results are detailed in IEEE Std 95-2002 [7]. IEEE Std 95-1977 [4] was developed to provide uniform procedures for the following:

Performing high direct-voltage acceptance tests and routine maintenance tests on the main ground insulation.

Table 1: Comparison of AC and DC Hipot tests

AC Hipot	DC Hipot
Supplies are relatively large and heavy	Supplies are relatively small and lightweight
Electrical stress distribution across insulation is similar to that experienced during operation	Electrical stress distribution across insulation is not similar to that experienced during operation
May preferably detect internal insulation voids in the slot region, but not cracks and fissures in endwinding.	May preferably detect cracks and fissures in endwinding, but not internal insulation voids in the slot region,
Impossible to abort the test before failure of a weak winding	Sometimes possible to abort the test before failure of a weak winding, indicated by an abrupt upturn in measured current
Perception (not proven or believed by many) that these tests cause more ageing of insulation	Perception (not proven or believed by many) that these tests cause less ageing of insulation
Only a go/no-go test. Cannot be used as a diagnostic test	Mainly a go/no-go test. May sometimes be used as a diagnostic test by comparison with earlier tests results. Variations in measured current versus applied voltage may indicate the nature of insulation defects (controversial and not accepted by all)

Analyzing the variations in measured current so that any possible relationship of the components of these variations to the condition of the insulation can be more effectively studied.

Many machine operators have found this test to be a useful maintenance tool, although there is some controversy on the interpretation of the test results, and breakdown sometimes occurs without prior indication. The operator is urged to study IEEE Std 95-2002 [7] to derive significant benefit from controlled over voltage testing.

5. Hipot Tests Level

Hipot tests may be performed either by AC or DC voltage methods. The values of test voltages usually are selected as follows:

1. For the power frequency AC test, the hipot test level is (2E+1) kV. For test procedures, refer to IEEE Std 4-1978 .

2. Equipment for making hipot tests at VLF (0.1 Hz) has become commercially available. Such equipment is typically less in cost and weight and smaller in size than the AC equipment. The hipot test level is 1.63 (2E+1) kV.

3. For DC tests, the recommended test voltage is a function of the rated machine voltage multiplied by a factor to represent the ratio between direct (test) voltage and alternating (rms) voltage. The recommended value is 1.7 (2E+1) kV for new stator windings with rated line-to-line voltage E. For test procedures, refer to IEEE Std 95-2002 [7].

6. When to Apply Hipot Test

For new winding the hipot tests should be as acceptance and quality assurance tests. Generally AC hipot tests are used with other diagnostic tests such as insulation resistance (IR), polarization index (PI), dissipation factor (DF), and/or partial discharges (PD) test.

For winding in service hipot tests is necessary and may be tested every 3 to 6 years for large generators.[3]

III. EXPERIMENTAL RESULTS

7. Turbo generator's data

Examined object is TPP Bitola, which consists of three units everyone with rated power of 225MW. Obtained results are from unit 3. Manufacturer of this generator is "Elektrosila" - Russia. Type of generator is TBB-200-2A, with rated power P=225MW, rated stator voltage U=15,75kV, rated stator current I=9,703kA, rated power factor cosφ=0.85, coefficient of efficiency η=98,6%, f=50Hz, speed of rotation n=3000 min^{-1}, [5].

Measuring of insulation current flow is made with hipot test with 50Hz frequency of 1

minute. These measurements are checked short-term electric strength of insulation of turbo generator. The isolation test voltage is connected which is greater than the nominal voltage. If the generator pass the hipot test, concludes that isolation is of good quality, if do not stand or breakthrough developments, it is a very weakened. High-voltage testing of turbo-generators and are performed according to survey obtained from the manufacturer of equipment. According it all high-voltage testing of three units in PTT Bitola is made.

During routine hipot test on generator at unit 2 in 1997 with the voltage value 2xUn, breakthrough occurred in isolation. Because it conclusion is made that there is a need to reduce the test voltage of turbo-generators. So from that moment until today almost all hipot tests are performed with voltage level equal to rated voltage 15.57kV. The Republic of Macedonia there is no official norms and standards for this kind of testing of large electrical machines. On the other hand turbo generators are 22 years in exploration, so this test significantly affects performance, or aging of the insulation of the windings. The generator have surge protection relay and have monitoring of partial discharges in stator windings. For all this, experts from TPP Bitola adopted internal technical recommendation in 2002 according which hipot tests of the generators in the future will be conducted at a test voltage equal to nominal voltage on the ground to reduce the destructive effect of the tests. Acting on that recommendation was reduced test voltages and are performed only in special need of capital repairs.

High-voltage tests are performed from several professional teams, with different instruments at different drive conditions such as: cooling systems with and without cooling fluids before, during and after repairs with different test voltages, the new first years of isolation and seclusion in an old last years of exploitation.

8. Experimental Results of Insulation Current Flow

The results of measuring of insulation current flow are given in the Table 2 below. After modernization of cooling at TG, all measurements are performed with unified equipment and under the same conditions. From the measured results diagram are made for time period 1997 till 2009. In all measurements test voltage was 15.57 kV. All measurements that are presenting in time diagram are performed by a completed TG, except in 2000, when the rotor was removed from TG. The calculations are performed according average value of current through the insulation of each phase separately equals: for phase R: $I_{c,a}$ = 1.435A for S phase: $I_{c,a}$ = 1.432A and phase T: $I_{c,a}$ = 1.3913A.

Table 2: Results of measurement of insulation current flow at turbo generator at unit 3 of TPP Bitola

	I_c[A]			**dI_c [A]**		
	R	**S**	**T**	**R**	**S**	**T**
1997	1,45	1,45	1,43	0,015	0,018	0,0387
1998	1,18	1,18	1,16	-0,255	-0,252	-0,2313
2000	1,52	1,51	1,153	0,085	0,078	-0,2383
2001	1,44	1,45	1,45	0,005	0,018	0,0587
2002	1,49	1,47	1,45	0,055	0,038	0,0587
2003	1,47	1,47	1,46	0,035	0,038	0,0687
2004	1,42	1,45	1,45	-0,015	0,018	0,0587
2006	1,44	1,42	1,43	0,005	-0,012	0,0387
2007	1,45	1,48	1,47	0,015	0,048	0,0787
2009	1,49	1,44	1,46	0,055	0,008	0,0687
$I_{c\,a}$[A]	1,435	1,432	1,3913			

Also percentage mistake are calculated according to equation 4:

$$dI_c[\%] = \frac{I_c - I_{c,a}}{I_{c,a}} \cdot 100 \qquad (4)$$

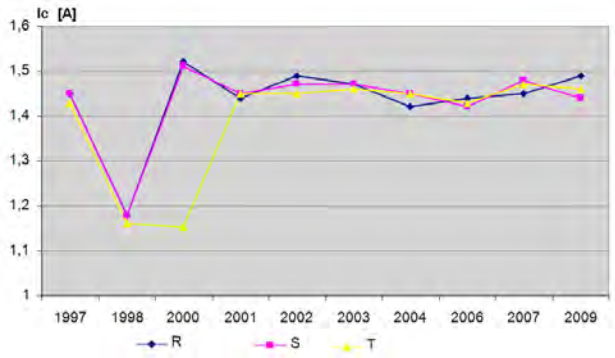


Figure 4. Dependance of insulation current flow from time

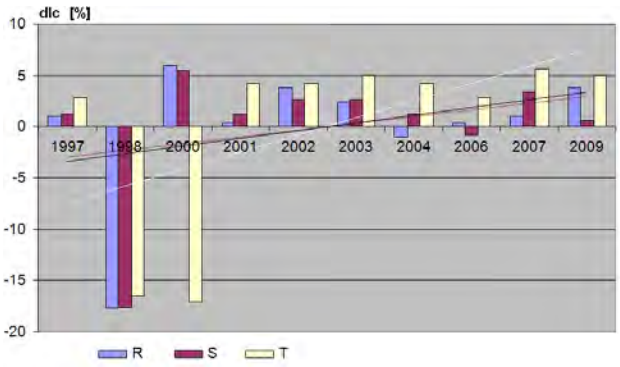


Figure 5. Dependance of percentage mistage of insulation current flow from time

On the base of previous Table 2 and calculated values of dI_c [%] are created following

diagrams, whereby is presented dependence of insulation current flow of stator winding from time and dependence of percentage mistake from time, shown on Figure 4 and Figure 5.

9. Analyses of Results

From Table2 can be noticed that at years 1999, 2005 and 2008 we don't have the results. At that years this kind of measuring were not be taken. The reason why this measurings are not maden in particulary years is probably the short time predicted for repair.

With purpose for better analyse of the results of examination statistical calculations are made by determination the values of regression constants, dispersion and the empirical deviation, coefficient of variation and trend function, according to the method of least squares. Results are given in Table 3.

Table 3: Calculated statistical parameters of insulation current flow at turbo generator at unit 3 of TPP Bitola [1]

	R	S	T
A	0.00092	0.00078	0.0174
B	-17.0322	-14.2541	-33.4080
σ^2	0.0089	0.0084	0.0155
s^2	0.008	0.0076	0.0139
k_v [%]	6.2427	6.0862	8.4816

where: A, B are regression constants

σ^2 is dispersion

s^2 is empirical deviation,

k_v is coefficient of variation, all obtained by equations described in [8],[9]

t is year in which we want to predict the value of insulation current flow at the appropriate stator winding.

III. CONCLUSION

It is obvious that insulation of stator winding is in a good condition. Measurements show that no major changes in the values of the insulation current flow of the stator winding, although the generator is in operation nearly 25 years. On the base of the examination can be noted that hipot test pass since 2002 till now. From the statistical calculation can be concluded that dispersion have very small values from 0.0084 to 0.0155. The coefficient of variation have is moving in the frame of 6% to 8.4%. It means that deviations are small in terms of size of parameters that are measured.

Only with measurement of insulation current flow and hipot test is not possible to detect the state of insulation system. It is only small part of whole investigation program that can give real picture of condition of insulation.

LITERATURE:

[1]. "Technical bulletin-012a Principles of Insulation Testing", High Technology Solution for Producers, Distributors and Users of Electric Power, pp 1-10, January 09, 2002. http://www.cadickcorp.com

[2]. Mojsoska N., "Analysis of prophylactics researches on insulation system and extension of exploitation lifetime on large synchronous generators," Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng., Technical Faculty, Bitola, Macedonia, 2011.

[3] E. Gockenbach, "High voltage engineering and testing", IEE Power and Energy, series 32, pp 533-547

[4] IEEE Std 95-1977 (R1991), "IEEE Recommended Practice for Insulation Testing of Large AC Rotating Machinery with High Direct Voltage".

[5]. Elaborates, annual reports and protocols from annual year and capital repairs of turbo generators at unit 3 of TPP Bitola

[6] B.K.Gupta, G.C.Stone, J.Stein " Stator Winding Hipot (High Potential) Testing" IEEE Electrical Insulation Conference, Montreal, QC, Canada,31May-3June 2009, pp 409-413

[7] IEEE Std 95-2002 "IEEE Recommended Practice for Insulation Testing of Large AC Rotating Machinery with High Direct Voltage".

[8]. Maneva V., Introduction to probability theory and mathematical statistics, TF Bitola 2003.

[9]. W. Hauschild, W. Mosch, Statistical techniques for HV engineering, IET Power and Energy, series 13

Contacts:

Natasa Mojsoska, Electrotehnical Faculty Radovis, University Goce Delcev of Stip, Krste Misirkov bb, 3200 Stip, Macedonia
Phone: +389-76-202-498,
Email: natasa.mojsoska@ugd.edu.mk
Toni Paspalovski, TPP Bitola, Novacki pat bb, 7000 Bitola, Macedonia
Email: paspalt@yahoo.com

АДАПТИВНО УПРАВЛЕНИЕ НА АСИНХРОННО ЗАДВИЖВАНЕ

Н. Джагаров, Д.Димитров, Ж.Гроздев, М.Бонев

ADAPTIVE CONTROL OF INDUCTION MOTOR DRIVE

Abstract: In recent years, vector control of induction motor drives received considerable development and widespread deployment for different purposes. The article presents a new adaptive method for speed control of induction motor drive using adaptive singular astatic regulator. The adaptive control is applied for vector control of induction motor. The adaptive controller identifies in real time the parameters and variables of the identification model, by which calculates the control signal in the speed control circuit. In the *Matlab* environment has created a model of the proposed induction motor drive, as are simulated different modes. For prove the correctness and effectiveness of the suggested adaptive speed control are put part of the obtained experimental results

Keywords: векторно управление на асинхронно задвижване, адаптивно управление асинхронно задвижване, астатичен адаптивен сингуларен регулатор; vector control of induction motor drive, adaptive control of induction motor, astatic adaptive singular regulator

I. ВЪВЕДЕНИЕ

През последните години много голямо развитие получи управлението на асинхронни двигатели и задвижвания, които се използват за регулиране на скоростта в широк диапазон и за широка гама от мощности. Има няколко основни методи за управление, включително скаларно, векторно управление, пряко управление на момента и адаптивно управление. Цел на скаларното управление е работа на асинхронния двигател (АД) в статичен режим чрез изменение на амплитудата и честотата на основното захранващо напрежение. Най-често се използва подобреният метод на Костенко за U/f управление, който осигурява ниска точност на управление на скоростта при ниски скорости и лоши динамични характеристики.

Векторното управление, ориентирано по полето, е най-развито и използвано, и е основано на разделното управление на потока и момента на двигателя [1,2,3]. Методът на пряко управление на момента изисква информация за посоката на потока, която може пряко да се измери или да се изчисли с помощта на измеряеми променливи на статорната намотка [4,5]. Прякото измерване на потока изисква монтирането на датчици, което днес вече не се използва.

Управлението на АД без датчик на скорост снижава цената и повишава надеждността на задвижването. При изключване на датчика необходимата информация за скоростта и полето се получава чрез измерваните напрежения и токове на клемите на двигателя. При векторното управление е необходима оценка на амплитудата и ориентацията в пространството на основното магнитно поле в статора или ротора. За целта се използват наблюдатели в отворени или затворени контури. Те се отличават по точност, устойчивост и чувствителност по отношение на изменението на параметрите на модела за идентификация. Точността на оценката на скоростта в динамичен и статичен режим на работа при ниски скорости може да се получи чрез използване на паразитни явления на машината [5].

Използва се [6] универсален векторен контролер за всички схеми за векторно управление благодарение на използване на обобщена координатна система. Разработен е и разделящ начин и пълзящ метод за управление на скоростта за пряка ориентация по полето на ротора [7]. При непрекия метод за ориентация потокът се оценя от инверсната динамика на двигателя и с една от трите използвани схеми, базирани с ориентация на полето по статор, по въздушна междина или по ротор. Непрекият векторен метод за управление на АД е глобално устойчив [8]. Използват се пропорционално-интегрални контролери за управление с частична линеаризация на обратната връзка. Те обаче имат много критичен недостатък, т.к. са чувствителни по отношение на измененията на параметрите [9]. В [10,11] са предложени схеми за векторно управление на базата на невронни мрежи, които представляват алтернатива на конвенционалното векторно управление. В [12,13] се използва размита логика за управление скоростта на АД. В [14,15] са разработе-

ни контролери, използващи променлива структура на управлението.

В статията е предложено ново адаптивно управление на асинхронно задвижване, използващо астатичен адаптивен сингуларен регулатор. Адаптивното управление е приложено за векторно управление на асинхронен двигател. Адаптивният регулатор идентифицира в реално време параметрите и променливите на идентификационния модел, с помощта на които изчислява управляващия сигнал в контура за управление на скоростта. В среда Matlab е създаден модел на изследваното задвижване, като са симулирани различни режими на работа. Приведена е част от получените резултати, показващи ефективността на работа на предложеното адаптивно управление.

II. БЛОК-СХЕМА НА ИЗСЛЕДВАНОТО АСИНХРОННО ЗАДВИЖВАНЕ

На фигура 1 е показана блок-схемата на асинхронното задвижване.

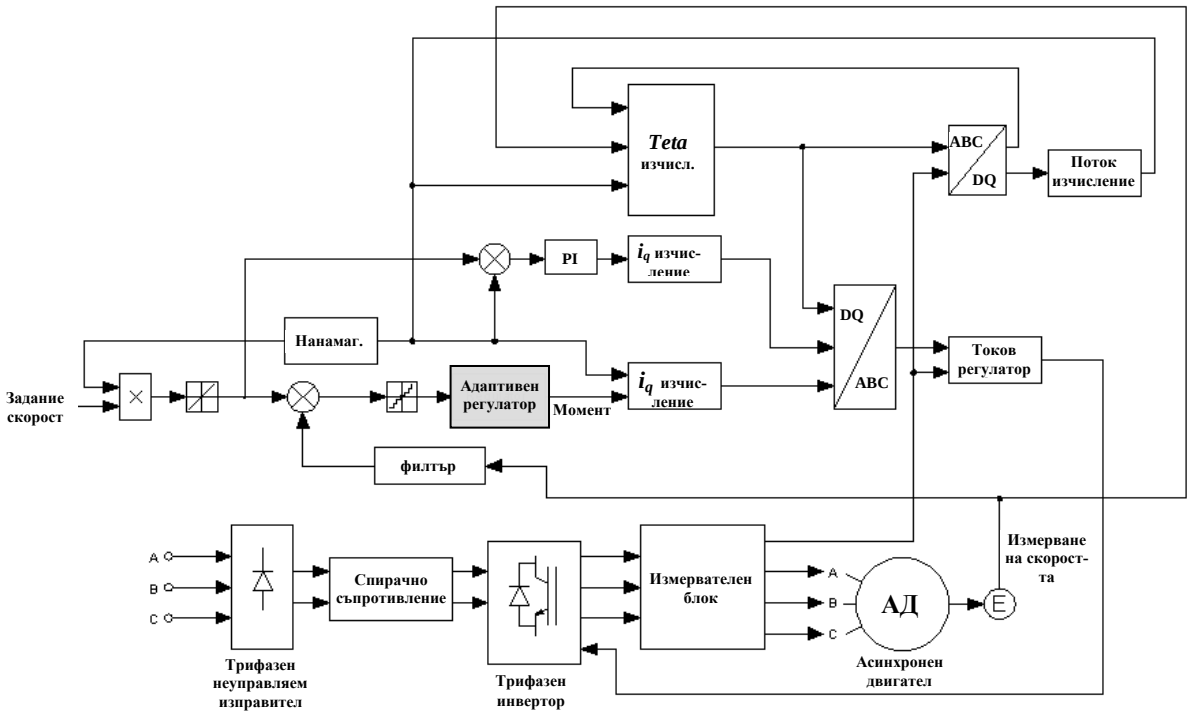
III. МАТЕМАТИЧЕСКИ МОДЕЛ НА ИЗСЛЕДВАНОТО ЗАДВИЖВАНЕ

Уравнения на асинхронния двигател:

$$
\begin{aligned}
u_{sd} &= r_s.i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s.\psi_{sq};\\
u_{sq} &= r_s.i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s.\psi_{sd};\\
u_{rd} &= r_r.i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r).\psi_{rq};\\
u_{rq} &= r_r.i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r).\psi_{rd};\\
\frac{d\omega_m}{dt} &= \frac{1}{2H}(M_e - M_m - F.\omega_m);\\
\frac{d\theta_m}{dt} &= \omega_m;
\end{aligned}
\qquad (1)
$$

където:

$M_e = 1{,}5\,p(\psi_{sd}.i_{sq} - \psi_{sq}.i_{sd})$ - електромагнитен въртящ момент на двигателя;



Фигура1.Блок-схема на адаптивно управление на асинхронно електрозадвижване

Асинхронният двигател се захранва от преобразовател на честота със звено за постоянен ток, състоящ се от неуправляем изправител, спирачно съпротивление на постояннотоковата страна и инвертор.

Адаптивният регулатор има два контура за управление: на скорост и на управлението по посоката на полето. Адаптивният регулатор на скорост е показан със затъмнен блок на фиг.1.

$$
\begin{aligned}
\psi_{sd} &= l_s.i_{sd} + l_m.i_{rd};\\
\psi_{sq} &= l_s.i_{sq} + l_m.i_{rq};\\
\psi_{rd} &= l_r.i_{rd} + l_m.i_{sd};\\
\psi_{rq} &= l_r.i_{rq} + l_m.i_{sq};\\
l_s &= l_{sl} + l_m;\\
l_r &= l_{rl} + l_m;
\end{aligned}
\qquad (2)
$$

параметрите и променливите с индекс s се отнасят за статорната намотка, а с индекс r - за роторната намотка; ω_s, ω_r - електрически скорости съответно на полето на статора и ротора; ω_m - ъглова механична скорост на ротора; $\omega_r = p.\omega_m$; p - брой на чифтовете полюси; H - сумарна механична времеконстанта на ротора и механичния товар; F - сумарен коефициент на триене на ротора и товара.

Използван е модел на преобразователя на честота от инструментариума на SimPowerSystem на Matlab.

IV. АДАПТИВЕН РЕГУЛАТОР

Основна функция на адаптивното управление е непрекъснато да идентифицира управлявания двигател в реално време чрез линеен модел от нисък ред и да изчислява управляващия сигнал. В изследваната система се използва скаларен модален адаптивен регулатор [16]. На входовете на адаптивния регулатор се подават дискретни извадки от измерваните величини и заданието за скорост. Скаларният адаптивен модален регулатор идентифицира в реално време управлявания двигател на базата на оценените параметри и променливи на идентификационния модел и изчислява управляващия сигнал. Полученият сигнал от адаптивния регулатор се подава в контура за управление на скорост.

Наблюдаваният асинхронен двигател може да бъде представен от следния линеен модел в пространството на състоянието [17]:

$$\boldsymbol{x}(k+1) = \boldsymbol{A}.\boldsymbol{x}(k) + \boldsymbol{b}.\boldsymbol{v}(k) \quad (3)$$

$$y(k) = c^t.x(k) \quad (4)$$

$$\boldsymbol{v}(k) = \boldsymbol{u}(k) + z(k) \quad (5)$$

където: $\boldsymbol{x}(0)=\boldsymbol{x}_0$, k=0,1,2,….; $\boldsymbol{x}(k)$, $\boldsymbol{x}(k+1)$ са неизвестните текущ вектор на състоянието в два съседни моменти на извадка; $\boldsymbol{x}(0)$ – неизвестния начален вектор на състоянието; $\boldsymbol{u}(k)$ – входен сигнал; $z(k)$ – ограничена входна последователност, използвана за идентификация; $\boldsymbol{A}$, $\boldsymbol{b}$ и $\boldsymbol{c}$ – неизвестни матрица и вектори от следния вид:

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ a_1 & a_2 & a_3 \end{bmatrix};\ \boldsymbol{b^t} = [0,0,1];\ \boldsymbol{c^t} = [1,0,0] \quad (6)$$

Входно/изходните данни се формират във вид на следните матрици и вектори:

$$\boldsymbol{Y_1} = \begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ y(2) \end{bmatrix};\boldsymbol{Y_2} = \begin{bmatrix} y(3) \\ y(4) \\ y(5) \end{bmatrix};\boldsymbol{V_1} = \begin{bmatrix} v(0) \\ v(1) \\ v(2) \end{bmatrix};$$

$$\boldsymbol{Y_{12}} = \begin{bmatrix} y(0) & y(1) & y(2) \\ y(1) & y(2) & y(3) \\ y(2) & y(3) & y(4) \end{bmatrix} \quad (7)$$

Оценката на вектор $\hat{\boldsymbol{a}}$ се изчислява чрез следния израз:

$$\boldsymbol{Y_{12}}.\hat{\boldsymbol{a}} = \boldsymbol{Y_2} - \boldsymbol{V_1}. \quad (8)$$

Оценката на началния вектор на състояние $\hat{\boldsymbol{x}}(0)$ се изчислява чрез оптимален оценител от следния вид:

$$\hat{\boldsymbol{x}}(0) = \boldsymbol{Y_1} \quad (9)$$

Текущият вектор на състояние се оценява чрез пълен оптимален сингуларен адаптивен наблюдател:

$$\hat{\boldsymbol{x}}(k+1) = \hat{\boldsymbol{F}}.\hat{\boldsymbol{x}}(k) + \boldsymbol{b}.\boldsymbol{v}(k) + \boldsymbol{g}.\boldsymbol{y}(k) \quad (10)$$

$$\hat{\boldsymbol{x}}(0) = \hat{\boldsymbol{x}}_0;\ k=0, 1, 2, \ldots,$$

където:

$$\hat{\boldsymbol{F}} = \hat{\boldsymbol{A}} - \boldsymbol{g}.\boldsymbol{c}^T \quad (11)$$

$$\boldsymbol{g}^T = [g_1, g_2, \ldots g_n] \quad (12)$$

Решаването на формулираните задачи с помощта на предложения алгоритъм е възможно ако матрицата $\boldsymbol{Y_{12}}$ не е особена:

$$det\boldsymbol{Y_{12}} \neq 0 \quad (13)$$

Сигналът за управление $u_{reg}(k)$ се изчислява, използвайки астатичен скаларен модален регулатор с мащабиращ коефициент k_0 от следния тип [16]:

$$\boldsymbol{k}(k) = [k_1(k), k_2(k), \ldots k_n(k)] \quad (14)$$

$$\hat{\boldsymbol{A}}_{\boldsymbol{z}} = \hat{\boldsymbol{A}} - \hat{\boldsymbol{b}}(k-1).\boldsymbol{k}(k) \quad (15)$$

$$k_0(k) = \left[\boldsymbol{c}^T \left(\boldsymbol{I}_n - \hat{\boldsymbol{A}}_{\boldsymbol{z}}\right)^{-1}.\hat{\boldsymbol{b}}(k-1)\right]^{-1} \quad (21)$$

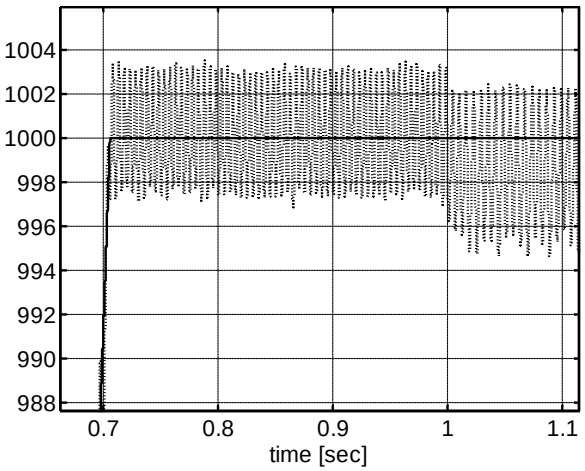
$$u_{reg}(k) = k_0(k).y_{ref} + \boldsymbol{k}(k).\hat{\boldsymbol{x}}(k-1) \quad (16)$$

където: y_{ref} - сигнал на заданието, задаван от оператора.

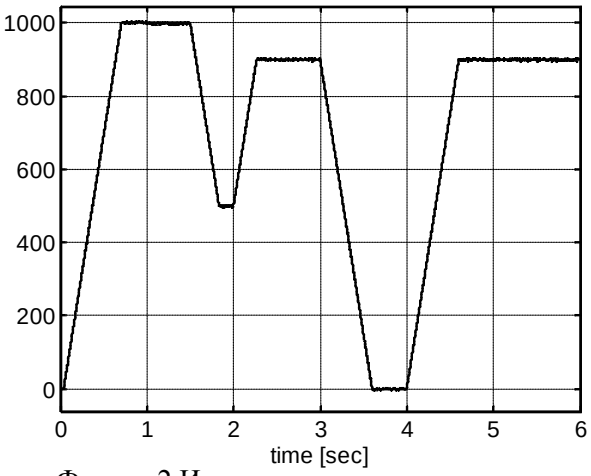
V. ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПРОЦЕСИТЕ В ЕЛЕКТРОЗАДВИЖВАНЕТО

Създаденият модел на асинхронното електрозадвижване с предложения адаптивен регулатор бе изследван чрез симулация на различни смущаващи въздействия – изменение на заданието на скорост, изменение на съпротивителния момент на вала на двигателя.

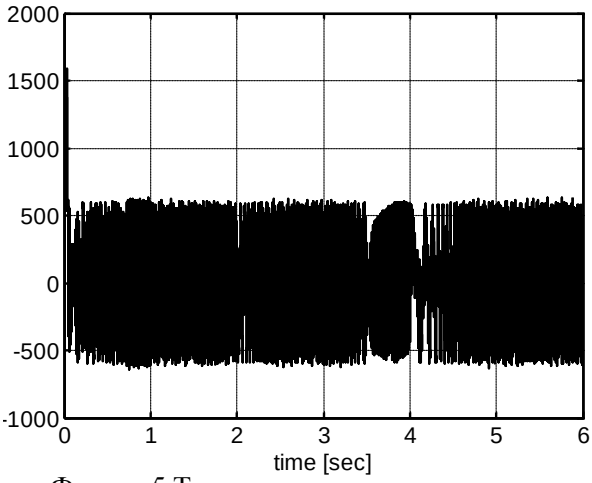
По-долу е показана част от получените експериментални резултати. На следващите фигури е показана част от параметрите на режима, получени при проведените симулационни експерименти. На фигури 1÷5 е показано изменение на някои параметрите на режима при промяна на заданието за скорост на двигателя - показано на фигура 2. Двигателят се пуска на празен ход и при време t=1.0 sec. се подава номинално натоварване. На фигури 3÷4 са показани увеличени области от фигура 2. На следващите фигури са показани токът на статора на двигателя, както и напрежението на постояннотоковата страна на преобразователя на честота.



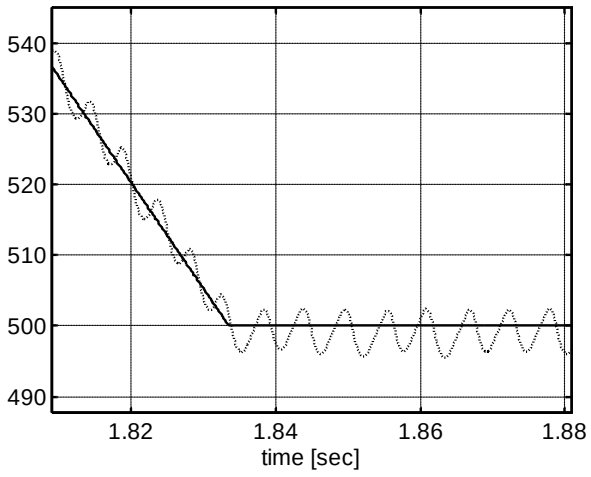
Фигура 4.Изменение на скоростта двигателя заедно със зададената скорост



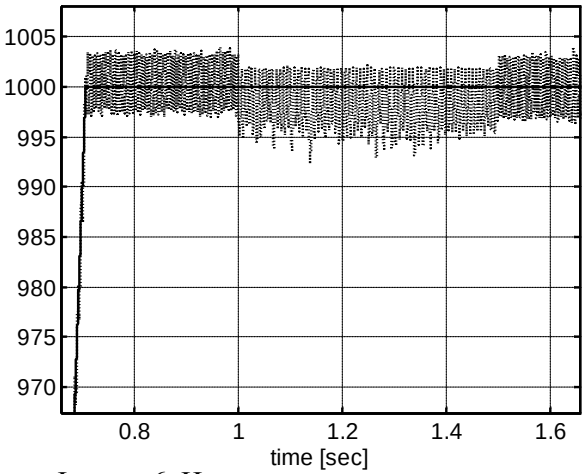
Фигура 2.Изменение на скоростта двигателя заедно със зададената скорост



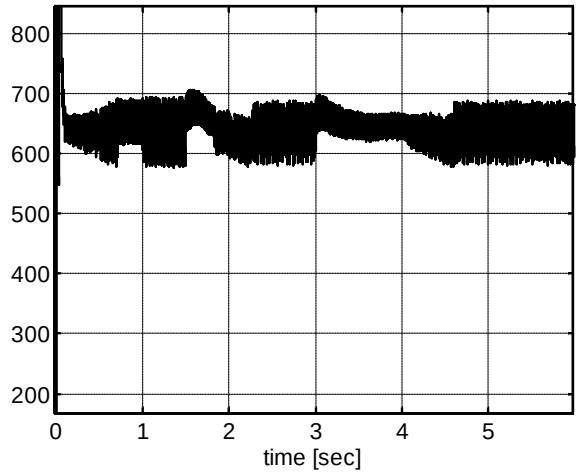
Фигура 5.Тока на статора на двигателя



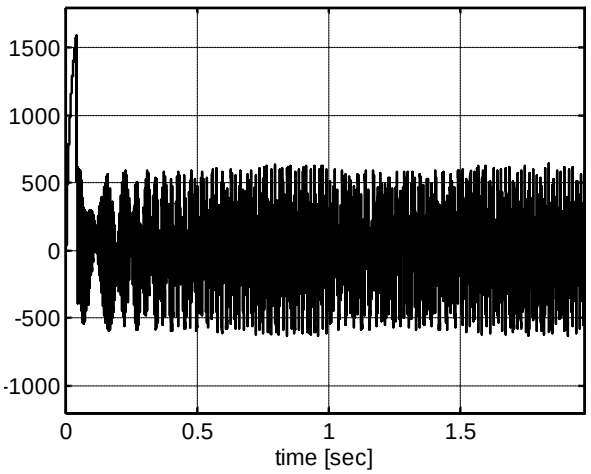
Фигура 3.Изменение на скоростта двигателя заедно със зададената скорост



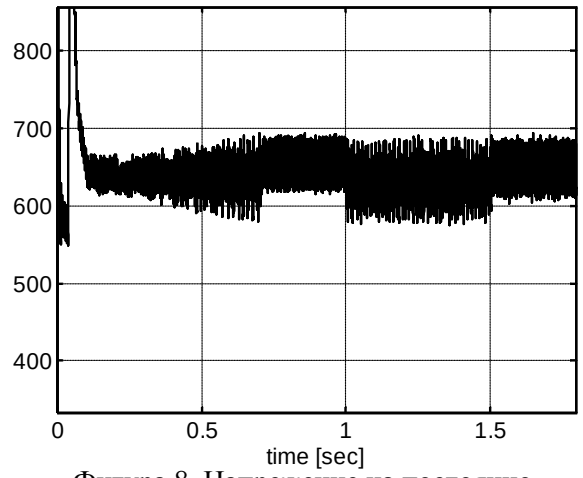
Фигура 6. Изменение на скоростта двигателя заедно със зададената скорост



Фигура 6. Напрежение на постояннотоковата страна



Фигура 7. Ток на статора на двигателя



Фигура 8. Напрежение на постояннотоковата страна

На фигури 6÷9 са показани графиките при изменение на натоварването на двигателя при постоянна скорост на въртене на ротора.

VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложен е адаптивен регулатор на скорост при векторно управление на асинхронно задвижване. Адаптивният регулатор използва идентификационен метод за оценка параметрите и променливите на идентификационния модел. Идентифицираните параметри и променливи на минимален модел за идентификация се използват в астатичния скаларен модален регулатор с мащабиращ коефициент. Адаптивният регулатор в реално време изчислява управляващ сигнал, подаван на преобразователя на честота, захранващ асинхронния двигател.

В среда на Matlab е създаден модел на асинхронно задвижване с предложения адаптивен астатичен скаларен модален регулатор за векторно управление на двигателя. С помощта на модела са изследвани различни преходни режими, предизвикани от изменение на заданието за скорост и на съпротивителния момент. Получените експериментални резултати показват ефективността на предложеното адаптивно управление, като задвижването има много добри динамични характеристики и точност на изпълнение на заданието на оператора.

LITERATURE:

[1] Blaschke F., The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating machines. Siemens Review, Vol.39, pp.217-220, 1972.

[2]. Novotny D. W. and Lipo T. A., Vector Control and Dynamics of AC Drives. Oxford, UK: Clarendon, 1996.

[3]. Betz R.E., Introduction to Vector Control of Induction Machines, University of Newcastle, Australia, February 24, 2000, 142 p.

[4]. Holtz J., Sensorless Control of Induction Motor Drives, Proceedings of the IEEE, Vol.90, No.8, Aug., 2002, pp.1359-1394.

[5]. Holtz J., Sensorless Control of Induction Machines - With or Without Signal Injection? IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.53, No.1, Feb. 2006, pp.7-30.

6] De Doncker R. W., Novotny D. W., The Universal Field Oriented Controller, IEEE Transactions on Industry Application, Vol.30, No.1, pp. 92-100, 1994.

[7] Wai R.-J. and Lin K.-M., Robust Decoupled Control of Direct Field-Oriented Induction Motor Drive, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.52, No.3, pp. 837-854, Jun. 2005.
[8] de Wit P., Ortega R. and Mareels I., Indirect Field Oriented Control of Induction Motors is Robustly Globally Stable, IEEE conference on Decision and Control, Vol.3, pp.2139-2144, 1995.
[9] Benchaib A., Tadjine M. and Rachid A., Sliding Mode Control of an Induction Motor with Unknown Load: Application on a Digital-Signal-Processor-Based System, International Journal of System Science, Vol.30, No.8, pp. 849-863, 1999.
[10] Wishart M. T., and Harley R. G., Identification and Control of Induction Machines Using: Artificial Neural Networks, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.31, No.3, May/June, 1995, pp.612-619
[11] Ba-razzouk A., Cheriti A. and Olivier G., A Neural Network Based Field Oriented Control Scheme for Induction Motors, IEEE Industry Applications Society Annual meeting, New Orleans, Louisiana, Vol.2, pp.804-811, Oct. 1997.
[12] Wang J. B. and Liaw C. M., Indirect Field-oriented Induction Motor Drive with Fuzzy Detuning Correction and Efficiency Optimization Controls, IEE Proc.-Electrical Power Applications, Vol.144, No.1, pp.37-45. 1997.
[13] Volosencu C., Control of Electrical Drives Based on Fuzzy Logic, WSEAS Transactions on Systems and Control, Issue 9, Volume 3, September 2008, pp.809-822.
[14] El-kholy E. E., High Performance Induction Motor Drive Based on Adaptive Variable Structure Control, Journal of Electrical Engineering, Vol.56, No.3-4, pp.64-70
[15] Kim W-S., Lee K-B., Huh S-H. and Blaabjerg F., Robust Sensorless Control for Induction Motor Drives Fed by a Matrix Converter with Variable Structure Model Reference Adaptive, 1-4244-0655-2/07/©2007 IEEE pp.2423-2427
[16] Nikolov N. N., Study of algorithms for synthesis of state modal adaptive regulators, Ph.D dissertation, Dept. of Computing and Automation, Technical University of Varna, Bulgaria, 2008.
[17] Sotirov L. N., Selected chapters from modern control theory, Technical University of Varna, Bulgaria 1998

Contacts: Nikolay Djagarov, Department of Power Delivery and Electrical Equipment, Technical University of Varna, Varna, Studentska st. 1, Bulgaria
Phone: +359-52-383-265, Email: jagarov@ieee.bg

CHARACTERIZATION AND PERFORMANCE ANALYSIS OF A SENSORLESS INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR CONTROLLED BY AN ARTIFICIAL NEURAL NETWORK BASED ALGORITHM

Ahmed Mortuza Saleque, S.M. Ferdous, Mohd. Sadeed Al Hossain, Taisir Shahid, Syed Mustafa Khelat Bari, Md. Nayeemul Hasan

Abstract: Operation of permanent magnet synchronous motor requires position sensors on the rotor shaft when operates without damper winding. It is mandatory to determine the rotor position to operate this type of motor which requires the development of a precise rotor position measurement system. Depending on the type of application and performance desired from the motor, a position sensor with the required accuracy has to be selected. But the placement of position sensor is tedious, comparatively complex task and the sensor itself is somewhat expensive. An additional signal acquisition and processing circuit with sufficient precision and accuracy is required at the same time. That's why an Artificial Neural Network (ANN) based algorithm is developed and proposed to detect the rotor position. Sensor is replaced with an intelligent self learning ANN algorithm. A simulation model derived from the mathematical model of the IPMSM drive system is developed using the proposed algorithm. Simulations of the drive system under different operating conditions were carried out to study the performance and dynamic behavior of the torque-speed characteristics. It has been observed that the proposed control methodology provides desired rotor angle estimation in order to control the speed and also provides very fast speed response in case of any kind of load variation. The machine model along with the proposed algorithm was simulated in a Pentium-based PC with C++ environment. For simulation purpose Microsoft Visual Studio 6.0 is used and Origin lab 8.0 is used for plotting the numerical data obtained through the simulation.

Keywords: Artificial Neural Network, IPMSM, PID controller, sensorless control, Space Vector Modulation.

I. INTRODUCTION

Permanent Magnet Synchronous Motors are extensively used for traction, servomechanism, position control and electric vehicle due to its attractive and inherent characteristics like- high power density, high torque / inertia ratio, wide speed operating range, high efficiency and less maintenance. However it has limited use in industrial application due to its high unit cost and only a cost effective optimized design will enable it to be adopted widely in different types of industrial and commercial application [1]. The constructional features of an IPMSM are similar to the synchronous/induction motors where the only difference is that the air gap magnetic field is produced by permanent magnets [2]. At the same time it also requires the measurement of the position of the rotor to determine the speed of rotation and to generate a supply current at the same frequency of rotation. These characteristics demand the need for a complex power electronics based controller circuit with equivalent power rating and control range designed on the basis of some advanced control algorithms. For control purpose PMSM requires position sensing devices/ sensors like- position encoders or resolvers. These sensors must produce a signal that can be directly related to the instantaneous position of the rotor. To achieve the best possible performance from each type of PMSM depending on the type of application, an appropriate control strategy has to be implemented [3]. Between the two types of PMSM namely- trapezoidal type and sinusoidal type; the later one offers the best performance when driven by sinusoidal currents. The sinusoidal voltage waveform is created by using the space vector modulation technique. Several control algorithm [4], [5], [6] have been evolved for achieving high performance vector control of the PMSM. Such algorithm made it possible to exhibit almost all the characteristics of a DC motor in PMSM and at the same time overcomes the disadvantages encountered in DC motors. In this method, torque and flux are decoupled from each other like in DC motors [7].

An inherent problem with PMSM is that the field flux is constant and hence not adjustable. The back EMF remains proportional to the speed even in the over speed range. For constant speed operation this feature is acceptable but in case of any adjustable speed application field control is inevitable as voltage control method will increase the ratings. For such an application field oriented

control is required. In this paper an Artificial Neural Network based flux estimator has been developed and simulated to study the controller as well as the motor characteristics for different operating conditions. At the same time, the control scheme eliminates the need of any position sensors as the flux and load angle are estimated using recurrent neural network. Elimination of sensors makes the design robust and more immune to disturbances as non-linearities like back-lash, vibration, temperature variations are reduced.

Many researchers have been working in this area to sense the rotor position in order to provide better performance of IPMSM. In 1986 Sebastian, T., Slemon, G. R. and Rahman, M. A. described permanent magnet synchronous motor advancements and presented in equivalent electric circuit models [8]. For such motors, they compared computed parameters with measured parameters. They provided some experimental results for determination of parameters based on laboratory tests. In this paper, the total characteristic of motor is simulated using the mathematical model and proposed algorithm. Input parameters like voltage/current and output parameters like speed/torque/load angle are simulated and compared with the actual value. It has been observed that the algorithm was effective in estimating the parameters. Based on estimated and calculated values, transient and steady-state speed response, load torque, response to the variation of load and speed reversal are obtained and plotted in time domain.

II. MODELING OF IPMSM

IPMSM motors have interior mounted permanent magnet rotor. Each permanent magnet is mounted inside the rotor. It is not as common as the surface- mounted type but it is a good candidate for high-speed operation. There is inductance variation for this type of rotor because the permanent magnet part is equivalent to air in the magnetic circuit calculation. These motors are considered to have saliency with q axis inductance greater than the d axis inductance ($L_d < L_q$).

Detailed modeling of PM motor drive system is required for proper simulation of the system. The d-q model has been developed on rotor reference frame as shown in figure 1. At any time t, the rotating rotor d-axis makes and angle with the fixed stator phase axis and rotating stator mmf makes an angle with the rotor d-axis. Stator mmf rotates at the same speed as that of the rotor.

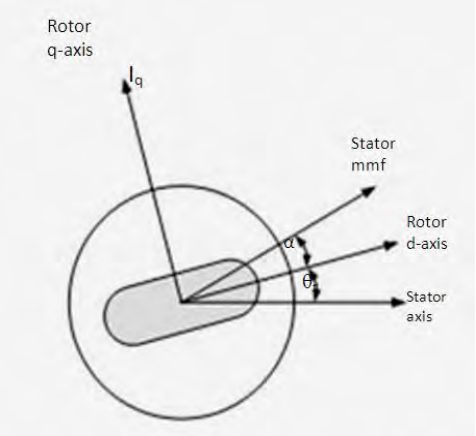


Figure 1. Axis orientation of IPMSM

To simplify the mathematical model for easier simulation the model of PMSM without damper winding has been developed on r otor reference frame using the following assumptions:

1. Saturation is neglected.
2. The induced EMF is sinusoidal.
3. Eddy currents and hysteresis losses are negligible.
4. There are no field current dynamics.

1. Equivalent Circuit and Related Equations

A mathematical model of the IPMSM is required for proper simulation of the system and to design suitable controller thereof the motor has saliency effect and mutual coupling between coils. The equivalent circuit for the IPMSM can generally be developed along d-q axes fixed along the physical poles of the motor with normal assumptions as shown in figure 2.

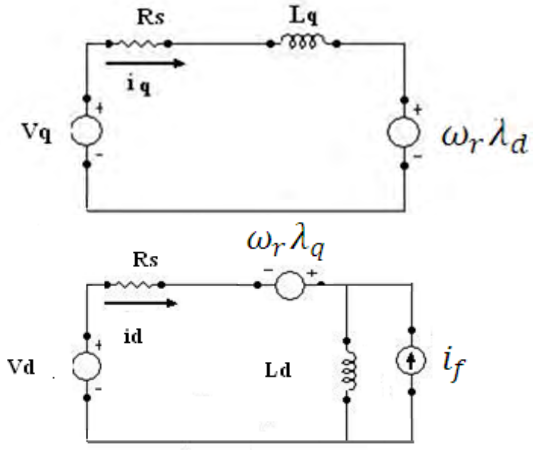


Figure 2. Electrical equivalent d-q model of IPMSM

From the d-q modeling of the motor using the stator voltage equations the equivalent circuit of the motor can be derived.
The voltage equations are as follows.

$$V_q = R_s i_q + \omega_r \lambda_d + \rho \lambda_q \text{ ------(1)}$$

$$V_d = R_s i_d - \omega_r \lambda_q + \rho \lambda_d \text{ ------(2)}$$

Flux Linkages are given by

$$\lambda_q = L_q i_q \text{ ----------(3)}$$

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_f \text{ ----------(4)}$$

Substituting equations (3) and (4) into (1) and (2)

$$V_q = R_s i_q + \omega_r \left(L_d i_d + \lambda_f\right) + \rho L_q i_q \text{ ------(5)}$$

$$V_d = R_s i_d - \omega_r L_q i_q + \rho\left(L_d i_d + \lambda_f\right) \text{ -----(6)}$$

Arranging equations (5) and (6) in matrix form

$$\begin{pmatrix} V_q \\ V_d \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + \rho L_q & \omega_r L_d \\ -\omega_r L_q & R_s + \rho L_d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_q \\ i_d \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \omega_r \lambda_f \\ \rho \lambda_f \end{pmatrix}$$

---------- (7)

The developed torque motor is being given by

$$Te = \frac{3}{2}\left(\frac{P}{2}\right)\left(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d\right) \text{ -------(8)}$$

The mechanical Torque equation is

$$Te = T_L + B\omega_m + J\frac{d\omega_m}{dt} \text{ ------(9)}$$

Solving for the rotor mechanical speed form equation (ix)

$$\omega_m = \int \left(\frac{T_e - T_L - B\omega_m}{J}\right) dt$$

and $$\omega_m = \omega_r \left(\frac{2}{p}\right) \text{ ------(10)}$$

In the above equations ω_r is the rotor electrical speed where as ω_m i s the rotor mechanical speed.

2. Axis Transformation

In electrical engineering, direct quadrature–zero (or *dq*0 or *dqo*) transformation or zero–direct–quadrature (or 0*dq* or *odq*) transformation is a m athematical transformation used to simplify the analysis of three-phase circuits. In the case of balanced three-phase circuits, application of the dqo transform reduces the three AC quantities to two DC quantities. Simplified calculations can then be carried out on these imaginary DC quantities before performing the inverse transform to recover the actual three-phase AC results. It is often used in order to simplify the analysis of three-phase synchronous machines or to simplify calculations for the control of three-phase inverters. The dqo transform is often referred to as Park's transformation [12].
The dqo transform applied to three-phase currents is shown below in matrix form:

$$I_{dqo} = T I_{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}$$

The inverse transform is:

$$I_{abc} = T^{-1} I_{dqo} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix}$$

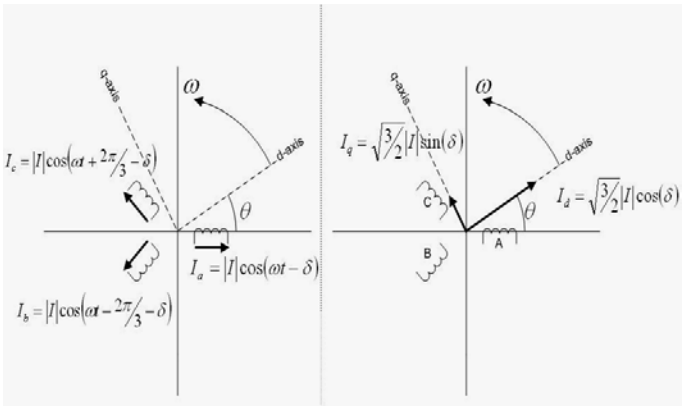


Figure 3. Geometric Representation

Figure 3 shown above is the dqo transform as applied to the stator of a synchronous machine. There are three windings separated by 120 physical degrees. The three phase currents are equal in magnitude and are separated from one another by 120 electrical degrees. The three phase currents lag their corresponding phase voltages by δ. The d-q axis is shown rotating with angular velocity equal to ω, the same angular velocity as the phase voltages and currents. The d axis makes an angle θ = ω*t* with the A winding which has been chosen as the reference. The currents I_d and I_q are constant DC quantities.

III. CONTROLLER REALIZATION FOR THE PROPOSED ALGORITHM

Control of PM motors is performed using field oriented control for the operation of synchronous motor as a dc motor. The stator windings of the motor are fed by an inverter that generates a variable frequency variable voltage. Instead of controlling the inverter frequency independently, the frequency and phase of the output wave are controlled using a position sensor as shown in figure 4 [9].

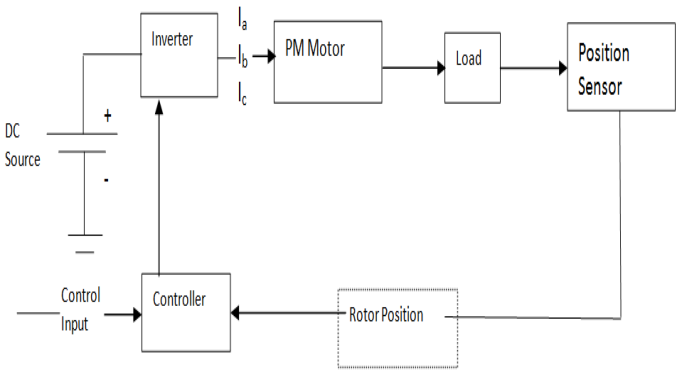


Figure 4. A Self Controlled Synchronous Motor

For this kind of control system the control needs knowledge of the position of the instantaneous rotor flux or rotor position of permanent magnet motor. This needs a resolver or an absolute optical encoder. Knowing the position, the three phase currents can be calculated. Its calculation using the current matrix depends on the control desired. Some control options are constant torque and flux weakening. These options are based in the physical limitation of the motor and the inverter. The limit is established by the rated speed of the motor, at which speed the constant torque operation finishes and the flux weakening starts.
This limitation can be eliminated by using our proposed ANN based sensorless control. The steps of ANN based sensorless control are as follows.

1. Space Vector Modulation

Space vector modulation (SVM) is an algorithm for the control of pulse width modulation (PWM). It is used for the creation of alternating current (AC) waveforms; most commonly to drive 3 phase AC powered motors at varying speeds from DC using multiple class-D amplifiers. There are various variations of SVM that result in different quality and computational requirements. One active area of development is in the reduction of total harmonic distortion (THD) created by the rapid switching inherent to these algorithms [4].
The rotating stator flux linkage wave ψ_s generates induced voltages in the stator windings which are described by

$$v_s = \frac{d\psi_s}{dt} \text{----------(11)}$$

$$\text{Where, } v_s = \frac{2}{3}(v_a + v_b + v_c) \text{-----(12)}$$

is the stator voltage space vector defined by the three stator phase voltages v_a, v_b and v_c. The term 2/3 comes for considering of power inversion transformation. The individual phase quantities associated to any space vector are obtained as the projections of this space vector on the respective phase axes. Given the space vector v_s, for example, obtained phase voltages are

$$v_a = \Re e\{v_s\}$$

$$v_b = \Re e\{a^2 \cdot v_s\}$$

$$v_b = \Re e\{a \cdot v_s\} \text{----------(13)}$$

The space vector resulting from a ba lanced sinusoidal voltage system v_a, v_b, v_c of angular frequency ω_s is

$$v_s = V_s \cdot \exp(j\omega_s t) \text{-------(14)}$$

Which can be shown by replacing the phase voltages into equation (12)-
The reference voltage vector u^* can be generated from the machine command α and β axes voltages $v^*_{\alpha s}$ and $v^*_{\beta s}$ as:

$$u^* = \sqrt{v^{*\,2}_{\alpha s} + v^{*\,2}_{\beta s}}$$

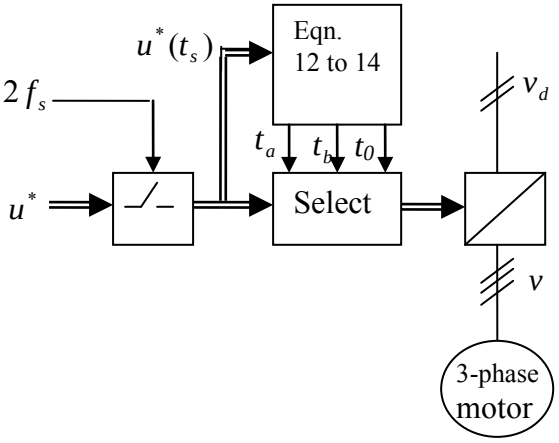


Figure 5. SVM signal flow diagram

Figure 6(a) shows the SVM principle. The reference vector u^* is sampled at the fixed clock frequency $2f_s$. If T_s is the sampling time then the sampled value reference voltage vector $u^*(t_s)$ is used to solve the equations

$$\frac{2}{T_s}\left(t_a u_a + t_b u_b\right) = u^*(t_s) \text{----------(15)}$$

$$t_0 = t_7 = \frac{1}{2}T_s - t_a - t_b \text{--------(16)}$$

where u_a and u_b are the two switching state vectors adjacent in space to the reference vector

u^*, and t_a, t_b, t_0 are the duration of the switching state vectors u_a, u_b, *and* u_0 as shown in figure 6(a).

$$t_a = T_s u^*(t_s)\frac{3}{\pi}(\cos\alpha - \frac{1}{\sqrt{3}}\sin\alpha) \quad (17)$$

$$t_b = T_s u^*(t_s)\frac{2\sqrt{3}}{\pi}\sin\alpha \quad (18)$$

$$t_0 = t_7 = \frac{1}{2}(T_s - t_a - t_b) \quad (19)$$

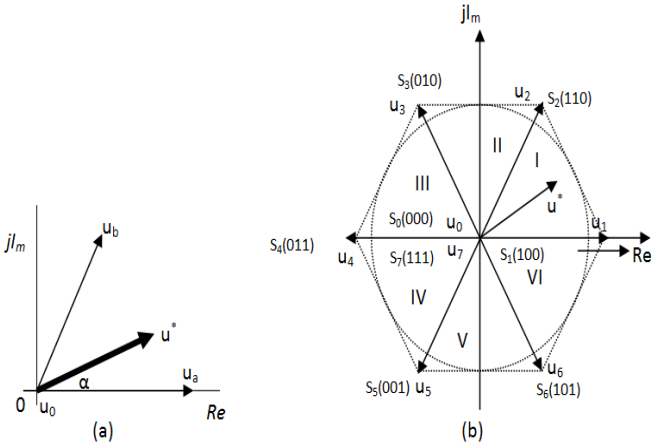


Figure 6. (a) Switching-state vectors shown in the first 60^0 sector, (b) All voltage vector space

Figure 6 shows the all voltage vector space. Switching states position indicates phase a, b or c and +ve or –ve indicate the switch connecting to +ve or –ve terminal of dc voltage.

2. *Artificial Neural Network (ANN)*

An Artificial Neural Network is an adaptive, most often nonlinear system that learns to perform a function (an input/output map) from data. Adaptive means that the system parameters are changed during operation, normally called the training phase. After the training phase the Artificial Neural Network parameters are fixed and the system is deployed to solve the problem at hand (the testing phase). The Artificial Neural Network is built with a systematic step-by-step procedure to optimize a performance criterion or to follow some implicit internal constraint, which is commonly referred to as the learning rule. The input/output training data are fundamental in neural network technology, because they convey the necessary information to "discover" the optimal operating point. The nonlinear nature of the neural network processing elements (PEs) provides the system with lots of flexibility to achieve practically any desired input/output map, i.e., some Artificial Neural Networks are universal mappers.

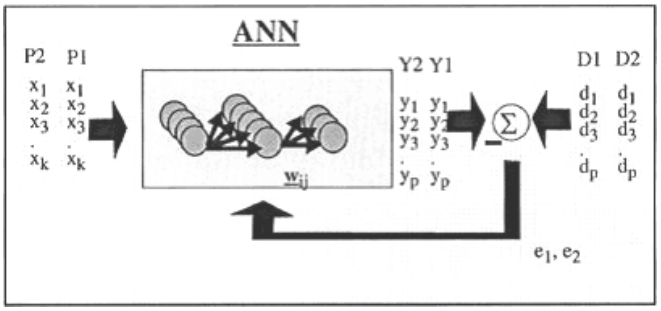


Figure 7. The block representation of Neural Computation

An input is presented to the neural network and a corresponding desired or target response set at the output (when this is the case the training is called supervised). An error is composed from the difference between the desired response and the system output. This error information is fed back to the system and adjusts the system parameters in a systematic fashion (the learning rule). The process is repeated until the performance is acceptable.

3. *PID controller*

The PID controller calculation (algorithm) involves three separate parameters, and is accordingly sometimes called three-term control: the proportional, the integral and derivative values, denoted *P*, *I*, and *D*. The *proportional* value determines the reaction to the current error, the *integral* value determines the reaction based on the sum of recent errors, and the *derivative* value determines the reaction based on the rate at which the error has been changing. The weighted sum of t hese three actions is used to adjust the process via a control element such as the position of a control valve or the power supply of a heating element. Heuristically, these values can be interpreted in terms of time: *P* depends on the *present* error, *I* on the accumulation of *past* errors, and *D* is a prediction of *future* errors, based on current rate of change.

By tuning the three constants in the PID controller algorithm, the controller can provide control action designed for specific process requirements. The response of the controller can be described in terms of the responsiveness of the controller to an error, the degree to which the controller overshoots the set point and the degree of system oscillation.

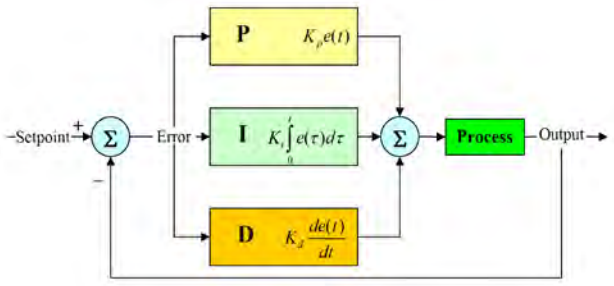


Figure 8. Block Diagram of PID Controller

The PID control scheme is named after its three correcting terms, whose sum constitutes the manipulated variable (MV). Hence:

$$\mathrm{MV(t)} = P_{\mathrm{out}} + I_{\mathrm{out}} + D_{\mathrm{out}}$$

4. *Proposed speed control scheme*

The purpose of a motor speed controller is to take a signal representing the demanded speed, and to drive a motor at that speed. Closed Loop speed control systems have fast response, but become expensive due to the need of feedback components such as speed sensors [2]. The operation of the controller must be according to the speed range. For operation up to rated speed it will operate in constant torque region and for speeds above rated speed it will operate in flux-weakening region. In this region the d-axis flux and the developed torque are reduced. T he process can be easily understood with the flow diagram in figure 9.

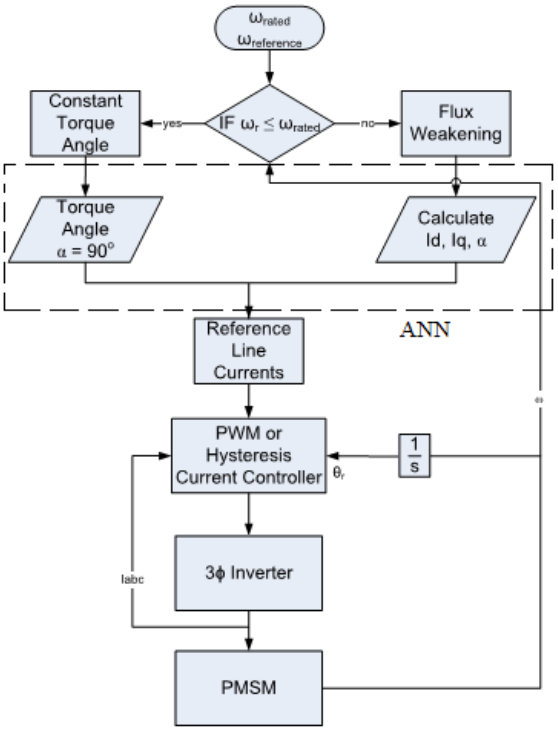


Figure 9. System Flow Diagrams

A control scheme proposed to implement the SVM based vector controlled IPMSM drive is shown in figure 10. The high performance control strategy is implemented in closed loop using PID controller in speed loop.

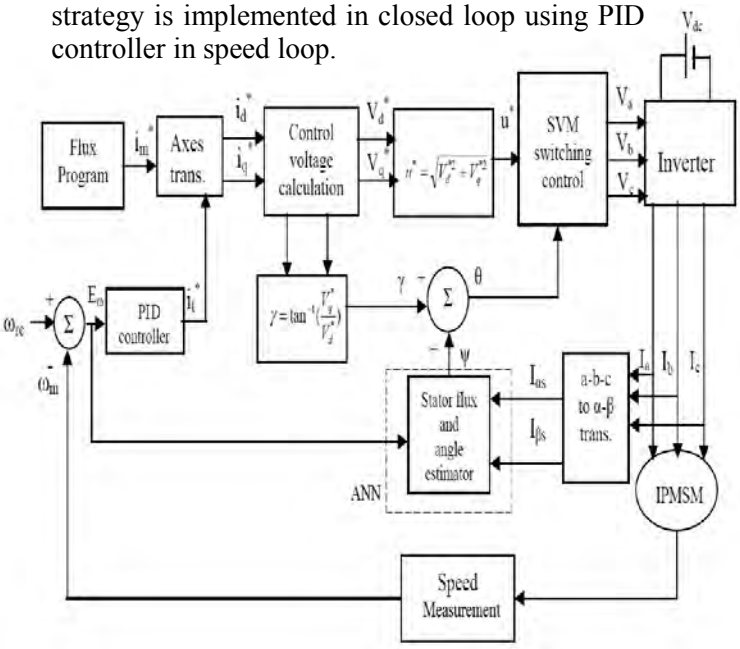


Figure10. Proposed Control Scheme of the IPMSM

5. *Real time recurrent neural network based flux estimator*

In single layer neural network the outputs can be connected with their input and thus the signals in the network can circulate continuously in a closed loop which enables in this case, to estimate the value of flux and in turn the load angle. Using such type of algorithm, the system no longer needs any signal related to the instantaneous position of the rotor generated by position sensors. But a speed sensor is needed to measure the actual speed of the motor and to compare with the reference speed.

In the proposed algorithm stator flux components are estimated from stationary α-, β- axis stator currents and speed error, E_ω. An equivalent RTRNN is then proposed which results in the following matrix equation.

$$\begin{bmatrix}\lambda_{\alpha s}(k+1)\\ \lambda_{\beta s}(k+1)\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}W_{11p} & 0\\ 0 & W_{22p}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\lambda_{\alpha s}(k)\\ \lambda_{\beta s}(k)\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}W_{11}\\ W_{21}\end{bmatrix} i_{\alpha s}(k) + \begin{bmatrix}W_{12}\\ W_{22}\end{bmatrix} i_{\beta s}(k) + \begin{bmatrix}W_{13}\\ W_{23}\end{bmatrix} E_\omega(k)$$

Where W_{11p} ,W_{22p} ,W_{11} ,W_{22} etc. are the weights of the RTRNN, which is shown in figure 6.

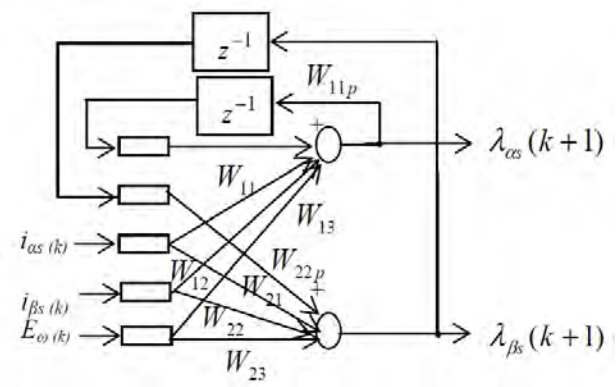


Figure 11. Stator flux estimation by RTRNN

IV. SIMULATION MODEL AND RESULT

Simulation studies have been conducted in order to test the performance of the drive system. The system under consideration equations was simulated in a Pentium-based PC with C++ environment. For simulation purposes the machine equations(i.e. equation 1,2 and 9) were modified and solved.

$$\text{Function [0]} = Vq + (-\text{R iq}) + (-L_d * \omega_m * P_p) i_d + (-Scif * \omega_m * P_p)$$

$$\text{Function[1]} = V_d + (-RI_d) + (L_q * \omega_m * P_p) i_q$$

$$\text{Function [2]} = T_e - T_L - B\omega_m$$

These differential equations are solved to find i_d, i_q, ω_m using RK 4th order method.

The rating and motor parameters used in this simulation are given in Appendix. The incremental time Δt for simulating the system is 50μs.

1. *Starting performance*

The motor was started with a command speed of 954 rad/sec from standstill condition. Figure 12(a) shows the simulated speed responses of the drive at rated load and rated speed conditions.

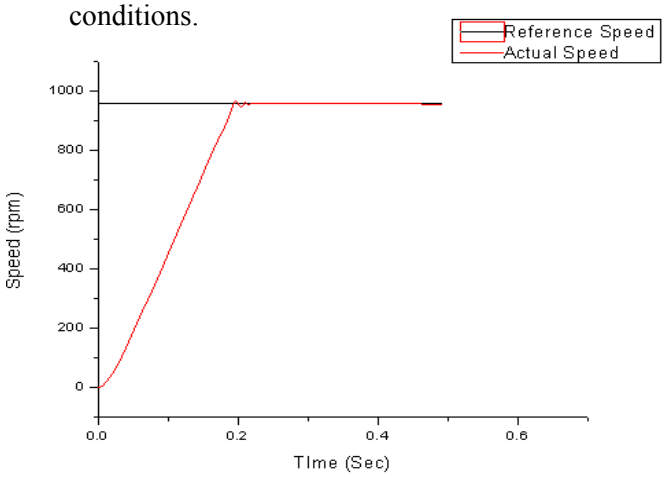


Figure 12(a). Simulated speed responses for the IPMSM drive at rated condition

It is seen that it follows the command speed as fast as possible at t=0.1 sec which is comparable to the conventional PI controlled motor. So, the IPMSM drive shows better performances as very fast speed response (time to reach set speed within 0.20 sec) with no overshoot. Figure 11(b) shows the developed torque.

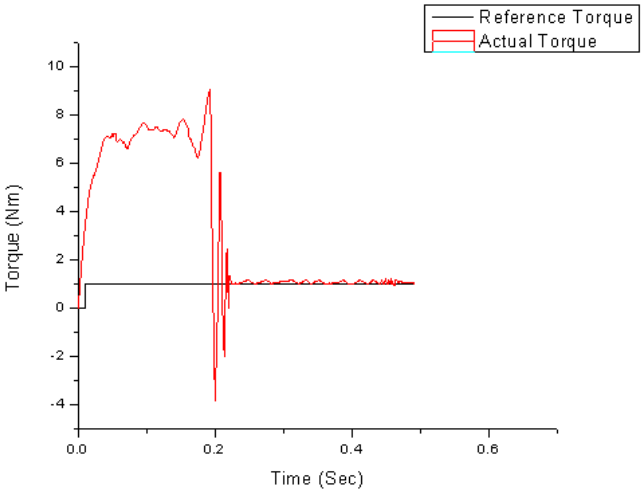


Figure 12(b). Developed torque of PMSM drive system

The developed torque oscillates around the load torque when the set speed is reached. It is noticed that higher electromagnetic torque is generated during the motor acceleration. Some oscillations in electromagnetic torque is noticed which is due to switching of the devices with hysteresis controller.

2. *Estimation of rotor angle for the IPMSM drive*

The actual rotor angle is calculated from the integration of rotor speed using following equation.

$$\theta_1 = \int \omega_r \, dt$$

Where,

$$\theta_1 = Actual\ rotor\ angle$$
$$\omega_r = Rotor\ Speed$$

In our proposed drive system we estimate the rotor angle by using artificial neural network.
Figure 13. shows the estimated and actual rotor angle for the IPMSM drive at starting condition which indicates that accurate flux estimation has been occurred.

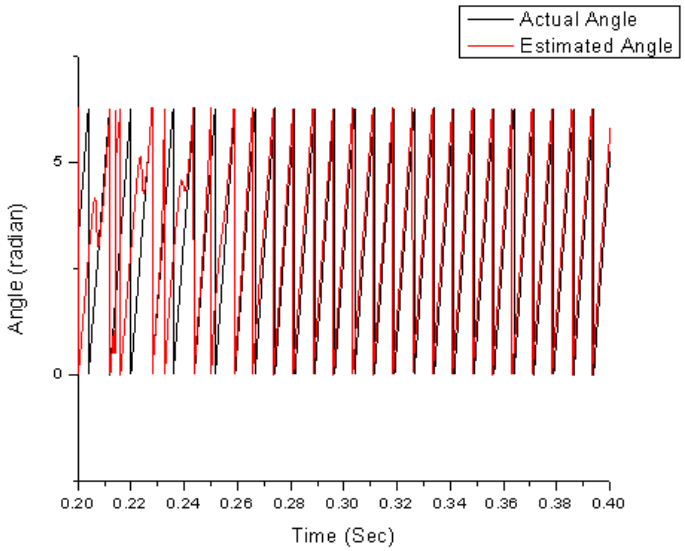
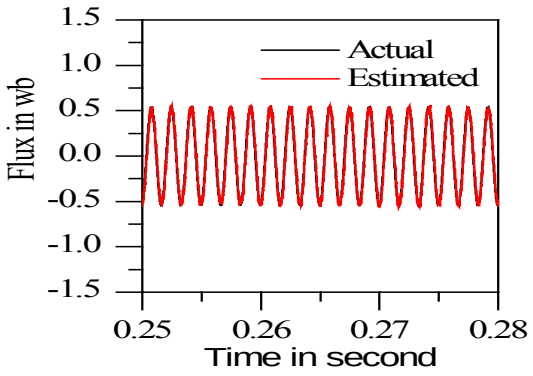
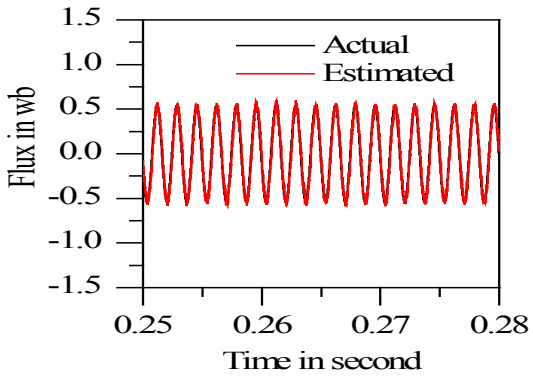


Figure 13. Estimated and actual rotor angle for the IPMSM drive at starting condition.

Flux components and angle estimation results are given below. It can be observed that the estimated flux matched with the actual flux.



(a)



(b)

Figure 14. (a) α-axis components of estimated and actual flux, (b) β-axis components of estimated and actual flux

3. *Direct axis and quadrature axis currents*

The direct axis and quadrature axis currents are shown below. It is observed that at transient condition the value of direct axis and quadrature axis currents are high but at steady state condition they become stable.

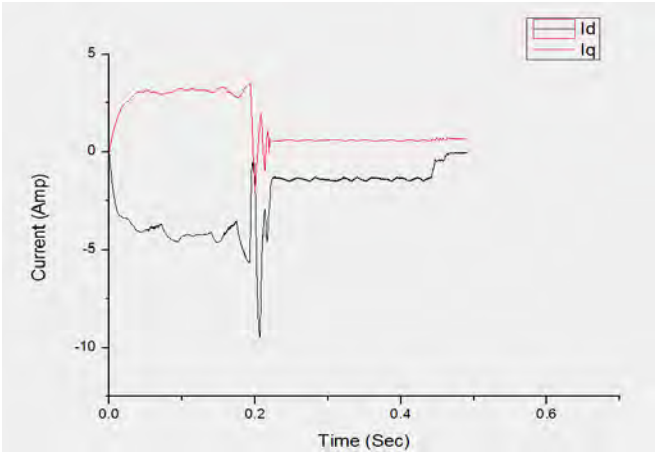


Figure 15. Direct axis and quadrature axis Currents Vs Time

4. *Two components of load torque*

The load torque of an IPMSM motor can be defined by

$$T_e = 3.0 * P/2.0 * \{Scif * Iq + (Ld - Lq) * Id * Iq\};$$

The load torque of an IPMSM motor can be divided into two parameters.

i)Permanent Magnet Torque

ii) Reluctance Torque

The equations of permanent magnet torque and reluctance torque are given below. Permanent Magnet Torque= 3.0*Pp/2.0* Scif*Iq;
Reluctance Torque= 3.0*Pp/2.0*(Ld-Lq)*Id*Iq;

Figure 16. shows the plot of two load torque components. It is observed that at transient condition the value of permanent magnet torque and reluctance torque are unstable. But at steady state they become stable.

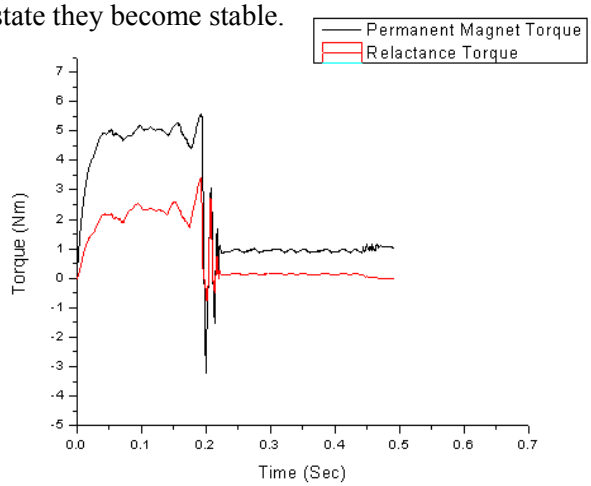


Figure 16. Two components of Load Torque Vs Time

Here the value of p ermanent magnet torque is positive and near about 1.5 Nm. The value of reluctance torque is negative and near about zero. At steady state condition the summation of permanent magnet torque and reluctance torque is always equal to the value of load torque.

5. Performance under Different Operating Conditions:

(a) Sudden Change of Load Torque

Initially the motor starts from standstill with load torque 1.0 Nm. Suddenly at t=0.30 sec load torque is increased to 3.0 Nm. The developed electromagnetic torque and speed response with change of load at t=0.30 sec is given in figure 17 (a) and 17(b). Sudden application of load torque causes a ne gligible oscillation in speed. The steady-state error is almost negligible.

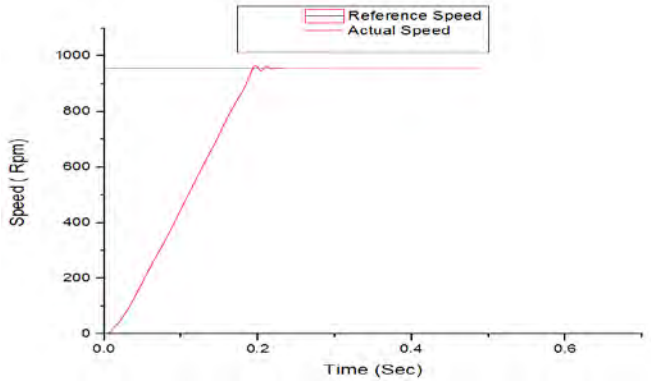


Figure 16(a). Speed Vs Time

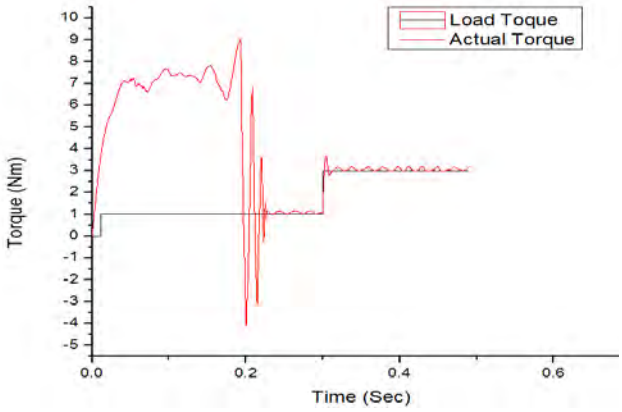


Figure 16(b). Torque Vs Time

So, for IPMSM there is no effect over speed during sudden change of load torque at steady state condition though the load torque slightly oscillates about its final value.

(b) Effect of sudden change of load over the two components of load torque

Initially the motor starts from standstill with load torque 1.0 Nm. Suddenly at t=1.0 sec load torque is increased to 3.0 Nm. The developed permanent magnet torque and reluctance torque with change of load at t=1.0 sec is given in figure 18(a).

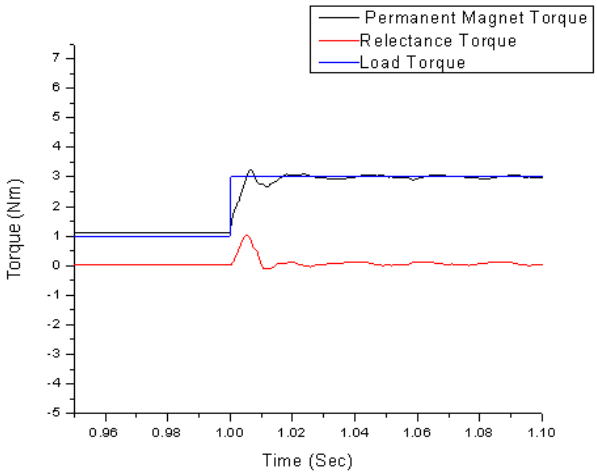


Figure 18(a). Two components of Load Torque Vs Time (Zoom)

At Time=1.0 sec when load torque is increased only then there is an existence of reluctance torque for a brief period which diminishes when the motor torque reaches its steady state value.

The two torque components for a large period of time including starting and loading transients are shown in Figure 18. (b). Initially the reluctance torque was positive and then it becomes negative and remains negative until the increase in load torque at t=1.0 sec. But at Time=1.01 sec when Permanent Magnet Torque becomes greater than Load Torque then Reluctance Torque decreases and becomes negative. So, Reluctance Torque can be both positive and negative. This is a unique characteristic of IPMSM.

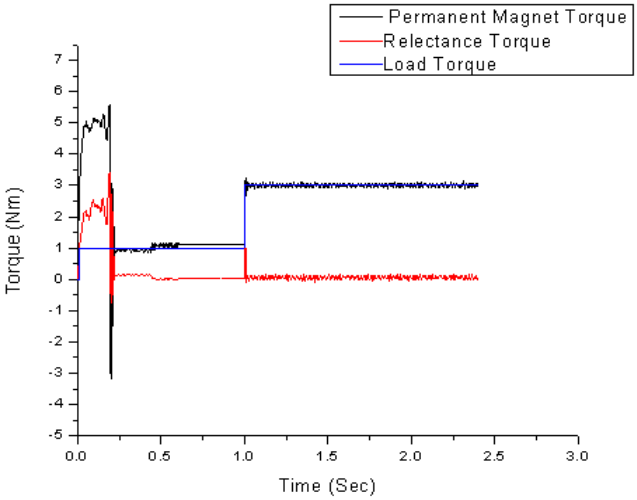


Figure 18(b). Two components of Load Torque Vs Time

(c)Effect of speed reversal on the two components of load torque

When the motor reaches at steady state condition then at time, t=0.30 sec suddenly the speed is reversed and being operated in reversed mode up to t= 0.50sec. The developed permanent magnet torque and reluctance torque with change of speed is given in figure 19(a). A zoom in version of the developed permanent magnet torque and reluctance torque with change of speed is shown in figure 19(b). At Time=0.3 sec when speed becomes reverse then Permanent Magnet Torque and Reluctance Torque decreases. But, the Actual Torque does not decrease instantly. When Time=0.41 sec then it decreases.

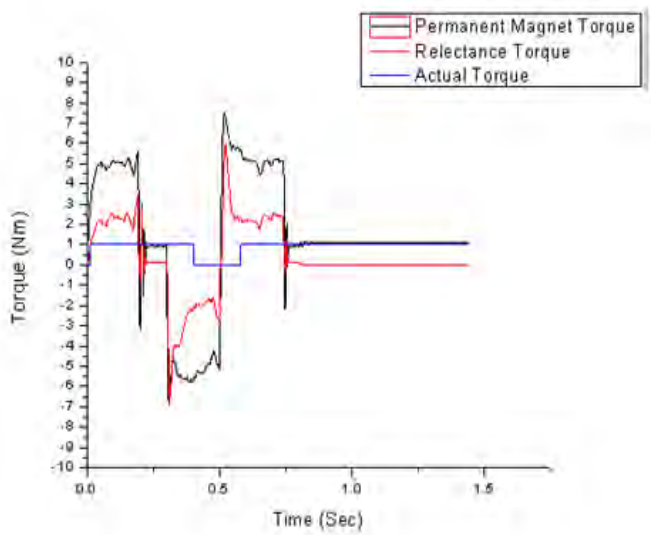


Figure 19 (a). Two components of Load Torque Vs Time

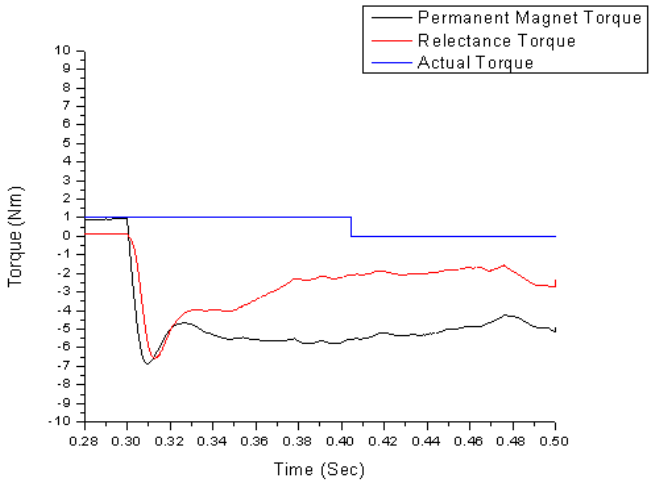


Figure 19(b). Two components of Load Torque Vs Time (Zoom)

So, for IPMSM permanent magnet and reluctance torque both can be negative.

(d)Effect of Reversal of Speed

Figure 20(a) shows the speed response for different set of speed. It is observed that the drive system follows a linear pattern and takes almost double time when the speed is reversed from +1500 rpm to -1500 rpm or vice versa in comparison to starting condition (0 to +1500 rpm). Figure 20(b) shows corresponding developed electromagnetic torque.

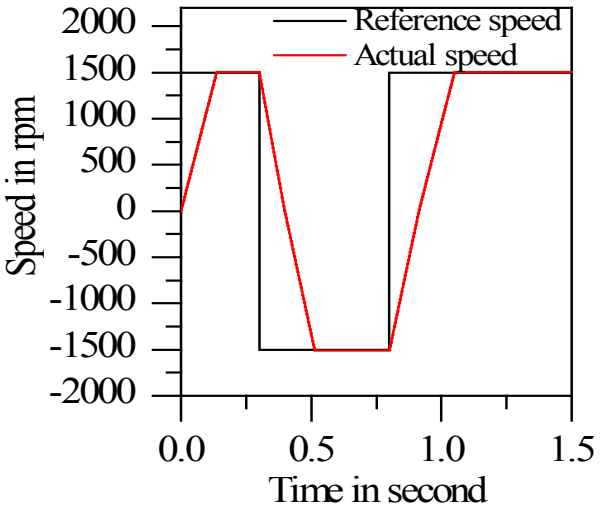


Figure 20(a): Speed response due to reversal of speed

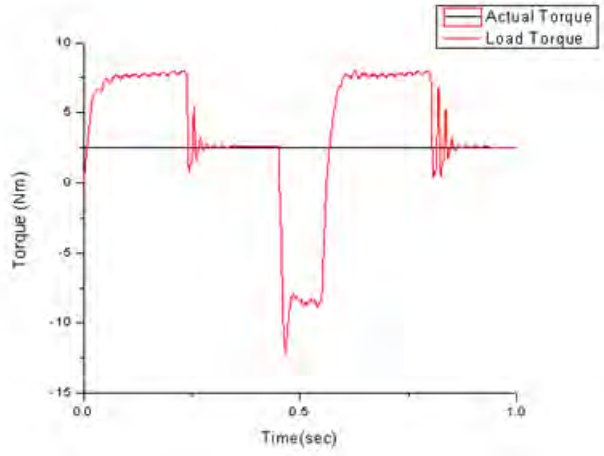
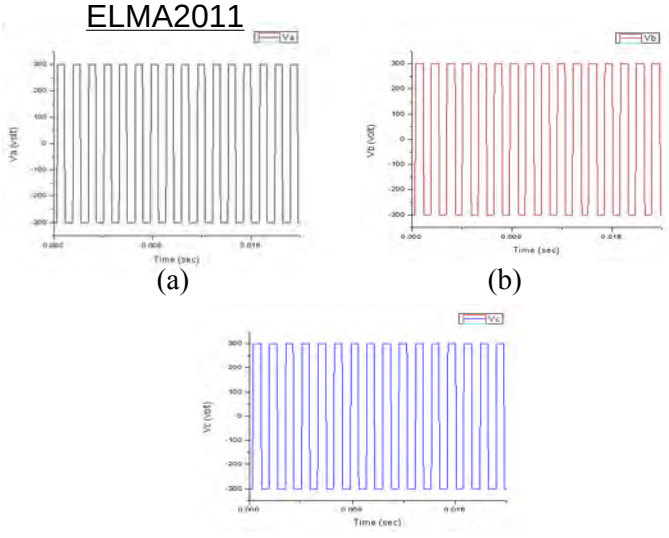


Figure 20(b): Developed electromagnetic torque for change in reference speed from 1500 rpm to -1500 rpm and again to 1500 rpm.

6. Three phase voltages and currents generated through space vector modulation:

The phase voltages V_a, V_b, and V_c generated through space vector modulation technique are transformed into d- and q-axes quantities V_d and V_q. Here the three phase voltages V_a, V_b, V_c are in rectangular waveform shown in Figure 21(a), (b) and (c) respectively.



(a) (b)

(c)

Figure 21. Three phase voltages generated by SVM technique.

Figure .22(a) shows three phase currents for the control scheme under transient condition. Figure. 22(b) shows three phase currents for the control scheme under steady-state condition. Very small switching notches are shown in actual current waveforms that do not affect the motor performance. The effectiveness of the hysteresis current controller is established from these figures.

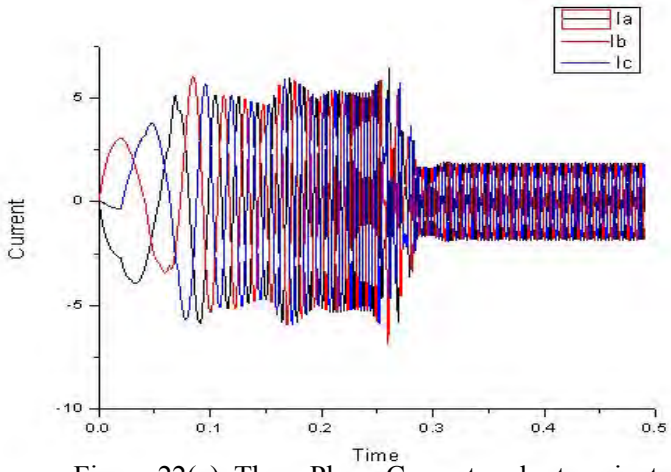


Figure 22(a). Three Phase Current under transient condition

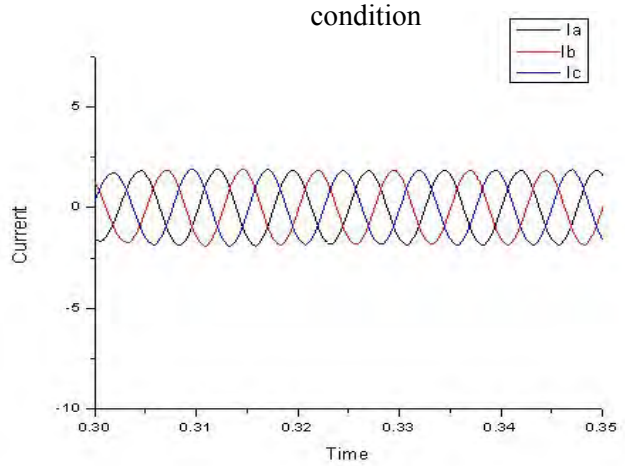


Figure 22(b). Three Phase Current under steady state condition

V. CONCLUSION AND FUTURE WORK

From the proposed scheme it was found out that the actual values matched closely with the reference values and this scheme performed well under different operating conditions. These type of simulation work helps to optimize the design to achieve best possible performance for a p articular type of application which also enables to reduce the costing of motors. From the simulation results obtained from the analysis, the concluding remarks are-

- Estimation of Flux and angle were correct as the estimated values are in phase with the actual values.
- The IPMSM reached the rated speed within a very short-time (approximately 0.2-0.3 seconds)
- Sudden change in load torque does not pose any effect over the load torque.

So, the proposed control scheme is accurate for the IPMSM. This scheme can also be implemented using Fuzzy Logic instead of ANN and also using Direct Torque Control in place of Space Vector Modulation. A Neuro-Fuzzy logic controller might be another option for further improvement of the proposed algorithm.

LITERATURE:

[1] Dhaoudi, R. and N.Mohan, "Design and Implementation of an Extended Kalman Filter for the state Estimation of a permanent Magnet Synchronous Motor" IEEE Transactions on Power Electronics, vol.6, no.3, 1991.

[2] Jahns, M.Thomas, "Flux Weakening Regime Operation of an Interior Permanent- Magnet Synchronous Motor", IEEE Transaction on Industry Applications, vol. IA-23, no.4, pp681-689, Jul/Aug.1987.

[3] Jahns, T.M., G.R.Kliman and T.W. Neuman, "Interior permanent Magnet Synchronous Motors for Adjustable speed Drives", IEEE Transaction on Industry Applications, vol. IA-22, no. 4, pp. 738-747, Jul/Aug. 1980.

[4] Chabaan, F.B., P.H. Mellor and K J Binns, "Practical Modeling of Permanent Magnet Synchronous Machines with Rare Earth Magnets", IEEE Annual Meeting, 1990, pp.140-145

[5] Gieras, J.F. and M.Wing, "Permanent Magnet Motors Drives", IEEE tutorial, PEDES, IIT Delhi, 1996.

[6] Parviainen, A.J., Pyrhonen and M Niemela, "Axial Flux Interior Permanent Magnet Syn, motor with Sinusoidally shaped magnets, "in Proc. X Int. Symp.

Electromagnetic Fields in Electrical Engineering Krakow, Poland, Sept. 2001, pp. 507-512.
[7] Rahman M.A., M. Vilathgamuwa, M.N.Uddin and K. Tseng, "Non-linear control of interior permanent magnet synchronous motor drive," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol.39, pp. 408-416, Mar/Apr. 2003.
[8] T. Sebastian, G. Slemon, and M. Rahman, "Modelling of permanent magnet synchronous motors," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 1069-1071, 1986.
[9] Modeling And Simulation Of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System by Enrique L. Carrillo Arroyo, University Of Puerto Rico.
[10] Meier, S.; Kuschke, M.; Norrga, S. "Space vector modulation for mutually commutated isolated three-phase converter systems" Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE Digital Object Identifier: 10.1109/PESC.2008.4592667 Publication Year: 2008 , Page(s): 4465 - 4471
[11] S. Morimoto, Y. Takeda and T. Hirasa, "Current phase control methods for permanent magnet synchronous motors", IEEE Trans, on Power Electr., Vol. 5, No. 2, 1990, pp. 133-139
[12] http://en.wikipedia.org/wiki/Dqo_transformation
[13]http://en.wikipedia.org/wiki/Space_vector_modulation

APPENDIX A:

The motor parameters, PI gains and weights used in the system are summarized below:
Interior permanent magnet synchronous motor,
Rating: 3-phase, 1 hp, 300 V, 3A, 50 Hz, 2-pole pair.

Parameters:

Stator resistance, R = 5.8 Ω
d-axis inductance, L_d = 0.0448 H
q-axis inductance, L_q = 0.1024 H
Motor inertia, J_m = 0.0087 Kg·m2
Rated torque, T_b = 6 N·m
Friction coefficient, B_m= 0.0008 Nm/rad/sec
Magnetic flux constant, ψ_f (rms) = 0.533 Wb
Speed loop: K_p = 0.30, K_i = 0.016
Weights of the RTRNN:
$W_{11p} = W_{22p}$ = 0.962,
$W_{11} = W_{22}$ =0.005,
$W_{12} = -W_{21}$ = 0.008,
$W_{13} = W_{23}$ = 0.0001.

Contacts:
Ahmed Mortuza Saleque, Department of Electrical and Electronic Engineering, American International University- Bangladesh, Banani, Dhaka-1213.
Phone: +880-1670283227,
Email: ahmed.saikot@gmail.com

S.M.Ferdous, Department of Electrical and Electronic Engineering, Islamic University of Technology, Board Bazar, Gazipur, Bangladesh -1704.
Phone: +880-1912669030,
Email: tanzir68@gmail.com

Md. Sadeed Al Hossain, Department of Electrical and Electronic Engineering, American International University- Bangladesh, Banani, Dhaka-1213.
Phone: +880-1556364886
Email: sadeed_666@yahoo.com

Taisir Shahid, Department of Electrical and Electronic Engineering, American International University-Bangladesh, Banani, Dhaka-1213.
Phone: +880-1717043489
Email: taisir_165@hotmail.com

Syed Mustafa Khelat Bari, Department of Electrical and Electronic Engineering, American International University- Bangladesh, Banani, Dhaka-1213.
Phone: +880-1713414242
Email: ryad@aiub.edu

Md. Nayeemul Hasan, Department of Electrical and Electronic Engineering, Islamic University of Technology Board Bazar, Gazipur, Bangladesh -1704.
Phone: +880-1552331487,
Email: nayeem01@yahoo.com

A SURFACE ELECTROMYOGRAM (sEMG) SIGNAL GUIDED CONTROL SYSTEM OF AN AUTOMATED WHEEL CHAIR FOR DISABLED USING NECK MUSCLE MOVEMENTS

S.M.Ferdous, Taslim Reza, Md. Nayeemul Hasan, Ahmed Al Mansur, Kazi Firoz Ahmed, A.Z.M.Shahriar Muttalib

Abstract: This paper discusses the exploratory research of a simple, effective and low cost design of a microcontroller based wheelchair using the sEMG signal collected from the neck muscles which will allow a disabled person to control the wheelchair only by using the movement of his neck. Among the different neck muscles, upper trapezius muscle has been chosen for collection of the sEMG signals which are used to move, control and navigate the wheel chair. The main purpose of the work is to design a cost-effective, easily affordable and accessible wheel chair for the disabled general masses where advanced attachments like on board computer, digital cameras, sophisticated sensors etc. are not being used, rather concentration has been paid on designing a more practical and simple but effective system using an electrically controlled differential drive with only two wheels.
Keywords: Automated Wheel Chair, Myoelectric Signal processing, sEMG, PID control.

I. INTRODUCTION

Over the years, the neurophysiology and biomechanics of muscle systems have been investigated quite extensively based on the research of surface EMG signal. Surface Electromyography (EMG) signals represent the electrical activity of a muscle during contraction [1]. The surface EMG signals are complex and non stationary time sequence that can be considered as direct reflection of the muscle activity [2]. In this work EMG signals collected from the muscles responsible for two types of movements of neck medically termed as – *flexion* (the movement in which the chin is lowered down toward the chest) and *lateral rotation* (rotation to the left or to the right towards the shoulder); are used as the controlling signal for the wheelchair movement. In the past decade, a number of simple yet effective hands-free human machine interfaces (HMI) are brought into applications using human physiological signals such as electromyography (EMG), electrooculography (EOG) and electro-encephalography (EEG). As can be seen in literature [1, 2], HMIs developed from these signals are used for hands-free control of electric-powered Wheelchairs. Li and Tan [3] propose a bimodal wheelchair control approach by integrating vision and speech controls. Matsumoto and Ino et al. [4] apply the recognition of head motion and eye gaze onto a locomotive wheelchair system. Ferreira and Silva et al. [5] proposed an HMI structure to control a robotic wheelchair by scalp EMG and EEG signals.

This paper presents a solution for those kinds of disabled people who are unable to spend a lot of money to buy a fancy wheelchair that requires on board computer and other expensive instruments. A simple structure and user friendly control system are used to control the wheelchair movement using only the movements of neck muscles. Generally this type of design would suit most to the people those who are totally disabled, that means completely unable to move their hand or leg. First part of the paper shows the extraction of EOG signal by elaborately analyzing the anatomy of the eye muscles and processing of those signals to make it compatible to use in conjunction with a microcontroller. Second part shows the structure and control mechanism of the wheelchair.

II. SENSING AND ACQUISITION OF sEMG SIGNAL

Myoelectric signals or surface electromyograms (sEMG) are produced during muscle contraction when ions flow in and out of muscle cells. When a nerve sends the signal to initiate muscle contraction a potential is developed across the muscle due to the movements of electrolytes. This ionic current can be converted into electronic current with Ag-AgCl electrodes placed on the surface of the skin of the contracting muscle. A typical EMG signal has an amplitude level of *0-5mV* with a frequency range of *0-500Hz* where the dominating frequency lies in the range of *50-150 Hz*.

1. Electrode Placement

There total three electrodes placed on the different muscles as shown in Fig.1. For signal acquisition the upper trapezius muscle is chosen where two electrodes – R (right) and L (left) have been placed. To obtain a reference point (the point with respect to that the potentials are being measured) a third electrode is placed at point G.

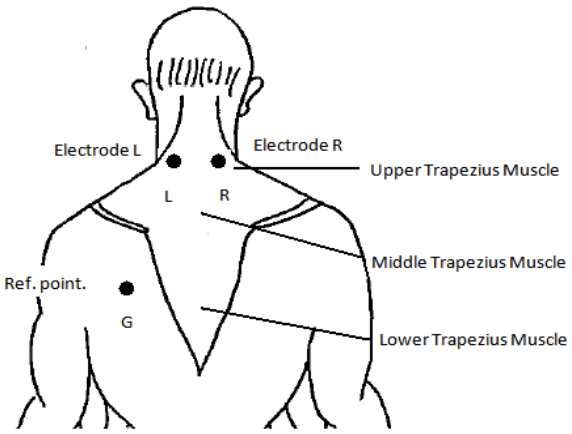


Figure 1. Placement of electrodes on different points of neck muscle for signal acquisition

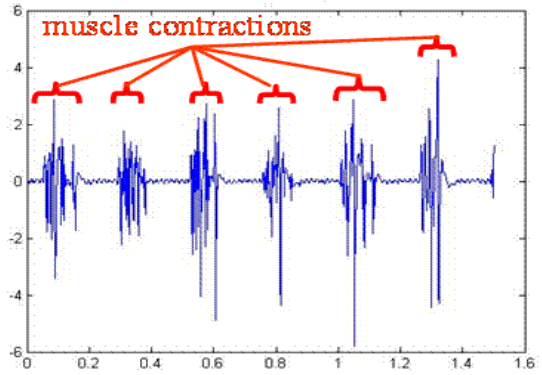


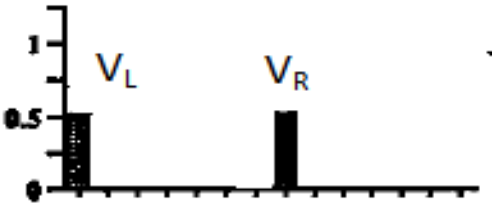
Figure 2. Generation of sEMG signals when muscles are contracted.

2. *Generation of sEMG signals from different movement of neck muscle*

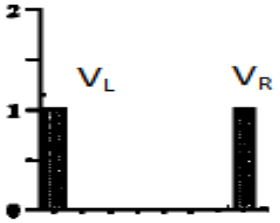
For navigating the wheel chair two types of rotation of neck muscle are considered- *Flexion* and *Lateral rotation*. From these movements four types of movement should be identified to control the motor. It has been observed that, different movements of trapezius muscle can produce voltages with different levels [6]. These are shown graphically with the help of following diagrams of Fig.3. [6].

3. *Signal Acquisition*

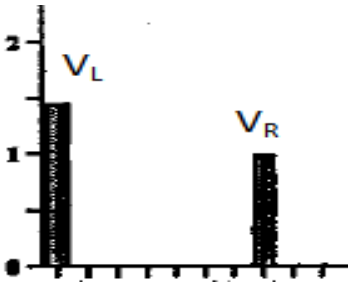
A signal acquisition model is developed to acquire the sEMG signal due to the movement of head. Acquired signals are processed, filtered and amplified to feed to a microcontroller which in turn will produce the necessary driving pulses of the motors to navigate the wheel chair. The functional blocks of the acquisition module and steps are shown in Figure.4.



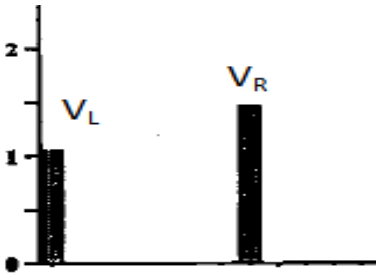
(a) Head at rest



(b) Head Flexion to 45°



(c) rotation of head to the left



(d) rotation of head to the right

Figure 3. Measured sEMG signal for trapezius muscle during different movements of head. V_L and V_R are the left and right electrode voltage respectively plotted in logarithmic scale. For Reference, $2 = \log_{10}(100\mu V)$ [6]

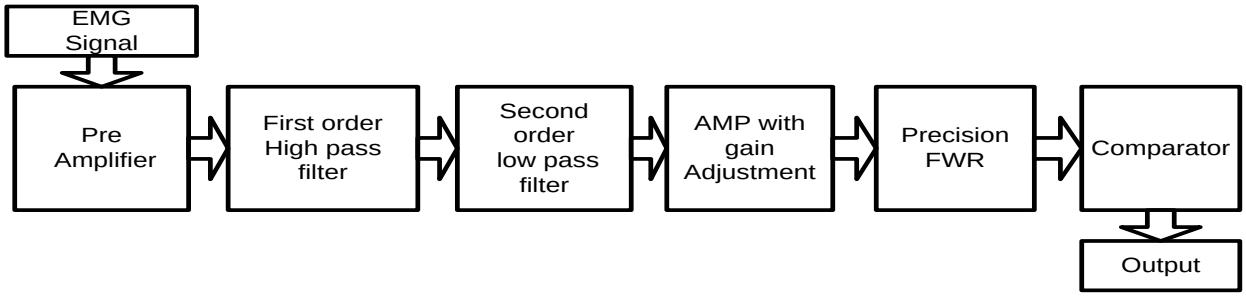


Figure 4. Steps and components of EOG signal acquisition

With exactly same process two identical acquisition modules are used to collect signals from the neck muscles. Generally the noise components are in the frequency range of 0-10 Hz (low frequency motion artifacts) and 500+ Hz (movement between electrodes and skin surface). By using a HPF and a LPF unwanted noises are filtered out. A 0-5V input is required for operation of a m icrocontroller and hence a precision rectifier along with an amplifier with adjustable gain is introduced to convert the bipolar sEMG into unipolar signal. At the final stage, a comparator with a threshold voltage level of 3V is used to clearly distinguished between the two different head movements as both the electrode (right/left) would produce some voltages during lateral rotation. But the muscle of a particular side will be more contracted if it is the side at which the head has been moved, and then the voltage generated by the electrode of that side would be higher compare to the other one. Hence the comparator will produce an output voltage high if the corresponding electrode along with its amplifier generates a v oltage greater than that. The circuit arrangements of the module and final acquired signal after processing are shown in Fig.5 and Fig.6 respectively.

III. SYSTEM DESIGN AND DEVELOPMENT

The system is capable of producing three movements- forward motion, left and right rotation. The wheelchair employs a differential drive system where the motion controller converts motor rotations into useful torques which are in turn mapped to wheel velocities. The differential drives used have two independent drive wheels on the left and right sides, enabling the chair to move at any desired directions. Casters on the front or back or both ends keep the chair level. The layout of the chair showing all the components are shown in Fig.7. Two 12V, 5A (60W) PMDC motor is used to drive the wheelchair where the motors are connected with a Bevel gear arrangement which are finally connected with the axis of the wheel.

IV. WHEEL CHAIR CONTROL AND NAVIGATION

Control for the two motors in the system is carried out by using an H- bridge motor controller. The driving signals are generated by the microcontroller which produces appropriate PWM signals for appropriate movement of the chair. Depending on the direction of movement

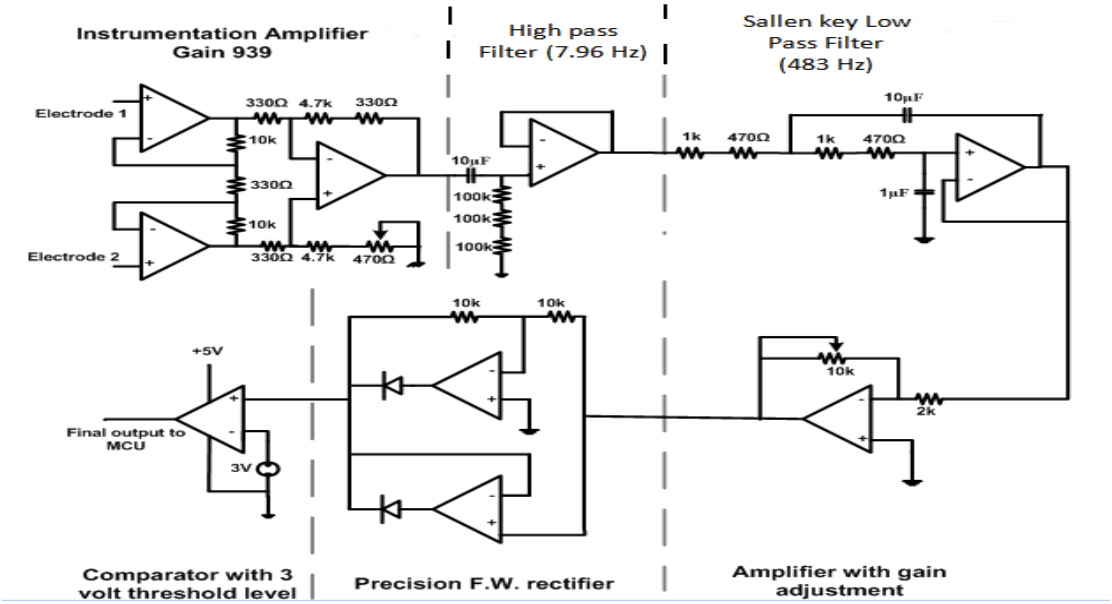


Figure 5. Complete circuit diagram of EOG signal acquisition model (Bioelectric Amplifier).

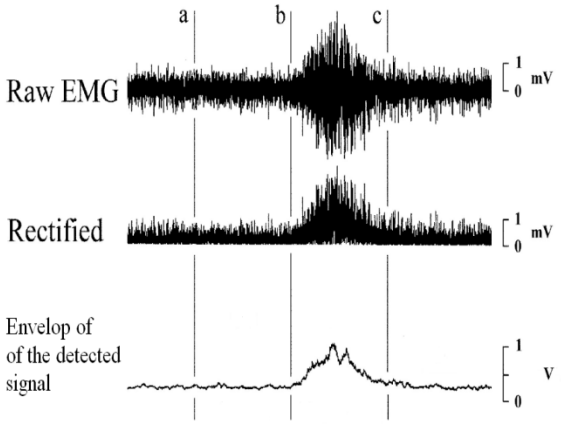


Figure 6. Detected sEMG output signal

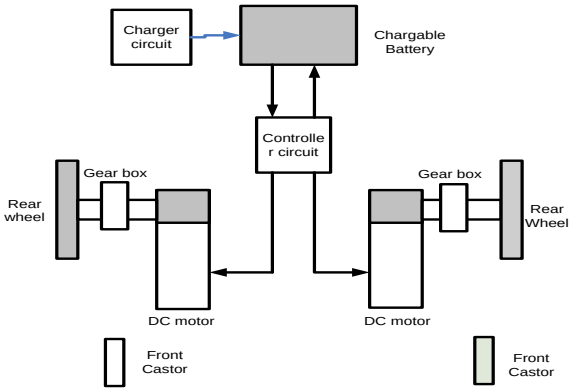


Figure 7. Layout design of the wheelchair

of the head, the associated neck muscle will force the corresponding electrode output to go high.

1. Motor Control Algorithm

The complete movement of the motor depending on the movement of the head is summarized in Table.1. A simple but effective algorithm is developed and implemented using the microcontroller. Depending on t he control algorithm the duty cycle of a pa rticular motor is varied to obtain the desired response from the system.

Based on the algorithm, next the controller is developed using the microcontroller. The control structure of the wheel chair is modeled in Figure.8. To obtain a smooth and fast response a PID controller is applied in the system. The error signal, e_1 is generated depending on the direction of movement and is assigned with a value enlisted in Table.1. Next the value is compared with a pre-assigned reference value which in turn will generate the necessary duty-cycle for the PWM signals.

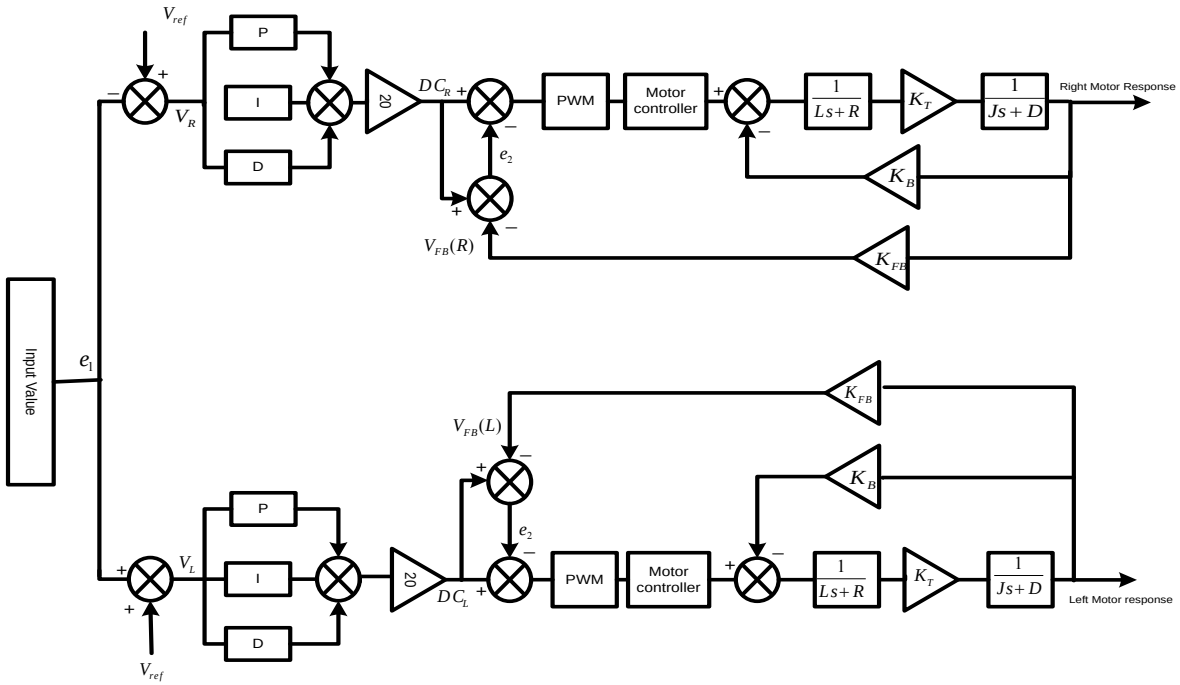


Figure 8. Block representation of the wheelchair control system

Right electrode output V_R	Left electrode output V_L	Position of Head	Wheel chair response	Assigned error value	Duty cycle (Right motor)	Duty cycle (left motor)
0	0	At rest	Forward	0	100%	100%
0	1	Rotating Left	Rotate counter clockwise	-2	60%	0%
1	0	Rotating right	Rotate clockwise	+2	0%	60%
1	1	Flexion (moving head downward)	START/STOP (depends on the previous state)	N/A	Turn ON/OFF the power supply to the motor	

Table 1. Control Algorithm for the movement of the motor

Duty-cycles are generated by following the equations. The PWM signal will operate a motor controller IC which will furnish sufficient amount of current and voltage from the power supply to run the motor.

The reference voltages are set as follows-

$V_{ref} = 5$ ..... (1)
$V_R = V_{ref} + e_1$.....(2)
$V_L = V_{ref} - e_1$.....(3)

For Right Motor (to rotate CW/ right)
Duty Cycle, $DC_R = 20V_R$; for $0 \le V_R < 5$....(4)
Duty Cycle, $DC_R = 0$; for $V_R \ge 5$..... (5)

For left Motor (to rotate CCW/ left)
Duty Cycle, $DC_L = 20V_L$; for $0 \le V_L < 5$.....(6)
Duty Cycle, $DC_L = 0$; for $V_L \ge 5$..... (7)

2. Feedback Control

Feedback is employed to ensure accuracy of the system designing a closed loop controller. Depending on the set value the motor will run at a particular speed. The speed of the motor is sensed by an Infra red transmitter- receiver and a pulse generating circuit. These pulses are sent to a frequency to voltage converter which is calibrated to produce 5 volts when the input signal has a frequency of 25 Hz (i.e. 25 pulses per second). The output voltage of an F/V converter is fed to microcontroller where it is sampled and stored using Analog to Digital converter. The Feedback signal, V_{FB} is then generated using the following equation implemented by the MCU.

$V_{FB} = (25/ 128) \times (\text{ADC value})$..... (8)

The total process of feedback signal acquisition is enlisted in Table 2.

PWM signal (reference of set value)	RPM of the motor	Voltage generated by the F/V converter.	ADC value (generated by the MCU)	Respective value assigned according to ADC	Feedback voltage V_{FB}
0%	0	0	0	0	0
20%	300	1	102	1	20
40%	600	2	205	2	40
60%	900	3	308	3	60
80%	1200	4	410	4	80
100%	1500	5	512	5	100

Table 2. Feedback signal acquisition and generation of V_{FB}

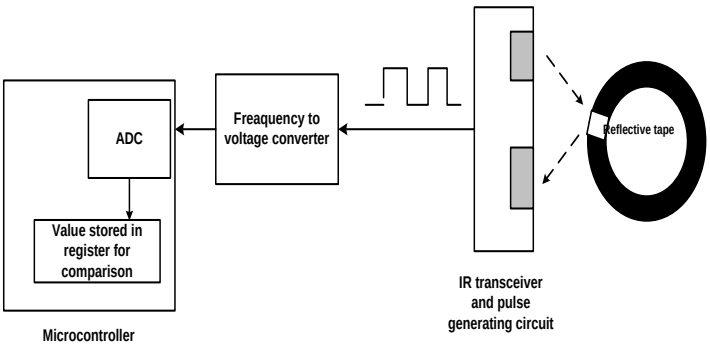


Figure.9. Block diagram representation of feedback signal acquisition

V. CONCLUSION AND FUTURE WORK

The design of the wheel chair along with its simple but effective algorithm suggests that, it can be a very good method to obtain system assisted mobility for the disabled. The accuracy and performance of the system depends greatly on the signal acquisition. So, the signal acquisition and processing module should be designed with great care. The simplicity of the system makes it a

perfect candidate for practical implementation. In spite of its effectiveness still there is a lot of room for improvements. Intelligent control system like neuro-fuzzy controller, adaptive control may be introduced in the system to obtain a better performance from the system and make the system more versatile, dynamic and fast.

LITERATURE:

[1] Madeleine M. Lowery, Nikolay S. Stoykov, Allen Taflove, Todd A. Kuiken, "A Multiple-Layer Finite-Element Model of the Surface EMG Signal." IEEE Trans on BiomedEng, vol.49, no.5, May2002, pp446-456

[2] Research on the Surface EMG Signal for Human Body Motion Recognizing Based on Arm Wrestling Robot ; 12Zhen Gao, 1"2Jianhe Lei, 1"2Quanjun Song, 'Yong Yu, 'YunJian Ge; Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on Information Acquisition August 20 - 23, 2006, Weihai, Shandong, China.

[3] Moon, I., Lee, M., Chu, J., Mun, M.: Wearable EMG-based HCI for electric-powered wheelchair users with motor disabilities. In: Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation, pp. 2649–2654 (2005).

[4] Barea, R., Boquete, L., Mazo, M., Lopez, E.: System for assisted mobility using eye movements based on electrooculography. IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering 10, 209–218 (2002)

[5] Tsui, C.S.L., Jia, P., Gan, J.Q., Hu, H., Yuan, K.: EMG-based hands-free wheelchair control with EOG attention shift detection. In: Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics, pp. 1266–1271 (December 2007)

[6] V. Reggie Edgerton, Steven L. Wolf, Daniel J. Levendowski, Robert I. Jennrich, Roland R. Roy, “EMG Activity in Neck and Back Muscles During Selected Static Postures in Adult males and Females”, Physiotherapy Theory and Practice (1997) 13, 179-195.

Contacts:

S.M. Ferdous, Department of Electrical and Electronic Engineering, Islamic University of Technology (IUT, OIC), Gazipur, Bangladesh.
Phone: +88-02-01912669030
Email: tanzir68@gmail.com

Taslim Reza, Department of Electrical and Electronic Engineering, Islamic University of Technology (IUT, OIC), Gazipur, Bangladesh.
Phone: +88-02-01923701344
Email: taslimreza@aiub.edu

Md. Nayeemul Hasan, Department of Electrical and Electronic Engineering, Islamic University of Technology (IUT, OIC), Gazipur, Bangladesh.
Phone: +88-02-0155231487
Email: nayeem01@yahoo.com

Ahmed Al Mansur, Department of Electrical and Electronic Engineering, Islamic University of Technology (IUT, OIC), Gazipur, Bangladesh.
Phone: +88-02-01715020314
Email: mansur.iut@gmail.com

Kazi Firoz Ahmed, Department of Electrical and Electronic Engineering, Islamic University of Technology (IUT, OIC), Gazipur, Bangladesh.
Phone: +88-02-01675237626
Email: k.firoz@aiub.edu

A.Z.M. Shahriar Muttalib, Department of Electrical and Electronic Engineering, American International University- Bangladesh, Banani, Bangladesh.
Phone: +88-02-01675237626
Email: sadi_eece@yahoo.com

AN ARTIFICIAL NEURAL NETWORK BASED FLUX ESTIMATOR FOR SENSORLESS FIELD ORIENTED CONTROL OF INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

Ahmed Mortuza Saleque, S.M. Ferdous, Mohd. Sadeed Al Hossain, Md. Masoom Chowdhury, Taisir Shahid

Abstract: In this paper a control system of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM) with Artificial Neural Network (ANN) based Flux Estimator is designed. In this analysis, the rotor position was estimated using stator flux components based on ANN. The stator flux components along stationary mutually perpendicular axes are used to calculate instantaneous position of the rotor. However, owing to the permanent magnet construction of the rotor, nothing can be done on the rotor side from the control point of view. It is possible to weaken the field by controlling the stator current in such a way that a direct axis current component in the rotating frame axis can be generated which will oppose the main field produced by the permanent magnet. The problem associated with the flux weakening control technique is that its implementation in real time becomes complicated because of a complex non-linear relationship between axis current and speed. The control system estimates the motor stator flux and its position through an Artificial Neural Network (ANN). The ANN is trained off-line to estimate stator flux from the speed error and stationary current components obtained from Park's transformation. Vector control of the motor is achieved through command torque and magnetizing current components generation and necessary transformations. The estimated flux and rotor angle are found to match accurately with their corresponding actual values.

Keywords: Artificial Neural Network, Flux weakening control, IPMSM, Vector control.

I. INTRODUCTION

Recent developments in microprocessors, high speed power electronic devices, magnetic materials and control algorithms have made it possible to use ac motors in a variety of drive applications. Among ac motors, permanent magnet motors are gaining wide recognition over other types of motors in drive system. PM motor drives have been a topic of interest for the last twenty years.

Different authors have carried out modeling and simulation of such drives. In 1986 Sebastian, T., Slemon, G. R. and Rahman, M. A. described permanent magnet synchronous motor advancements and presented in equivalent electric circuit models [1]. For such motors, they compared computed parameters with measured parameters. They provided some experimental results for determination of parameters based on laboratory tests. In 1986 Jahns, T.M., Kliman, G.B. and Neumann, T.W. [2] discussed that interior permanent magnet (IPM) synchronous motors possessed special features for adjustable speed operation which distinguished them from other classes of ac machines. The impact of the buried magnet configuration on the motor's electromagnetic characteristics was discussed in the paper. In 1988 Pillay, P. and Krishnan, R. [3], presented PM motor drives and classified them into two types such as permanent magnet synchronous motor drives (PMSM) and brushless dc motor (BDCM) drives. The PMSM has a sinusoidal back emf and requires sinusoidal stator currents to produce constant torque while the BDCM has a trapezoidal back emf and requires rectangular stator currents to produce constant torque. As an extension of his previous work, Pillay, P. and Krishnan, R. in 1989 [4] presented the permanent magnet synchronous motor (PMSM) which was one of several types of permanent magnet ac motor drives available in the drives industry. The motor had a sinusoidal flux distribution. The application of vector control as well as complete modeling, simulation, and analysis of the drive system were given. The machine model was derived for the PMSM from the wound rotor synchronous motor. All the equations were derived in rotor reference frame and the equivalent circuit was presented without dampers. Morimoto, S., Tong, Y., Takeda, Y. and Hirasa, T. in 1994, in [5] aimed to improve efficiency in permanent magnet (PM) synchronous motor drives. The electrical losses which consist of the copper loss and the iron loss could be minimized by the optimal control of the armature current vector. The control algorithm of

current vector minimizing the electrical losses was proposed and the optimal current vector could be decided according to the operating speed and the load conditions. In 1997 J ang-Mok, K. and Seung-Ki, S. [6], proposed a novel flux-weakening scheme for an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM). It was implemented based on the output of the synchronous PI current regulator reference voltage to PWM inverter. The on-set of flux weakening and the level of the flux were adjusted inherently by the outer voltage regulation loop to prevent the saturation of the current regulator. Bose, B. K., in 2001 [7], presented different types of synchronous motors and compared them to induction motors. The modeling of PM motor was derived from the model of salient pole synchronous motor. All the equations were derived in synchronously rotating reference frame and was presented in the matrix form. Macbahi, H. Ba-razzouk, A. Xu, J. Cheriti, A. and Rajagopalan, V. in 2000 [8], mentioned that a great number of universities and researchers used the MATLAB/SIMULINK software in the field of electrical machines because of its advantages such as user friendly environment, visual oriented programming concept, non-linear standard blocks and a large number of toolboxes for special applications. Enrique L. Carrillo Arroyo of University of Puerto Rico in 2006 pr esented the detailed modeling [9] of a permanent magnet synchronous motor drive system in Simulink. Field oriented control was used for the operation of the drive and a closed loop control system with a Proportional Integral (PI) controller in the speed loop has been designed to operate in constant torque and flux weakening regions.

In the above works, none of them have considered using artificial neural networks (ANN) to estimate the stator flux in order to find the rotor position.

In this work, the simulation of control system and artificial neural network is developed using C++ programming language on Microsoft Visual Studio 6.0.

II. ADVANTAGE OF USING SENSORLESS CONTROL SYSTEM

Proper operation of an IPMSM requires aligning the commutation phase with motor shaft position. Many applications use an external sensor for this purpose. These sensors add cost weight and reduce the reliability of the system. Sensorless control means commutation without the need for position sensor, as well as closing velocity and position control loops. It increases mechanical robustness and noise immunity. It may be used as redundant position or speed estimation for safety purposes. Sensorless operation enables High performance control in difficult environments. Instead of sensor Artificial Neural Network (ANN) is used to estimate the flux.

III. ARTIFICIAL NEURAL NETWORK BASED CONTROL ALGORITHM

An Artificial Neural Network is an adaptive, most often nonlinear system that learns to perform a function (an input/output map) from data. Adaptive means that the system parameters are changed during operation, normally called the training phase. After the training phase the Artificial Neural Network parameters are fixed and the system is deployed to solve the problem at hand (the testing phase). The Artificial Neural Network is built with a systematic step-by-step procedure to optimize a performance criterion or to follow some implicit internal constraint, which is commonly referred to as the learning rule. A neural network has to be configured such that the application of a set of inputs produces (either 'direct' or via a relaxation process) the desired set of outputs. An activation function controls the amplitude of the output. An acceptable range of output is usually between 0 a nd 1, o r -1 and 1.Mathematically, this process is described in the figure 1.

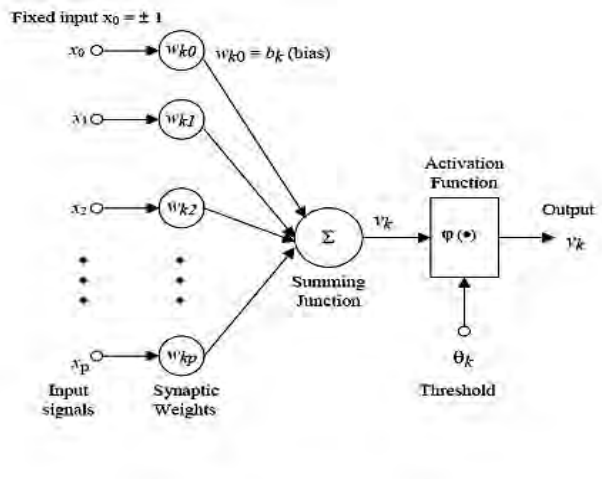


Figure 1. The mathematical modal of Artificial Neural Network.

Various methods to set the strengths of the connections exist. One way is to set the weights explicitly, using a priori knowledge. Another way is to 'train' the neural network by feeding it teaching patterns and letting it change its weights according to some learning rule.

We can categories the learning situations in two distinct sorts. These are:

a) **Supervised learning** or Associative learning in which the network is trained

by providing it with input and matching output patterns. These input-output pairs can be provided by an external teacher, or by the system which contains the neural network.

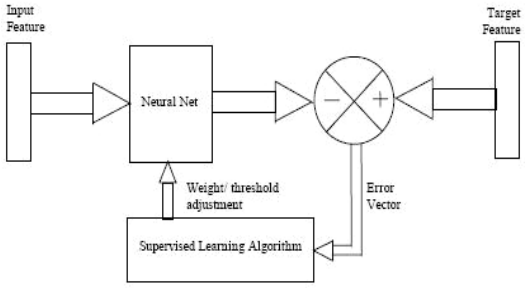


Figure 2. Supervised learning of Artificial Neural Networks

b) Unsupervised learning or Self-organization in which an (output) unit is trained to respond to clusters of pattern within the input. In this paradigm the system is supposed to discover statistically salient features of the input population. Unlike the supervised learning paradigm, there is no a priori set of categories into which the patterns are to be classified; rather the system must develop its own representation of the input.

c) Reinforcement Learning This type of learning may be considered as an intermediate form of the above two types of learning. Here the learning machine does some action on the environment and gets a f eedback response from the environment. The learning system grades its action good (rewarding) or bad (punishable) based on the environmental response and accordingly adjusts its parameters.

V. PROPOSED CONTROL SCHEME:

In our proposed control scheme we have used flux weakening method in order to control speed as well as torque.

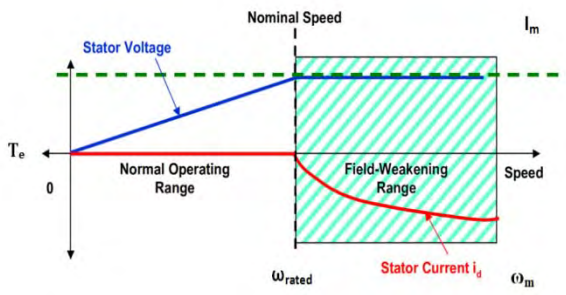


Figure 3. Steady State Torque versus Speed

This method changes torque by altering the angle between the stator MMF and the rotor d axis.

As shown in figure 3, i n the flux weakening region where $\omega_r > \omega_{rated}$ angle α is controlled by proper control of i_d and i_q for the same value of stator current. Since i_q is reduced the output torque is also reduced. The angle α can be obtained as:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{i_q}{i_d}\right) \text{----------} (i)$$

The current I_m is related to i_d and i_q by

$$I_m = \sqrt{\left(i_d^2 + i_q^2\right)} \text{----------} (ii)$$

1. *Flux-weakening Control Realization*

The realization process of equivalent flux-weakening control from a sens or which is set in motor rotation axis is depend on measuring rotor position and speed ω_r from a sens or which is set in motor rotation axis. The motor at the flux weakening region with a speed loop, T_e^* is obtained from the PID controller. Then i_q is calculated using the equation (iii).

$$i_q = \frac{T_e^*}{\left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{p}{2}\right)\lambda_f} \text{----------} (iii)$$

Similarly, i_d is calculated using the following equation.

$$i_d = \frac{\lambda_d - \lambda_f}{L_d} \text{----------} (iv)$$

Then we calculate α using equation (i). Using α and rotor position the controller will generate the reference currents as p er equation (ii). Then the current controller makes uses of the reference signals to control the inverter for the desired output currents. The load torque is adjusted to the maximum available torque for the reference speed

$$T_l = T_{e(rated)} \frac{\omega_{rated}}{\omega_r} \text{----------} (v)$$

2. *Speed Control of PM Motor*

Speed Control Systems allow one to easily set and adjust the speed of a motor. The control system consists of a speed feedback system, a motor, an inverter, a controller and a speed setting device. A properly designed feedback controller makes the system insensible to disturbance and changes of the parameters. The purpose of a motor speed controller is to take a signal representing the demanded speed, and to

drive a motor at that speed. Closed Loop speed control systems have fast response, but become expensive due to the need of feedback components such as speed sensors [9]. For a PM motor drive system with a full speed range the system will consist of a motor, an inverter, a controller (constant torque and flux weakening operation, generation of reference currents and PI controller) as shown in figure 4.

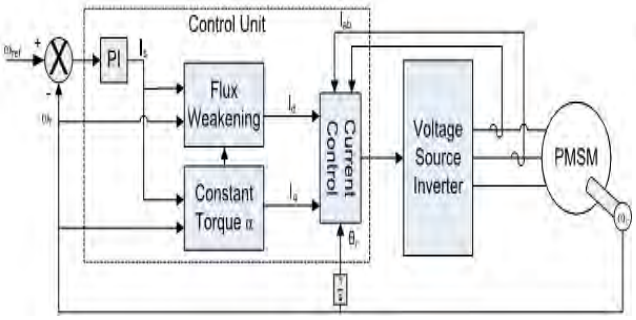


Figure 4. Block Diagram of Speed Control Loop

3. *Estimation of flux using Artificial Neural Network (ANN):*

A control scheme proposed to implement the SVM based vector controlled IPMSM drive is shown in figure 5. The high performance control strategy is implemented in closed loop using PID controller in speed loop. The speed error is processed to generate the torque producing component of the stator current (i_t*). The torque angle δ is a function of (i_t */ i_m*) and in this study is:

$$\delta = \tan^{-1}\left(\frac{i_t^*}{i_m^*}\right) \text{----------(iii)}$$

The d- and q- axis reference current components are formulated as follows:

$$i_d^* = i_m^* \cos\delta - I_t^* \sin\delta \text{-------(iv)}$$

$$i_q^* = i_t^* \cos\delta + I_m^* \sin\delta \text{-------(v)}$$

The reference voltage components V_q^* and V_d^*. The reference voltage vector u*.If γ is the angle between the resultant voltage vector and q-axis then

$$\gamma = \tan^{-1}\left(\frac{V_q^*}{V_d^*}\right) \text{----------(vi)}$$

If ψ is the angle of resultant stator flux with α-axis then

$$\psi = \tan^{-1}\left(\frac{\lambda_{\beta s}}{\lambda_{\alpha s}}\right) \text{----------(vii)}$$

Estimated angle of voltage vector

$$\theta = \gamma + \psi \text{----------(viii)}$$

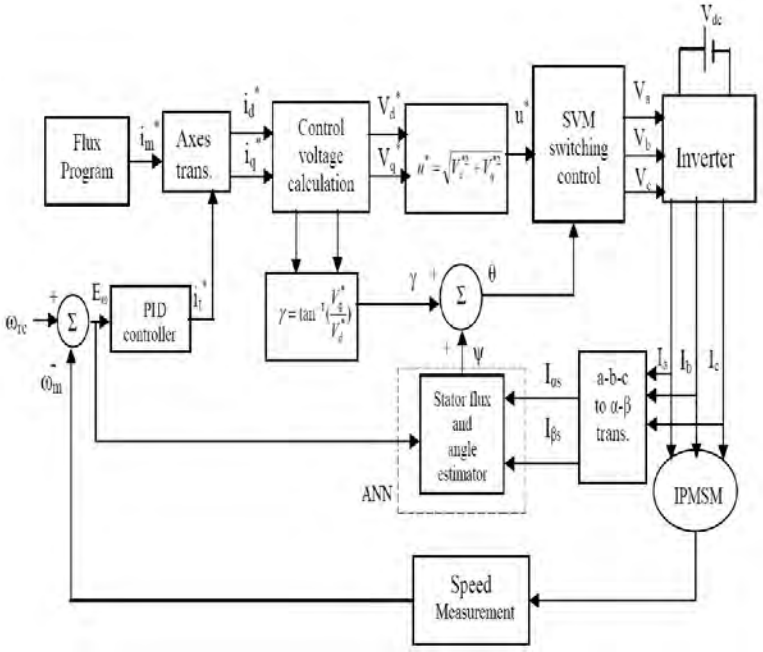


Figure 5. Proposed Control Scheme of the IPMSM

4. *Real Time Recurrent Neural Network (RTRNN) Based Stator Flux Estimation*

In the proposed algorithm stator flux components are estimated from stationary α-, β-axis stator currents and speed error, E_ω. An equivalent RTRNN is then proposed which results in the following matrix equation.

$$\begin{bmatrix}\lambda_{\alpha s}(k+1)\\ \lambda_{\beta s}(k+1)\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}W_{11p} & 0\\ 0 & W_{22p}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\lambda_{\alpha s}(k)\\ \lambda_{\beta s}(k)\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}W_{11}\\ W_{21}\end{bmatrix} i_{\alpha s}(k) + \begin{bmatrix}W_{12}\\ W_{22}\end{bmatrix} i_{\beta s}(k) + \begin{bmatrix}W_{13}\\ W_{23}\end{bmatrix} E_\omega(k)$$

Where W_{11p} ,W_{22p} ,W_{11} ,W_{22} etc. are the weights of the RTRNN, which is shown in figure 6.

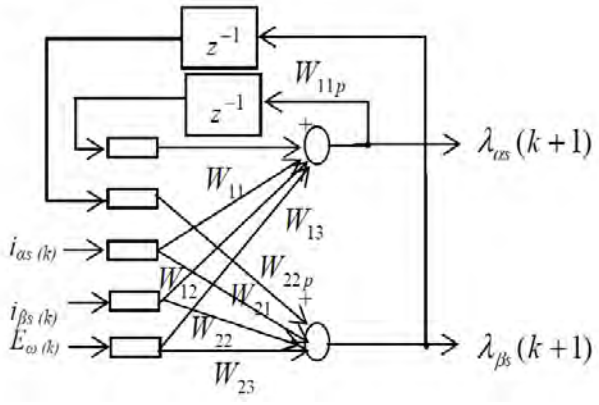


Fig.6 : Stator Flux estimation by RTRNN

VI. SIMULATION AND RESULTS:

Simulation studies have been conducted in order to test the performance of the drive system. The system under consideration equations was simulated in a Pentium-based PC with C++ environment. For simulation purpose Microsoft Visual Studio 6.0 i s used and Origin lab 8.0 i s used for plotting the graph.

1. Estimation of rotor angle for the IPMSM drive

The actual rotor angle is calculated from the integration of rotor speed using following equation.

$$\theta_1 = \int \omega_r dt$$

Where,

$$\theta_1 = Actual\ rotor\ angle$$
$$\omega_r = Rotor\ Speed$$

In our proposed drive system we estimate the rotor angle by using artificial neural network.

Figure 7 shows the estimated and actual rotor angle for the IPMSM drive at starting condition which indicates that accurate flux estimation has been occurred.

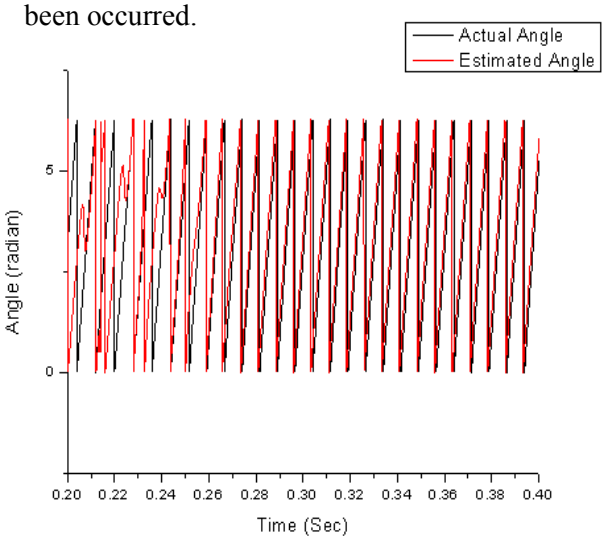
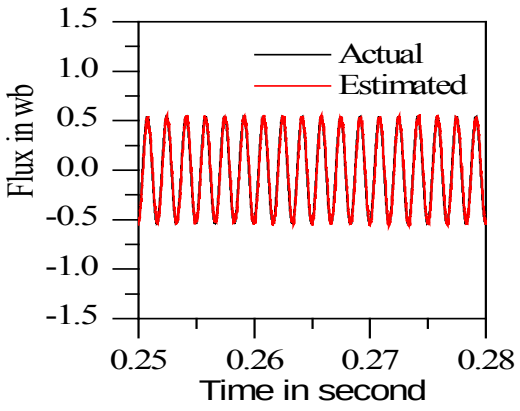
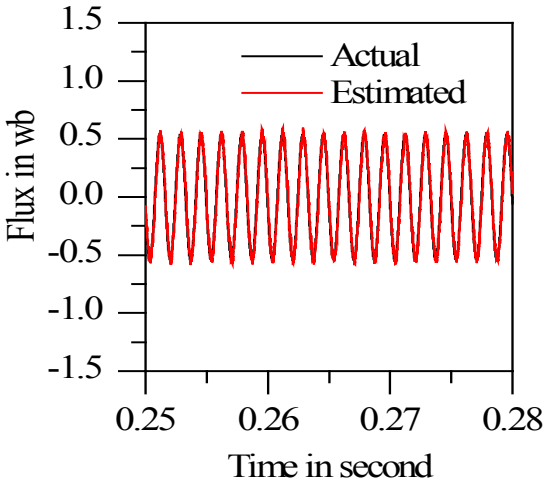


Figure 7. Estimated and actual rotor angle for the IPMSM drive at starting condition.



(a)



(b)

Figure 8 (a) α-axis components of estimated and actual flux, (b) β-axis components of estimated and actual flux

Flux components and angle estimation results are given in figure 8. It can be observed that the estimated flux matched with the actual flux.

2. Three phase current and voltage

Figure 9 shows three phase currents for the control scheme under transient condition. Figure 5(b) shows three phase currents for the control scheme under steady-state condition. Very small switching notches are shown in actual current waveforms that do not affect the motor performance. The effectiveness of the hysteresis current controller is established from these figures.

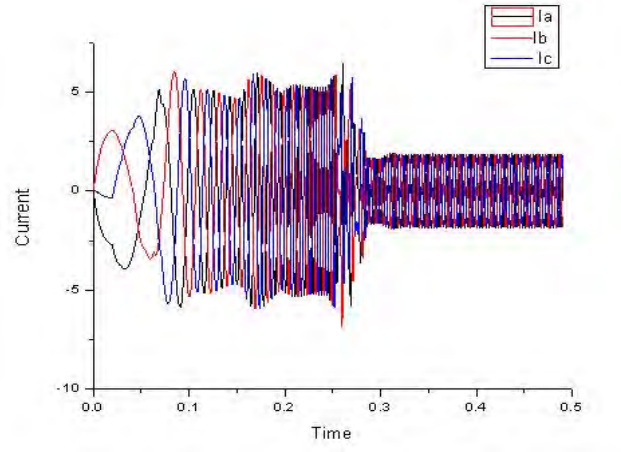


Figure 9(a). Three Phase Current under transient condition

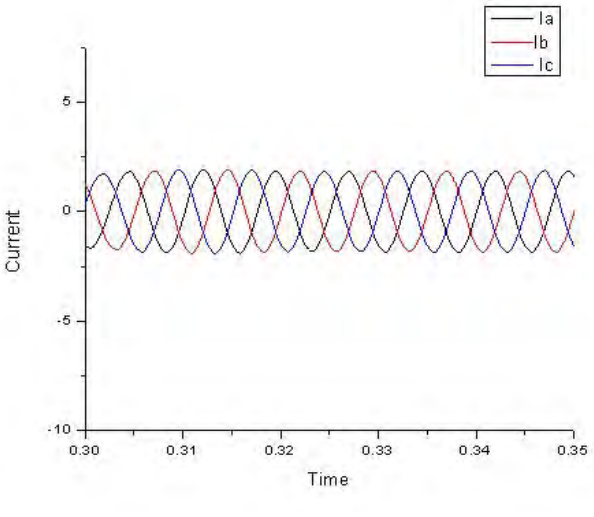


Figure 9(b). Three Phase Current under steady state condition

The phase voltages V_a, V_b, and V_c generated through space vector modulation technique are transformed into d- and q-axes quantities V_d and V_q. Here the three phase voltages V_a, V_b, V_c are in rectangular waveform.

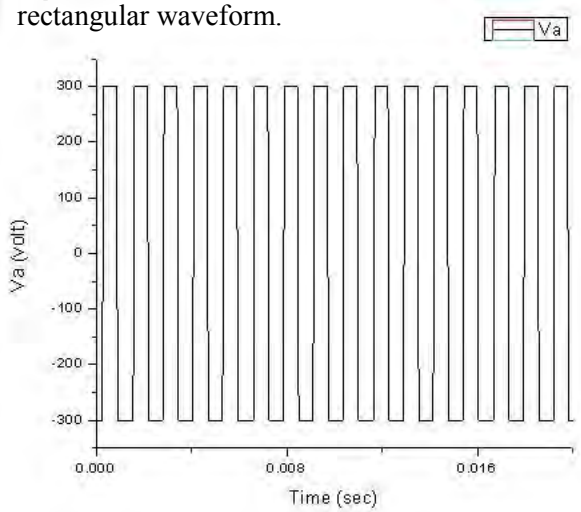


Figure 10(a). Generated voltage of Phase A, V_a

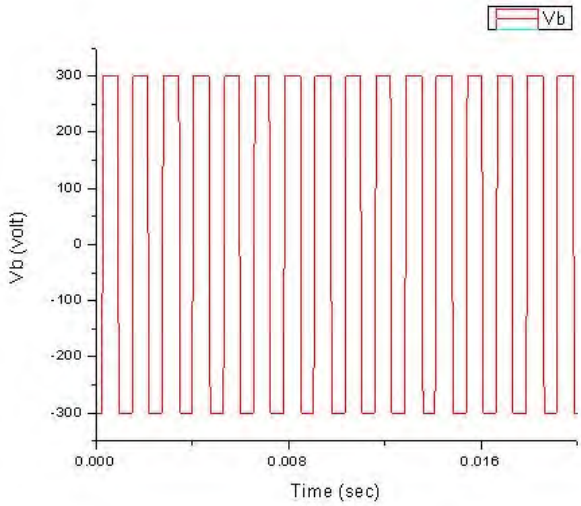


Figure 10(b). Generated voltage of phase, V_b

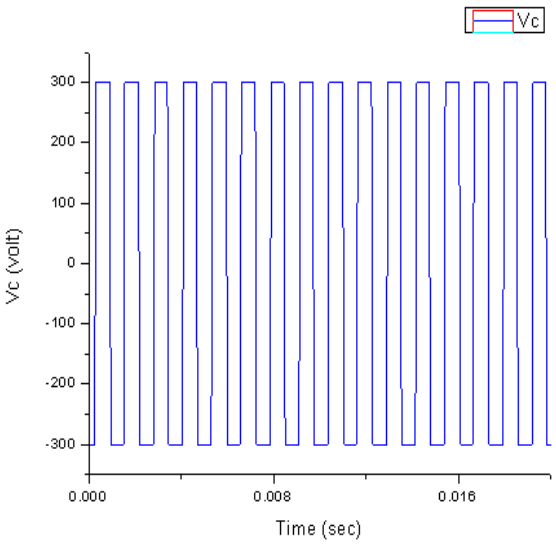


Figure 10(c). Generated voltage of phase C, V_c

VII. CONCLUSION AND FUTURE WORK:

The control methodology proposed in this paper is found to work satisfactorily without any rotor position sensor. It needs only a spe ed transducer and a simple 3-phase voltage regulated SVM inverter. The ANN flux estimator is accurate and robust under parameter deviation conditions. The proposed control scheme is sufficiently stable. Very fast response of the system without oscillation indicates the effectiveness of the proposed control scheme.

Future research may be of interest concentrating on developing transition control for smooth switching between constant-torque and constant-power operation of IPMSM and also on investigating the effects of saturation of magnetic circuits on the flux-weakening operation of PMSM and its control.

LITERATURE:

[1] T. Sebastian, G. Slemon, and M. Rahman, "Modelling of permanent magnet synchronous motors," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 1069-1071, 1986.

[2] T. M. Jahns, G. B.Kliman, and T. W. Neumann, "Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives," *Industrial Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-22, pp. 738-746, 1986.

[3] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling of permanent magnet motor drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 35, pp. 537-541, 1988.

[4] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. I. The permanent-magnet synchronous motor drive," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 265-273, 1989.

[5] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasa, "Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 511-517, 1994.

[6] K. Jang-Mok and S. Seung-Ki, "Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 33, pp. 43-48, 1997.
[7] B. K. Bose, *Modern power electronics and AC drives*: Prentice Hall, 2002.
[8] H. Macbahi, A. Ba-razzouk, J. Xu, A. Cheriti, and V. Rajagopalan, "A unified method for modeling and simulation of three phase induction motor drives," 2000.
[9] Modeling And Simulation Of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System by Enrique L. Carrillo Arroyo, University Of Puerto Rico.

APPENDIX A

```
Vq1=R*Iq_ref+Wr*Ld*Id_ref+Wr*Scif+Lq*(Iq_ref-
Iq_refp)/dt;
 Vd1=R*Id_ref-Wr*Lq*Iq_ref+Ld*(Id_ref-Id_refp)/dt;
  Iq_refp=Iq_ref;
  Id_refp=Id_ref;
  Vstar=sqrt(Vq1*Vq1+Vd1*Vd1);
  if(Vstar>Vm) Vstar=Vm;
  Ustar=Vstar/Vm;
  delta1=atan(Vq1/Vd1);
  if(Vd1<0.0)delta1=delta1+pi;
  Theta1=Theta1+Wr*dt;
  if(Theta1>2.0*pi)
 Theta1=Theta1-2.0*pi;
  Ia=Id*cos(Theta1)-Iq*sin(Theta1);
  Ib=Id*cos(Theta1-2.0*pi/3.0)-Iq*sin(Theta1-
2.0*pi/3.0);
  Ic=Id*cos(Theta1+2.0*pi/3.0)-
Iq*sin(Theta1+2.0*pi/3.0);
Ialpha=(Ia-0.5*Ib-0.5*Ic);
 Ibeta=0.866*(Ib-Ic);

Ebq=Wr*Ld*Id+Pp*Wm*Scif;
       Ebd=-Wr*Lq*Iq;
       Eba=Ebd*cos(Theta1)-Ebq*sin(Theta1);
       Ebb=Ebd*sin(Theta1)+Ebq*cos(Theta1);

Eapse=W11p*Eapse+W11*Ialpha+W12*Ibeta+W13*
Valpha+W14*Ew;//*Ibetas;

Eabse=W22p*Eabse+W21*Ialpha+W22*Ibeta+W23*
Vbeta+W24*Ew;//*Ialphas;
    if(!Eapse=0.0)
     {
       Sci=atan(Eabse/Eapse);
       if (Eabse<0.0 && Eapse>0.0) Sci=Sci+2.0*pi;
       if (Eabse<0.0 && Eapse<0.0) Sci=Sci+pi;
       if (Eabse>0.0 && Eapse<0.0) Sci=Sci+pi;
     }
   else
     {
      if (Eapse==0.0 && Eabse>0.0) Sci=pi/2.0;
      if (Eapse==0.0 && Eabse<0.0) Sci=3.0*pi/2.0;
      if (Eapse==0.0 && Eabse==0.0) Sci=0.0;
     }
   if(Sci_r>2.0*pi)
     Sci_r=Sci_r-2.0*pi;
     if(Sci_r<0.0)
     Sci_r=Sci_r+2.0*pi;
Theta=Theta1+delta1;
  if(Theta>2.0*pi)
 Theta=Theta-2.0*pi;
```

Contacts:
Ahmed Mortuza Saleque, Department of Electrical and Electronic Engineering, American International University- Bangladesh, Banani, Dhaka-1213.
Phone: +880-1670283227
Email: ahmed.saikot@gmail.com

S.M.Ferdous, Department of Electrical and Electronic Engineering, Islamic University of Technology, Board Bazar, Gazipur, Bangladesh -1704.
Phone: +880-1912669030
Email: tanzir68@gmail.com

Md. Sadeed Al Hossain, Department of Electrical and Electronic Engineering, American International University- Bangladesh, Banani, Dhaka-1213.
Phone: +880-1556364886
Email: sadeed_666@yahoo.com

Md. Masoom Chowdhury, Department of Electrical and Electronic Engineering, American International University- Bangladesh, Banani, Dhaka-1213.
Phone: +880-1819330079
Email: masoom_chy@yahoo.com

Taisir Shahid, Department of Electrical and Electronic Engineering, American International University-Bangladesh, Banani, Dhaka-1213.
Phone: +880-1717043489
Email: taisir_165@hotmail.com

АВТОМАТИЗИРАНА МЕТОДИКА ЗА ПОЛУЧАВАНЕ НА СТОЙНОСТИТЕ НА КОМПОНЕНТИТЕ ЗА ПАСИВЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ С ПОДОБРЕНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗА ВЕТРОГЕНЕРАТОРИ

Пламен В. Янков, Ангел С. Маринов, Емилиян Б. Беков, Антим Х. Йорданов

AUTOMATED METHODOLOGY FOR OBTAINING COMPONENT VALUES INCLUDED IN PASSIVE CONVERTER CIRCUIT WITH IMPROVED PARAMETERS USED IN WIND TURBINE GENERATORS

Abstract: The paper proposes automated methodology for fine tuning of components values included in passive converter for permanent magnet motor to a fixed DC link. The circuit created and simulated in MATLAB Simulink. The research time for the values of the components in the circuit for any given power of the wind turbines is reduced significantly. All passive converter circuits approved in European patent number PCT/EP2010/055637 can use the following methodology. The result is power/frequency (power/speed) curve that matches well the cubic dependence (P_{wtmax}~ω^3) of the extracted power.
Keywords: Ветрогенератори, Методика, Преобразувател.

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Преобразуването на енергия от вятъра чрез ветрогенератори е най-ефективно при работа с променлива скорост на вятъра [1], [2]. Приложението на трифазните двуполупериодни изправители е ограничено до ниски мощности. Главно предимство на този вид пасивен преобразувател е ниската цена, а главен недостатък е сравнително ниската ефективност спрямо активно преобразуване реализирано с тиристори Липсата на сложно управление редуцира времето за проектиране, производство и цената на този тип решение. Също така едно управление е чувствително към директно попадение от светкавица въпреки екрана.

Подобрената ефективност на предложенията пасивен преобразувател се дължи на използването на реактивни елементи. В зависимост от броя им схемното решение предлага адекватна конкурентоспособност и преобразувано количество енергия. Предложеното схемно решение, принципът му на работа, както и резултати са представени в доклад на EPE 2011-Birmingham [3].

Тъй като при изследването на схемата за дадена мощност се извършват многобройни итерации за получаване на подходящите стойности за максимално количество преобразувана енергия при различна скорост на вятъра, то времето за фина настройка на компонентите е съществено. Автоматизираната методика ще позволи да се ограничи това време в пъти при изследване на дадена мощност на ветрогенератора. Методиката е приложима за всички изследвани схеми на пасивни преобразуватели от европейски патент с номер PCT/EP2010/055637.

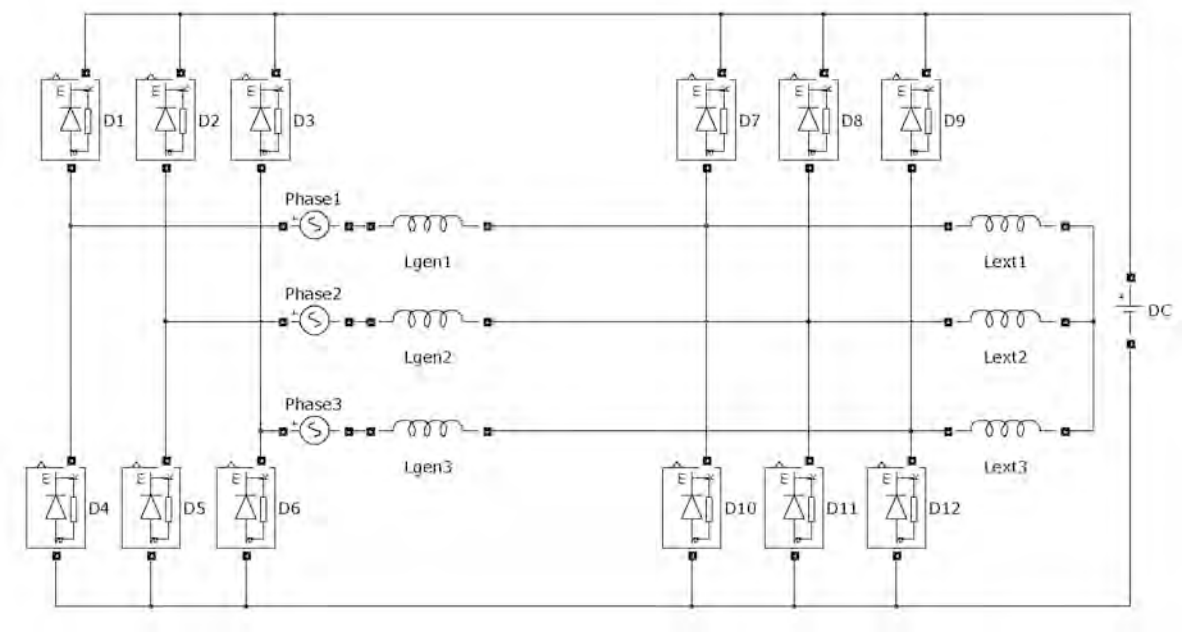
В доклада е представена автоматизирана методика за една от схемите на пасивния преобразувател с подобрени характеристики (ППИХ). С минимални изменения на програмния код и запазване на принципът на работа на алгоритъма в MATLAB.

II. АВТОМАТИЗИРАНА МЕТОДИКА - СХЕМОТЕХНИЧЕСКО РЕШЕНИЕ И АЛГОРИТЪМ В MATLAB

Представеното схемотехническо решение е обследвано в няколко научни публикации [4], [5]. Работата му може да се охарактеризира чрез две особености. Първата е наличието на двуполупериоден изправител за всяка фаза. Втората са свързаните реактивни компоненти (в случая дросели) външно към всяка от фазите на генератора.

Изискване към изследването е използването на генератор с възможност за свързване на двата края на всяка фаза. Физически това означава да има шест извода извън корпуса на генератора.

Поради това е създаден модел на генератора включващ три източника на



Фигура 1. Принципна схема на изследването на ПППХ в Matlab

променливо напрежение дефазирани на 120⁰ и бобини представляващи индуктивността на намотките на всяка фаза на генератора. За коректна работа алгоритъма в MATLAB трябва да разполага с входни константи определящи генератора на вятърната турбина.

1. Необходими входни данни за работа на алгоритъма

Входни данни:

a) Pgen – номинална стойност на мощността на генератора на проектираната система;
b) Fnom – номинална стойност на честотата (скоростта на въртене) на ротора при номинална мощност на генератора;
c) EMF/F – коефициент на електродвижещото напрежение спрямо честотата а херц;

Резултатите от изследването се запазват в изходен файл (в таблица), като също така се извършва графично изобразяване.

Изходни данни:

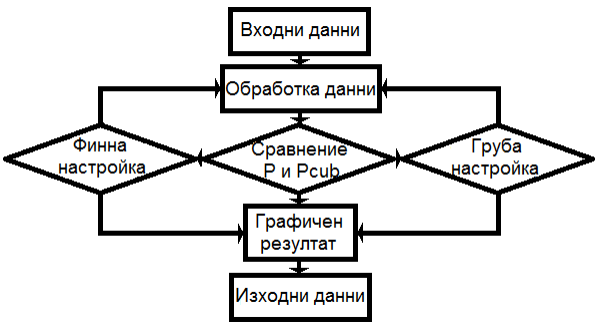
a) Lgen – изходна стойност на индуктивността на фаза на генератора
b) Lext – изходна стойност на индуктивността на външно добавения дросел

В MATLAB моделът на диодите е доста общ и позволява използването им за всички изследвани мощности.

Данните за Lgen от полученото изследване служат за насока на проектанта на синхронния генератор с постоянни магнити. Стойността за Lext за дадена мощност директно определя стойността на индуктивността на външно свързания дросел, който се използва в схемата за преобразуване на енергия.

2. Блокова схема на алгоритъма за автоматизираната методика

Алгоритмът се основава на сравнение на известната кубична крива на мощността с изследвания модел на честотно/мощностната характеристика на ПППХ за изследваната мощност на генератора. Итерациите с промяна на стойностите на Lgen и Lext се повтарят до постигане на максимално близка мощност за всяка честота. Фината настройка е със стъпка 0,5mH, а грубата е с 10mH).

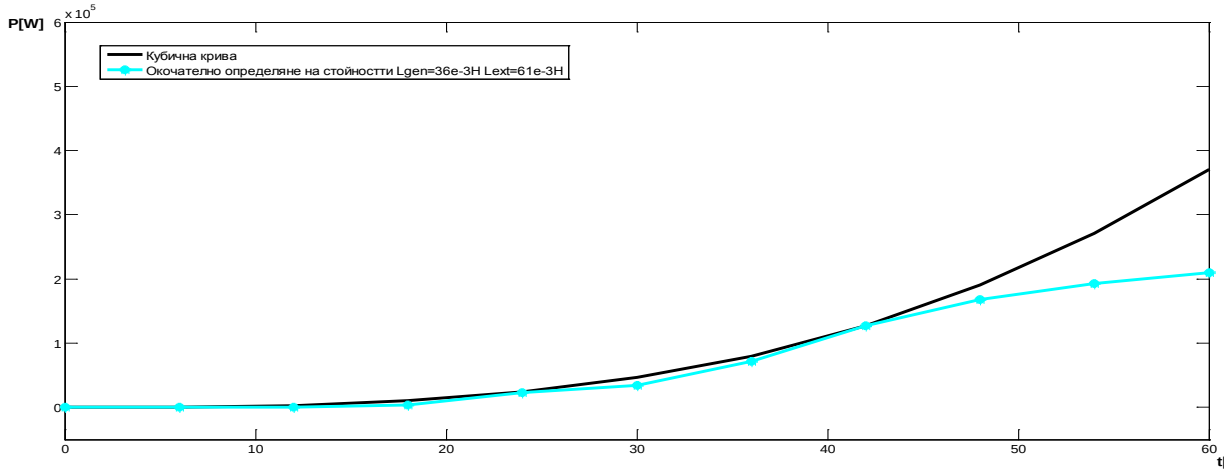


Фигура 2. Блокова схема на алгоритъма на автоматизираната методика за ПППХ в Matlab

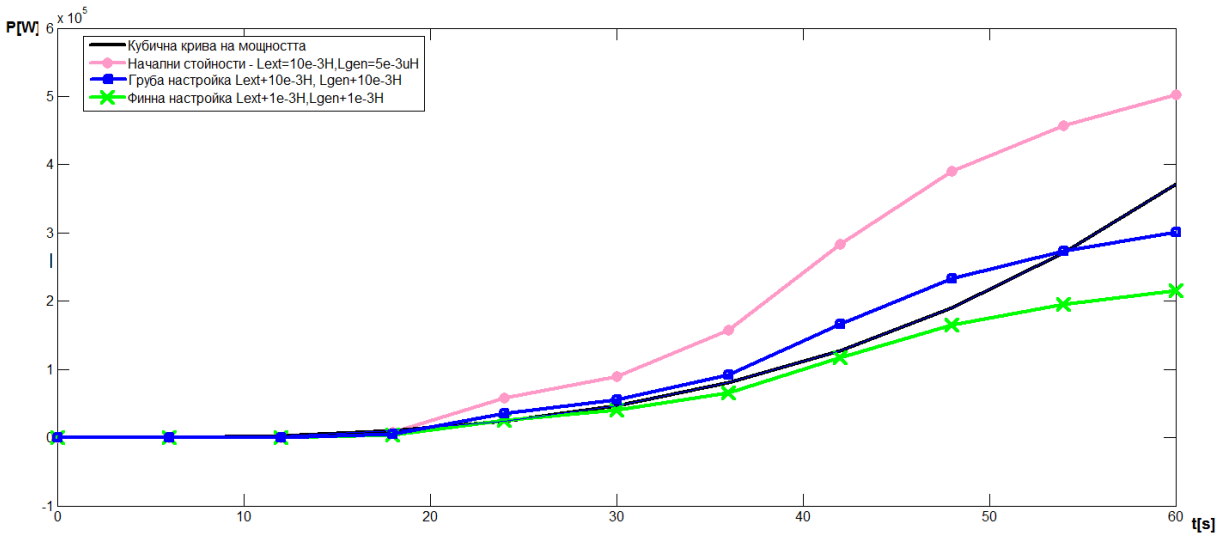
III. РЕАЛИЗИРАНИ ИЗСЛЕДВАНИЯ И РЕЗУЛТАТИ ПОСТИГНАТИ ЧРЕЗ АВТОМАТИЗИРАНАТА МЕТОДИКА

Получените честотно/мощностни характеристики чрез Matlab Simulink на фигура 3 описват работата на алгоритъма по постигане на оптимизацията на модела. Първо чрез сравнение между кубичната крива и получената честотно/мощностна крива с началните стойности на Lgen и Lext се указва посока на изменение на двете променливи, както и степента на изменение т.е. грубо. Следващото действие е отново сравнение на получената резултантна крива. След като кривата е достатъчно близо се извършва и фината настройка на двата параметъра. След няколко итерации се достига до крайният резултат, който е графично представен на фигура 4.

На фигура 4 е изобразена финалната честотно/мощностна характеристика от изследването. Стойностите на двете променливи са съответно: Lgen=36mH и Lext=61mH при изходна електрическа мощност 110kW и номинална честота на въртене Fnom=40Hz. Коефициентът EMF/F е равен на 40V за 1Hz т.е. при номинални обороти на въртене амплитудната стойност на напрежението е 1600V.



Фигура 4. Графично представяне на крайният резултат от извършеното изследване



Фигура 3. Графични резултати от няколко итерации при работата на алгоритъмът

Едно от важните предимства на методиката е съществено намаляване на времето за моделиране на честотно/мощностната крива за дадена схема на ППФХ. Времето за проектиране е сведено до 30 минути при изследване за 10 честоти и до един час за 30 честоти.

В даденият пример получените изходни данни са за два параметъра. Тъй като това схемотехническо решение е с най-ниска сложност и най-малък брой променливи от всички изследвани досега ППФХ описани в патент PCT/EP2010/055637 то ползата за всяка следваща по сложност схема се увеличава пропорционално, а времето за проектиране се намалява многократно.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представената в доклада автоматизирана методика осигурява постигане на повишена производителност на проектантите на схемотехническите решения от тип ППФХ. Чрез предложеното решение се получава резултантна честотно/мощностна (скоростно/ мощностна) характеристика, която прави годишното количество добита енергия от системата конкурентноспособно на вече съществуващите AC/DC активни преобразуватели за ветрогенератори. Извършеното изследване е с потенциал за приложение за всички схемни решения тип ППФХ.

LITERATURE:

[1] Patel M., Wind and Solar power systems, CRC Press, 1999, pp. 210-223.

[2] Paul Gipe, Renewable Energy for Home, Farm, and Business, Chelsea Green Publishing Company, 2004, pp. 345-349.

[3] Bossche A., Yankov P., Design of Passive Converter for Wind Driven Generators, EPE Bhirmingham, 2011

[4] Yankov P., Valchev V., Power/Frequency Characteristics of Passive Controlled Wind Turbines with Additional Reactive Components in the Circuitry, “Electronics – ET2010”, 2010, Sozopol

[5] Valchev V., Yankov P., Improvement on Passive Controlled Wind Turbines Schematics and Obtaining Power/Frequency Curves, “Electronics – ET2010”, 22-24 September, 2010, Sozopol

[6] Димитров Б., Приложение на MatLab Optimization Toolbox за изчисляване на пулсациите в променливотокова електромагнитна система., Международна научно-техническа конференция Електроенергетика, 2010. стр. 320-326
Тахрилов Хр., Ил. Лилянова, Б. Димитров.

[7] Съгласуване на параметрите на системата индуктор-детайл със зададен технологичен режим, Годишник ТУ Варна 2010

[8] Borislav Hr. Dimitrov, Hristofor P. Tahrilov Optimal distribution of PV modules according to dynamic optimization methods, ICEST 2010 Conference, Ohrid, Macedonia pages 887-891

Contacts:

Plamen Yankov, Department of Electronics and Microelectronics, Technical University of Varna,
Studentska 1, 9000 Varna, Bulgaria
Phone: +359-52-383-266
Email: plamenvalentinov@gmail.com
Angel Marinov, Department of Electronics and Microelectronics, Technical University of Varna,
Studentska 1, 9000 Varna, Bulgaria
Phone: +359-52-383-266
Email: igdrazil@abv.bg
Emilian Bekov, Department of Electronics and Microelectronics, Technical University of Varna,
Studentska 1, 9000 Varna, Bulgaria
Phone: +359-52-383-673
Email: emo_bekov@hotmail.com
Antim Jordanov, Department of Electronics and Microelectronics, Technical University of Varna,
Studentska 1, 9000 Varna, Bulgaria
Phone: +359-52-383-659
Email: etm_2008@abv.bg

ПРОБЛЕМИ ПРИ ПРОЕКТИРАНЕ И ЕКСПЛОАТАЦИЯ НА МЪЛНИЕЗАЩИТНИ УРЕДБИ ЗА ВЕТРОГЕНЕРАТОРИ

Любомир Димитров Стефка Кантурска

PROBLEMS IN THE DESIGN AND OPERATION OF LIGHTNING PROTECTION FOR WIND TURBINES

Abstract: Literary references point out that about 20% of failures in wind turbines worldwide are caused by lightning strikes, and the cost of their removal reached around 17.5% of all costs of recovery. There is not established legal framework for the design of lightning protection of wind farms in our country. The paper makes suggestions for solving some important problems and provides guidelines for the preparation of legal documents related to lightning protection of wind turbines. The current standard BS EN 62305-2(RN №4/22.12.2010) for lightning protection of buildings, outdoor facilities and open spaces can not be applied directly to wind turbines because of their specific features. A number of problems arise when the standard IEC 61400 - 24 is applied,which relate to the parameters of the lightning, risk assessment of direct or indirect damage from lightning,protection of wind generators and elements .

Keywords: Lightning protection , Wind turbines

I. ВЪВЕДЕНИЕ

През последните години у нас се наблюдава тенденция към прогресивно проектиране и използване на вятърни електроцентрали.Независимо от финансовата и икономическа криза инвеститорският интерес към изграждане на вятърни паркове расте.От 2005г.насам ръстът на този енергиен отрасъл по данни на Националната електрическа компания е почти 100% годишно.Към края на 2010г. общата инсталирана мощност на вятропарковете у нас достигна 300 MW.

Ветрогенераторите са сложни технически съоръжения,чиято обща височина може да надхвърли 150m и често са разположени на места,където рискът от попадане на мълния върху тях нараства значително.При мегаватовите вятърни турбини в зависимост от местоположението ударите от мълния могат да достигнат до 10 на брой за една година.Последиците от тях могат да бъдат опасни и дори катастрофални и във всички случаи свързани с много високи разходи за ремонт и престой.Модерните вятърни турбини са снабдени със системи за мълниезащита (МЗ) и независимо от това при тяхната експлоатация възникват редица проблеми,свързани с малкия обем на натрупаните стстистически данни и отсъствието на нормативни документи,чрез които да се осигури необходимата надеждност при тяхната експлоатацияЗа производителите,операторите и застрахователите е от съществено значение точното познаване на вредите и потенциалните щети,които могат да настъпят в зависимост от размерите,местоположението и вида на МЗ система на ветрогенераторите.

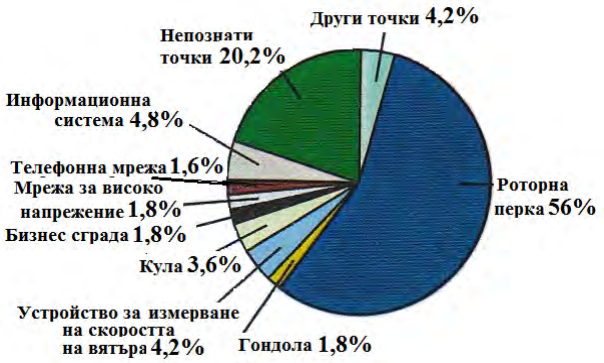
Целта на настоящия доклад е да се дадат предложения за разработване, използване и по-нататъшно подобряване на конструкцията на системите за МЗ на ветрогенераторите и препоръки за разработване на необхоимата нормативна база за МЗ на тези съоръжения у нас.

II. ПОВРЕДИ И ЩЕТИ НА ВЕТРОГЕНЕРАТОРИТЕ В РЕЗУЛТАТ НА МЪЛНИЕНОСНА ДЕЙНОСТ

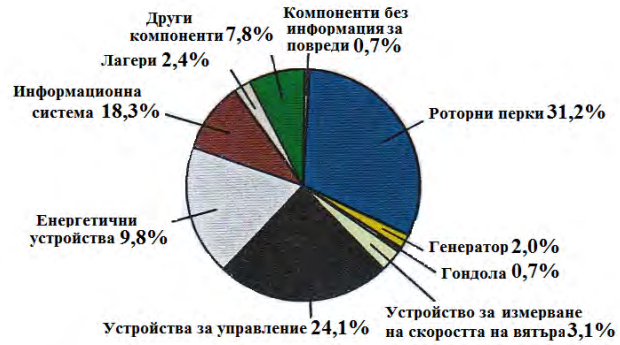
Според литературни данни [8,9] около 20% от повредите във ветрогенераторите се дължат на попадения на мълнии,а разходите за възстановяване от щетите достигат 17,5% от всички разходи за ремонт.На фиг.1. е показано разпределението на местата на попадане на мълнии и съотношенията между повредените компоненти на ветрогенераторите.

Приблизително две трети от преките въздействия са върху перките на ветротурбината,като върху останалите елементи (гондола,измервателна и управляваща апаратура,сгради и др.) разпределението е сравнително равномерно. Същевременно в резултат на протичането

на много големи токове (до 200кА)и индуцираните от тях пренапрежения настъпват повреди най-вече в енергийните връзки(9,8%) и особено в системите за измерване,управление и пренасяне на информация (над 50%).



Фиг 1а. Разпределение на местата за попадане на мълния



Фиг. 1б. Разпределение на повредените компоненти вследствие на попадане на мълния

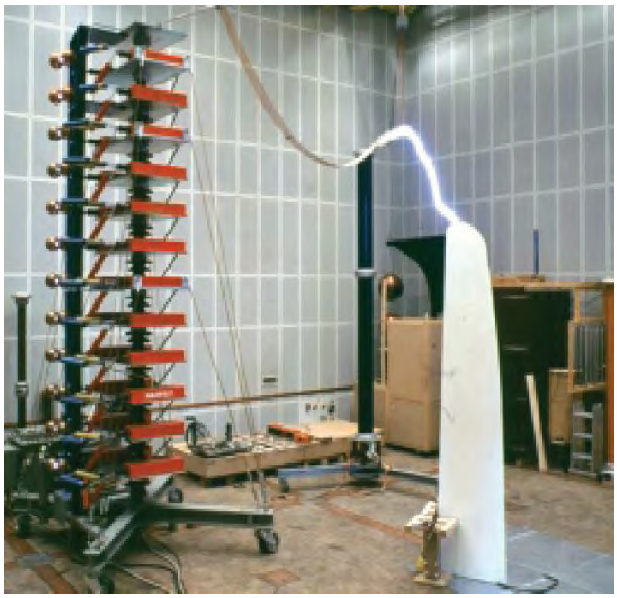
В резултат на изложеното могат да се поставят следните проблеми:

- необходимо е да се идентифицират основните проблеми при реализиране и по-нататък оптимизиране на мълниезащитата на ветрогенераторите;
- налага се да се систематизира съществуващият опит при експлоатацията на стари и новопроектирани ветрогенератори;
- препоръчително е да се приложат подходящи методи за оценка на риска от повреди вследствие на попадане на мълния върху ветрогенератора и да се предложат икономически обосновани решения за мълниезащита;
- във връзка със специфичните особености на ветрогенераторите е необходимо да се предложат подходящи методи за мълниезащита на неговите компоненти като се отчитат възможностите за прилагане на нови композитни материали;
- целесъобразно е да се определи областта на бъдещите изследвания на мълниезащитата на ветрогенераторите като се разработят и приложат стандартни изисквания и съответни норми относно монтирането и експлоатацията на мълниезащитните системи.

Понастоящем в почти цяла Европа се използва стандартът на Международната електротехническа Комисия IEC 62305-“Protection again lightning”[2],въведен и у нас като БДС EN 62305 част 2.Въз основа на него е съставена Наредба №4(22.12.2010г.) за мълниезащита на сгради,външни съоръжения и открити пространства” Извършването на оценката /степента/ на риска се основава на определяне вероятните видове щети /вреди/ и загуби за различни структури, които би могло да възникнат, вследствие попадение на мълния и проявили се по друг път комуникационни пренапрежения. За да бъде една структура надеждно защитена от поражения на мълнии, то стойностите на вероятността за проявление на всеки един от компонентите на риска, трябва да бъдат по-малки от съответните допустими стойности на тези компоненти.Необходимостта от монтиране и използване на мълниезащитни устройства сеопределя в зависимост от вероятностните изчисления на риска според размера на възможните загуби при попадане на мълния.
Както стандарта IEC 62305,респ. БДС EN 62305 така и Наредба №4 не могат да се използват за мълниезащита на ветрогенератори по следните причини:
-ветрогенераторите са стълбовидни структури с височина,достигаща до 150m и често се поставят на места,силно изложени на удари от мълния;
-повечето от компонентите на ветрогенераторите са направени от композитни материали, които са лоши проводници на тока на мълнията;
-перките на турбината и гондолата се въртят;
-токът на мълнията трябва да премине през структурата на турбината към земята и най-често преминава през или по-скоро много близо през всички компоненти на ветрогенератора;

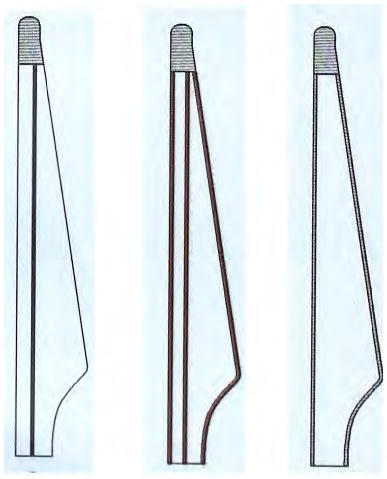
-ветрогенераторите във ветропарковете са електрически свързани и често се намират на места с некачествено изпълнени заземления;
-фактът,че ветрогенераторите са открити въртящи се машини увеличава риска от попадане на мълния върху повече от една точка на въртящите се перки.

Посочените по-горе причини са послужили за основа на нов стандарт IEC 61 400-24 Ed.1.0. 2010-06,който не е въведен у нас.При неговото прилагане също възникват редица въпроси,които са предмет на дискусия [6,7,8,11].Оценявайки най-важното от тези дискусионни проблеми, те ще бъдат разгледани по-подробно, за да се обоснове необходимостта от изготвяне на нова нормативна наредба ,съобразена с изискванията на стандарта IEC 61 400-24 .Освен информационна част в този стандарт е въведен раздел изпитване или тестване в лабораторни условия с високо напрежение при токове със значителни стойности.(Фиг.2)

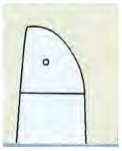


Фиг .2. Импулсно въздействие върху перката със свръхвисоко напрежение, получено от генератор

Чрез тези тестове се определят потенциалните точки на попадане на мълния върху роторните перки,а така също и пътищата на преминаване на тока през структури,които са лоши проводници.Освен това се определят и местата за поставяне на защитни устройства и техните характеристики.Роторните перки са едни от най-застрашените компоненти от удар на мълния ,приблизително 80% от възможните попадения се получават върху тях.



а-метални профили ,въжета или тел откъм вътрешната страна на перката
б- мрежа от медни проводници,обработена повърхност на листа или обкантване на ръбовете
в- метални профили и кантове на перката

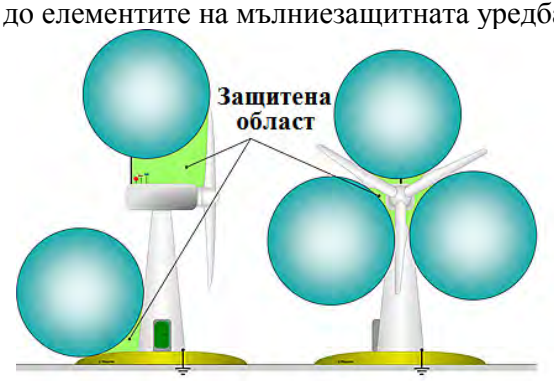
Накрайник на перката	
	Мрежа от медни проводници по целия
	Сменяем метален връх като "шапка"
	Сменяеми метални рецептори с относително ниска температура на топене в точката на удара
	Метален профил за обкантване на извитата част от перката

Фиг.3 Съвременни решения за изпълнение на мълниезащита на роторни перки

Проектирането на защитната уредба на ветрогенератора се извършва в съответствие с категорията и нивото на мълниезащита.За ветрогенераторите се препоръчва първа категория на мълниезащита [2] ,тъй като те са открити съоръжения, в които съобразно технологичния процес дори при нормална работа съществува опасност от образуване на

експлозивни смеси.Максималните стойности на тока на мълнията за съответните нива на мълниезащита са посочени също в [2] като за ниво I се препоръчва пиков ток 200кА.Това означава че компонентите се изпитват при 200кА.Тази стойност е избрана по исторически данни и според събраните статистически сведения за ветрогенераторите е твърде висока.По принцип параметрите на мълнията според този стандарт не са идеалният избор за големи вятърни турбини.Натрупването на база данни за удари от мълния над сушата и морето ще даде възможност за определяне на по-добри параметри на мълнията при разработване на нова нормативна документация.Трябва да се има предвид,че изборът на твърде ниски стойности на тока,ще доведе до по-големи щети,а твърде високите стойности ще причинят оскъпяване на ветрогенераторите и ще ги направят икономически неизгодни.

Потенциалните точки на попадане на мълния върху обекта се определят по т.нар.”метод на търкалящата се сфера”[1,2,8]. При този метод фиктивна търкаляща се сфера обхожда обекта, който ще се защитава, във всички възможни направления. При това местата на допиране на сферата до обекта определят местата на мълниеприемниците.Мълниеприемникът или мълниеприемниците се разполагат така, че сферата да не се допира до обекта, а само до елементите на мълниезащитната уредба,



.

Фиг.4.Метод на търкалящите се сфери

Таблица 1 Радиуси на търкалящите се сфери в зависимост от нивото на защита

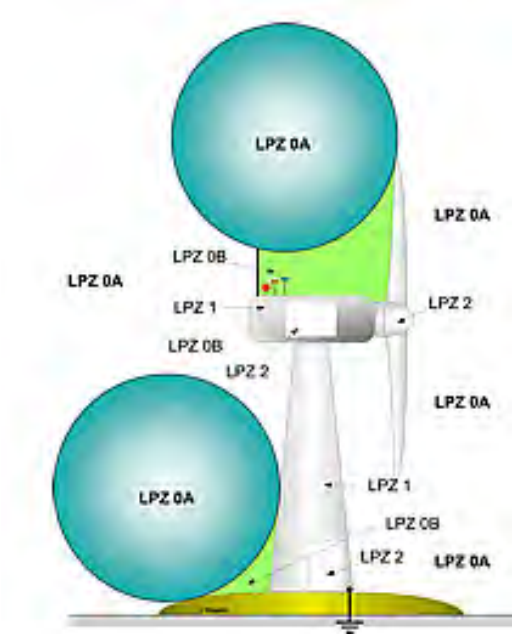
Ниво на мълниезащита	I	II	III	IV
Радиус на сферата [m]	20	30	45	60

Всички повърхности,ръбове и точки, които са в допир със сферата са обект на потенциално попадение на мълния. Недокоснатите пространства са по-слабо защитени.При ветрогенераторите трябва да се вземат предвид различните позиции на ротора и гондолата. Предложението за използването на метода на търкалящата се сфера е предизвикано от IEC 62305 и е твърде дискусионно. Възможността за приложение на този метод е доказана чрез тестване при високи сгради ,но той практически никога не е използван за ветрогенератори,чиято конструкция и височина са съвършено различни.Методът може да бъде използван за определяне на мястото и височината на въздушните терминали,но не и за фиксиране на местата за попадане на мълния.

Вследствие на мълнията може да настъпи електромагнитно излъчване ,което да предизвика повреди в захранващите линии и в системите за контрол и обработка на данни.Според статистиката тези компоненти на системата предизвикват щети, коитонадхвърлят 50%.

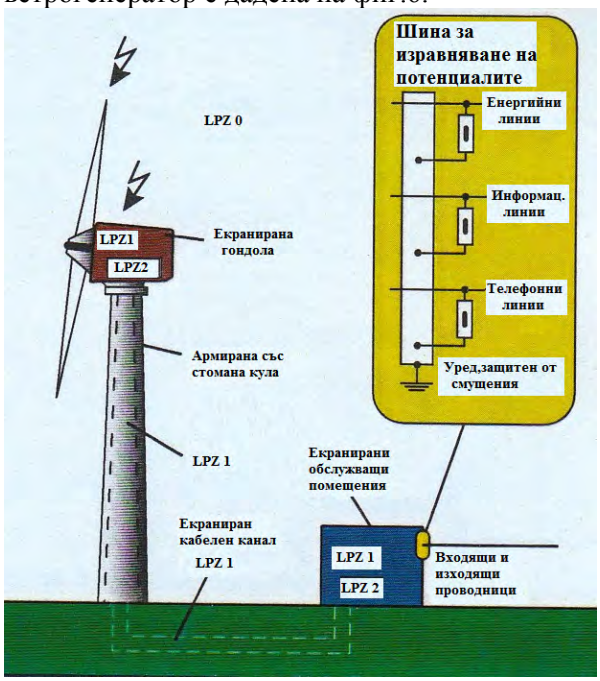
Мълниезащитните зони (Lightning Protection Zones) или (LPZ) на фиг.5 според [2] се определят по следния начин:

1. LPZ OA - външна зона, застрашена от възможни преки попадения на мълния и максимално електромагнитно поле;
2. LPZ OB - външна зона, защитена при преки попадения на мълния, но застрашена от максимално електромагнитно поле; вътрешните мрежи могат да бъдат подложени на импулсни токове на мълния;
3. LPZ 1 - вътрешна зона, защитена при преки попадения на мълния, в която токовете на мълнията са ограничени чрез разклоняване на тока на мълнията и устройства за защита на границите на зоната; електромагнитното поле на мълнията може да бъде намалено чрез пространствено екраниране;
4. LPZ 2....n - вътрешна зона, в която токовете на мълнията са много ограничени чрез разклоняване на тока на мълнията и устройства за защита на границите на зоната; електромагнитното поле на мълнията е ограничено основно чрез допълнително пространствено екраниране.



Фиг.5.Примерно разположение на търкалящи се сфери и мълниезащитни зони

Една съвременна концепция на разпределяне на мълниезащитните зони на ветрогенератор е дадена на фиг.6.



Фиг.6.Мълниезащитни зони на ветрогенератор

При внимателно планиране разходите за мълниезащита не трябва да надхвърлят 1% от общата инвестиция.Дори в модерните съоръжения мълниезащитата може да бъде допълнително оптимизирана.Това е преди всичко защита на електрическите съоръжения и на електрониката. Необходимите възстановителни работи се ограничават до смяна на предпазители или електронни компоненти или системи за рестартиране.За намаляване на престоите при повреда е необходимо да има на разположение достатъчно резервни части и подготвени екипажи за техническо обслужване.Конкретен пример за високи разходи при отстраняване на повреди са офшорните вятърни паркове ,при които дори дребни проблеми не могат да бъдат решени от разстояние.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Въз основа на изложеното могат да се направят следните препоръки за бъдещи изследвания:

-Да се оцени дали методите за определяне на годишния брой попадения на мълнии са адекватни за въртящите се перки на ветрогенератори,чиято обща височина достига до150m;

- За правилно проектиране и реализация на мълниезащитна система на ветрогенератора е необходимо да се извърши оценка на риска съгласно БДС EN 62305. В зависимост от мястото на попадение на мълнията рискът, свързан с попадения на мълния, се подразделя на два компонента: компонент, свързан с преки попадения на мълния върху защитавания обект, отнасящ се до опасно искрене в обекта, водещо до пожар или пълно или частично разрушаване на съоръжението и компонент, свързан с преки попадения на мълния върху електропреносните мрежи за, свързани към защитавания обект.В този смисъл е целесъобразно да се оцени рискът от попадане на мълния не само по върховетена перката,но и по други точки на съоръжението или вблизост до него;

-Да се провери дали параметрите на мълнията,посочени в БДС EN 62305 (върхов ток; време за нарастване ,разряд и специфична енергия) са приемливи за мощните ветрогенератори,разположени в специфични места като планини и офшорни зони;

-Необходимо е да се проведат изследвания,свързани с приложението на мълниеотводи с изпреварващо действие. Въпреки че за ветрогенераторите няма конкретни данни за прилагането на мълниеотводи с изпреварващо действие,би било полезно и много ефективно тяхното използване на определени места върху съоръжението;

-За всеки тип ветрогенератор е препоръчително предварително да се определи

нивото на мълниезащита,което ще даде съответната сигурност и параметри на мълниезащитната уредба;
-Защитата на лагерите и на редуктора от токовете на мълнията е от съществено значение с цел ограничаване на повредите в тях и затова е необходимо да се извършат допълнителни изследвания на тези елементи от конструкцията ;
-Не е решен въпросът със заземяването на отделната турбина,при отчитане на заземяването на други турбини във ветропарка;
-Не е решен въпросът за проверка на ефективността на действие на мълниезащитната система на ветрогенератора чрез симулация на процесите в лабораторни условия;
-Препоръчва се да се създаде нормализационен документ , съобразен с международните стандарти за проектиране, реализация и изпитания на мълниезащитни системи за ветрогенератори.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. IEC 61400-24"Lightning Protection of Wind Turbines",Ed1.0, 2010-06
[2]. IEC 62305.Ed.1 "Protection again Lightning", Part 1,2,3,4,2006-01
[3]. IEC 61000"Electromagnetic compatibility" , Part 4,5.
[4].IEC/TS 61400-23"Wind Turbine Generator Systems"-Full scale structural testing of rotor blades"
[5].IEC 61643 "low voltage surge protective devises",Part1,12,21,22
[6].Glushakow B. –"Effective Lightning protection for Wind Turbine Generators,IEEE Trans.on Energy Conversion,vol.22 №1,p.p.214-222,March 2007
[7].Troels S,; Sorensen T. "The Update of IEC 61400-24 "Lightning Protection of Wind Turbines;29th Internation. Conference of Lightning protection,June 2008,Upsala
[8].http://bine.fiz-karlsruhe.de-"Blitzschutz fur Windgeneratoren"
[9].Ramesh Babu J.;Jithesh S.V. "Break down risks in Windenergy Turbines"-Journal of Insurance and Risk Management,Pune,Volume III,Issue 3,April-June 2008
[10].Peesapati V.; Cotton I – "Lightning Protection of Wind Turbines –a Comparison of Lightning Data&IEC 61400-24
[11].IEC TR 61400-24-"Wind Turbine Generator Systems"-Part 24, "Lightning Protection"Ed 1,2002
[12].БДС EN -62305-2006 „Мълниезащита.Оценка на риска "част 2
[13].Наредба № 4/22.12.2010 „Мълниезащита на сгради,външни съоръжения и открити пространства"-

Contacts:
Любомир В.Димитров доцент,д-р,Катедра ЕТЕТ Електротехнически Факултет - ТУ-Варна тел.052-383529 lubo.dimitrov@mail.bg
Стефка Кантурска, д-р Катедра ССС, Архитектурен Факултет – ВСУ-„Ч.Храбър"-Варна,тел.052-359621 sgkanturska@abv.bg

ПРЕДИМСТВА, НЕДОСТАТЪЦИ И КЛАСИФИКАЦИЯ НА КОНВЕРТОРИТЕ НА ВЪЛНОВА ЕНЕРГИЯ

Върбан Милков
ТУ-Варна
VMilkov@gmail.com

ADVANTAGES, DISADVANTAGES AND CLASSIFICATION OF THE WAVE ENERGY CONVERTORS

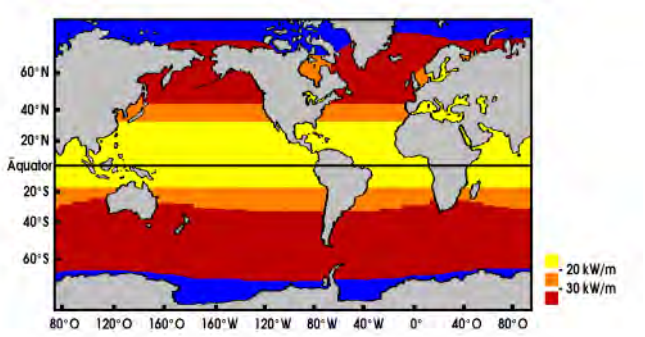
The capacity of the wave energy as a whole of the world ocean coasts and of the Bulgarian Black sea coast in a particular has been shown. The advantages and disadvantages of the wave energy compared with the other types of renewable energy like wind energy and solar energy is commented. A full classification of the convertors of the wave energy on the base of the place of mounting, type of the converted energy, working agent, type of the converting machine, mobility, wave direction and type of anchors has been done.

Keywords: вълнова енергия, вълнов конвертор, wave energy, wave convertors, classification

Въведение

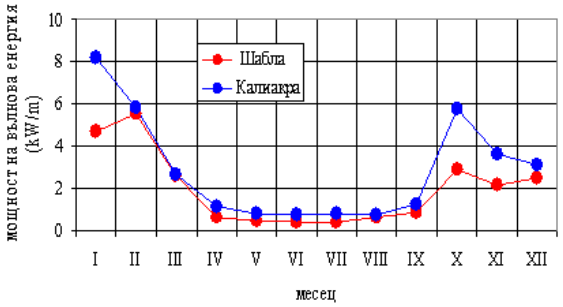
Вълновата енергия се получава от вятъра, който духа по повърхността на океана/морето и така се превръща в удобна и естествена концентрация на енергията във водата близо до свободната повърхност. Веднъж създадена, вълновата енергия може да пропътува хиляди километри с малки енергийни загуби. Енергийните течения, възникващи дълбоко във водата, могат да бъдат много големи. Мощността на вълните е пропорционална на квадрата на тяхната амплитуда и на периода на движението им. Ето защо, дълъг период (7-10 сек.) и голяма амлитуда (2 м) на вълните имат мощност между 40 и 70 kW/m. На фиг.1 може да се види разпределението на вълновата енергия по земното кълбо съгласно [6]. Вижда се, че интензитета на вълновата енергията е над 30 kW/m в северните и южните ширини на земята, докато около екватора и в затворените водни пространства (Средиземно и Черно море) е под 20 kW/m.

Близо до брега средната интензивност на енергията намалява заради взаимодействие на вълните с брега. Дисипацията на енергия до брега обаче се компенсира от такива естествени явления като пречупване и отражение, образувайки по този начин концентрация на енергията в определени точки – (‘hot spots’).

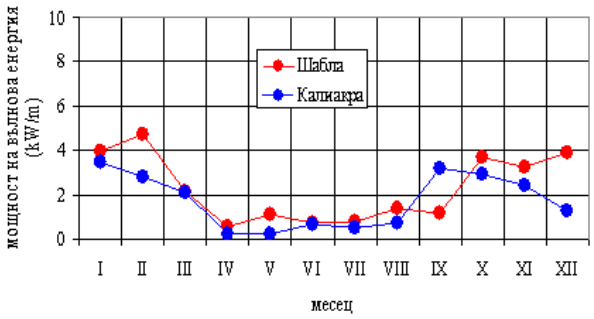


Фиг.1. Разпределение на вълновата енергия по земното кълбо

На фиг.2 и фиг. 3 е показано разпределението на мощността на вълновата енергия по месеците на годината за два района от българското черноморие – Шабла и Калиакра според [3]. Данните от фиг. 2 се отнасят за ветрови вълни (фиг.4-а) , а данните от фиг. 3- за свободни (зиб) вълни (фиг.4-б). Пак според [3] ветровите вълни се наблюдават около 8 месеца в годината, а свободните вълни – около 2,5 месеца в годината.



Фиг.2. Интензитет на мощността на ветровите вълни по българското черноморие



Фиг.3. Интензитет на мощността на свободните (зиб) вълни по българското черноморие



(а) (б)

Фиг.4. Ветрови (а) и (б) свободни (зиб) вълни

Световният потенциал на вълновата енергия се оценява на 2000 TWh/година, което е 10 % от светованата консумация на електрическа енергия [1]. Според този източник цената на вълновата енергия към 2002 г е намаляла до 0,08 Eur/kWh. Сравнена със средната цена на електроенергия в ЕС към това време, която е 0,04 Eur/kWh (в момента е около 0,076Eur/kWh), цената на вълновата енергия е все още висока, но има изгледи да намалее с подобряване на технологиите. Това може да се ускори с помощта на финансова и пазарна помощ от правителствата, както бе направено в миналото с ядрената енергия и с ветровата енергия напоследък.

2. Предимства, недостатъци и класификация на вълновата енергия

2.1. Предимства на вълновата енергия и устройствата за конвертирането и

Вълновата енергия има значителни предимства в сравнение с други източници на енергия, включително и ВЕИ. По-важните от тях са:

1. Вълновата енергия и конверторите не излъчват вредни емисии и не създават вредни отпадъци, както конвенционалните източници на енергия – ТЕЦ, АЕЦ.
2. Конверторите на вълнова енергия работят през цялото денонощие, докато други ВЕИ (например фотоволтаичните централи) работят само през деня.
3. Конверторите на вълнова енергия не създават шум (както е при вятърните турбини).
4. Конверторите на вълнова енергия не пречат на прелета на птиците (както вятърните турбини).
5. Конверторите на вълнова енергия не създават опасности за морската фауна поради много ниските скорости на движение.
6. Конверторите на вълнова енергия не отнемат обработваеми или други площи от сушата (както е при вятърните и фотоволтаични ВЕИ). Не загрозяват околната среда.
7. Някои от конверторите могат да изпълняват и функции за защита на бреговата линия от ерозия. Могат да бъдат построени паралелно с брегозащитни съоръжения, намалявайки по този начин разходите за строителство.
8. Конверторите на вълнова енергия работят на максимален капацитет при лошо време, когато има по-голяма нужда от ел. енергия.

Според Brekken, цитиран в [2], вълновата енергия, сравнена с другите видове възобновяема енргия, е по- постоянна, по-предвидима, с по-голяма плътност на разпределение, което позволява да се извлече по-голяма мощност от по-малък размер на устройствата и на по-ниска цена.

Освен всичко посочено, използуването на енергията от морските вълни стимулира индустрията за производството на необходимите вълнови конвертори и по такъв начин се създават допълнителни работни места.

2.2. Проблеми при създаване на устройства за използуване на вълновата енергия

Наред с посочените предимства в използуването на вълновата енергия и построяването на съответните устройства за превръщането и в електрическа има и редица недостъци и е съпроводено с ред затруднения, по-важните от които са:

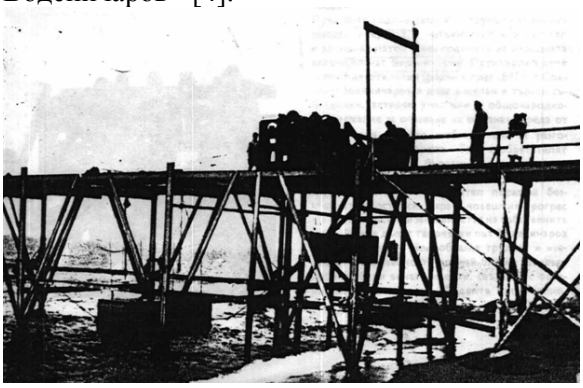
1. Устройствата трябва да бъдат оразмерени с голям коефициент на сигурност, което ги оскъпява. Натоварването при щормово време може да надхвърли номиналното натоварване до 100 пъти.
2. Устройствата работят в агресивна морска среда, което изисква използуване на специални скъпоструващи материали (неръждаеми стомани, специални пластмаси и бои), устойчиви на корозия. При продължително време на работа във водата съоръженията обрастват, което може да снижи ефективността им.
3. Извеждането на електрическата енергия до брега става със специални скъпоструващи кабели. При голямо разстояние цената на кабела може да достигне цената на съоръжението.
4. Нерегулярността на морските вълни и техният период (6-10 сек) е 300-500 пъти по-голям от периода на електрическото напрежение в мрежата (0,02 сек). Това изисква използуване на специални устройства и методи за съгласуване на честотата на произведеният електрически ток.
5. За удържането на плаващите устройства на място е необходимо да се използуват масивни метални или бетонови котви, цената на които е значима.
6. В случаите, когато съоръженията са близо до брега или на брега, влизат в конфликт с околната среда и туристическата индустрия.
7. При съоръжения, работещи далеч от брега, могат да възникнат конфликти с корабоплаването, с фирмите за добив на петрол и газ от морето, с фирми, използуващи вятърни турбини, базирани на морски платформи.
8. Транспортирането на съоръженията от мястото на производство до мястото на експлоатация изисква транспортиране по суша и вода. Инсталирането им на определеното място е съпроводен с риск от щормово време, което може да доведе до неуспех на монтажа и дори разрушаване на съоръжението, каквито случаи е имало – [1].
9. Поддръжката на устройствата, базирани в морето, е затруднено. Опазването на съоръженията от посегателства също е свързано с редица проблеми.

Става очевидно, че конструирането на вълнови конвертор е доста сложно, за да бъде конструкцията ефективна и надеждна от една страна и икономична и конкурентна от друга страна.

2.3. Видове вълнови конвертори

За разлика от други ВЕИ (като ветровите ВЕИ, фотоволтаичните централи), за използуване на вълновата енергия към настоящия момент съществуват повече от 1000 патента за различни устройства. Първият патент е направен през 1855 г във Великобритания [1]. До 1973 г. са известни 340 патента. Очевидно е, че по-голямата част от патентованите методи и устройства са през последните 30-40 години.

В България първото известно устройство за преобразуване на вълновата енергия в електрическа е публикувано през 1910 г от М. Зидаров, а първото построено устройство – фиг.5, е през 1925 г във Варна от А. Воденичаров - [4].



Фиг.5. Първата електроцентрала у нас, използваща енергията на морските вълни (1925 г.)

В момента колектив от няколко института на БАН (ИО, ИХА, ЦЛМП) и ТУ-Варна разработват проект, финасиран от ФНИ към МОМН, ориентиран към използуването енергията на морските вълни, който завършва в края на 2011 г., когато ще са известни и резултатите.

От патентованите методи и устройства са реализирани много малка част. Понастоящем съществуват работещи конвертори с мощности от няколко киловата до 2 MW, които могат да достигнат няколко десетки мегавата, когато се инсталират в масиви. Тези конвертори са инсталирани главно по бреговете с голяма енергиен капацитет, като Шотландия, Норвегия, Португалия, Япония, САЩ и др.

Съществуват редица класификации на ВЕК. Те се различават по методите на извличане на енергията, по местоположението им в океана/морето, по вида на работния флуид, работна машина и други параметри, типични за всеки конвертор. По-долу е дадена подробна класификация на конверторите според тяхните параметри.

2.1. Класификация според местоположението на ВЕК

За яснота схемните решения ще бъдат разделени на технологии, подходящи за брега, близо до брега и далече от брега (в морето). Тази категоризация е подходяща и от гледна точка на достъпните ресурси за даден регион и според дълбочината на водата.

А1.Устройства на брега (*Shoreline devices)*

Тези устройства се инсталират на брега и имат предимството за по-лесно поддържане и/или инсталиране – фиг.6, където е показан конвертора Limpet от тип OWC (осцилираща водна колона), монтиран в Шотландия. В допълнение те не изискват закотвяне в дълбоките води и дълги ел. кабели под водата. Но изработват доста по-малко вълнова енергия. Това може да се компенсира чрез намиране на подходящи естествени места, където вълновата енергия е силно концентрирана (hot spots). Използването на подобни схеми е ограничено от геологията на брега, нивото на приливите (където има такива), запазването на брегови пейзаж и др.



Фиг.6. Конвертор 75 КВ, Шотландия, 1991 г.

А2. Устройства близо до брега (*Near-shore devices)*

Тези устройства се монтират на умерени дълбочини до 15-20 м и на разстояние до 1 км от брега. Максималната мощност на конвертора може да достигне 1 MW.



Фиг.7. Конвертор 2 MW, Португалия, 2004 г.

А3. Устройства далеч от брега (*Offshore devices)*

Монтират се на по-голяма дълбочина (до 40 м) и на разстояние до 5 км от брега. Подобен е конвертора, показан на фиг.7 с мощност 2 MB, монтиран край Порто (Португалия) на 40 м дълбочина –[5].

Подобна е машината, показана на фиг.8, където е показан конвертора ‘Пеламис’, монтиран също край Португалия. На базата на този конвертор в момента се разработва проект на сума 80 милиона паунда за ферма от 26 конвертора с обща мощност 20 MB, която ще се инсталира край бреговете на Шотландия с краен срок за въвеждане в експлоатация 2014 г. –[5].



Фиг.8.Конвертор 750 kW, Португалия,2004 г.

2.2. Класификация според вида на извлечената енергия

Според тази класификация устройствата се делят на следните три вида:

В1. Устройства, които използват потенциалната енергия на вълните

В2. Устройства, които използват кинетичната енергия на вълните

В3. Смесен тип устройства, които използват едновременно потенциалната и кинетичната енергии на вълните

B4. Устройства, които използуват подводните течения – фиг.10.
B5. Устройства, които използуват приливите и отливите
B6. Устройства, които използуват разликата в солеността на водата по дълбочина

По-подробният механизъм за извличане на енергията от вълните е следният:

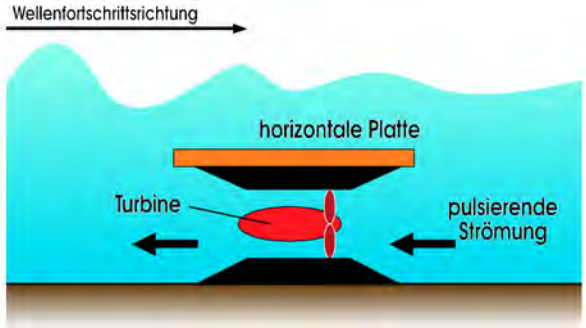
Както е известно, при регулярно вълнение водните частици се движат по елептични, при което най-горните частици от водата се движат по елипси с най-големи оси, а частиците към дъното по елипси с по-малки оси, размерите на които намаляват по експонента. Когато едно тяло с положителна плавучест е потопено във водата, то се увлича от движението на частиците и също извършва вертикално и хоризонтално движение.

Когато от устройството за извличане на вълновата енергия се използува само вертикалното му движение, казваме, че се използува потенциалната енергия на вълните.

Когато устройството извлича само енергията от хоризонталното движение на водните частици, казваме, че то извлича само кинетичната енергия.

Когато устройството е в състояние да извлича както енергията от вертикалното движение на водните частици, така и от хоризонталното им движение, казваме, че устройството е от смесен тип.

Повечето от разработените към момента конвертори използуват потенциалната енергия на вълните – фиг. 6, фиг.7, фиг. 8.
Според линейната теория на вълните потенциалната и кинетичната им енергия са равни.



Фиг.10. Схема на конвертор, използуващ подводните течения

2.3. Класификация според работния флуид
Работният флуид при ВЕК може да бъде:

C1. Минерално масло – използува се за конвертори с по-големи мощности – фиг.8, фиг.9.
C2. Морска вода или сладка вода
C3. Въздух – фиг.6.
C4. Без флуид (директно преобразуване на енергията)

2.4. Класификация според работната машина
Като работна машина (машината, която преобразува „уловената" енергия в електрически ток) може да се използуват:

D1. Конвенционални ротационни генератори, задвижвани от хидродвигатели – фиг.8.
D2. Конвенционални ротационни генератори, задвижвани от въздушни турбини – фиг.6.
D3. Конвенционални ротационни генератори, задвижвани от хидротурбини – фиг.9.
D4. Конвенционални ротационни генератори, задвижвани директно
D5. Линейни генератори, задвижвани директно – фиг.7.

Съществуват и решения, при които енергията на вълните не се трансформира в електрическа посредством генератор, а се складира като въздух под налягане в големи резервоари или морската вода се изкачва на ниво, по-високо от морското ниво и след това се използува за задвижване на турбина, подобно на приливните електростанции.

2.5. Класификация според подвижността на конвертора

E1. Пасивни конвертори – фиг.6
E2. Активни конвертори – фиг.7, фиг.8.

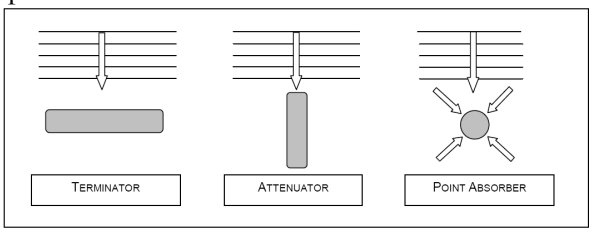
Това разделяне се основава на признака, дали частите или звената на конвертора се преместват директно от вълните и тяхното преместване се използва (активни) за производство на енергия или пък цялата структура остава неподвижна по отношение на нулевото морско ниво (пасивни). Очевидно пасивни конвертори са всички брегови конвертори.

2.6. Класификация според положението на конвертора спрямо фронта на вълната (Фиг. 11)

F1. Ориентацията на абсорбера е успоредна на фронта на вълната или перпендикулярна на преобладаващата посока на движение на вълните. Това са системите от ТЕРМИНАТОРЕН тип.

F2. Ориентацията на преобразуващия елемент е перпендикулярна на фронта на вълните или успоредна на посоката на движение на вълните. Системите от тази група се наречение АТЕНЮАТОРНИ системи – фиг.8.

F3. Ефективността на конвертора не зависи от посоката на вълните. Тъй-като дължината и ширината на абсорберите от този тип са приблизително равни и тъй-като размерите на тези системи са сравнително малки в сравнение с дължината на вълните, те се наричат ТОЧКОВИ АБСОРБЕРИ – фиг.6, фиг.7.



Фиг.11. Видове вълнови преобразователи според ориентацията им спрямо фронта на вълната.

2.7. Закотвящи системи

Според вида на извлечената енергия (кинетична или потенциална) за конверторите, базирани в морето, се използуват различни закотвящи системи.

Обикновено конверторите, които използуват потенциалната енергия на вълните, трябва да бъдат добре закотвени във вертикално направление, за да могат да противостоят на подемната сила на конвертора – фиг. 7.

Конверторите, които изполуват кинетичната енергия на вълните, трябва да бъдат закотвени в хоризонтално направление, за да се противостои на хоризонталните сили – фиг.8.

Съществуват решения, когато се използуват самоуравновесени конвертори, които изискват по-леки закотвящи системи, необходими да противостоят само на малки хоризонтални сили, породени от вълните и обветрената площ на конвертора – фиг.8.

От гореизложената класификация на ВЕК се вижда, че възможните комбинации от различните параметри на ВЕК са стотици. Това обяснява големият брой патенти, публикувани в тази област.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

През последните няколко години се наблюдава засилено внимание от фирми и университети в целия свят към използуването енергията на морските вълни и особено в страните с излаз на море с голям енергиен капацитет на вълните. Строят се единични съоръжения с мощност до 2 MB, а когато се инсталират като ферма - до 20 MB.

Съществува голямо разноообразие на методи и устройства за извличане на енергията на морските вълни. Към настоящият момент все още не може да се даде предимство на който и да е метод или устройство.

Въпреки значителните затруднения в създаването на подобни системи поради специфичните особености на средата, в която те работят, енергийният капацитет на морските вълни се оказва на места доста по-висок от капацитета на останалите ВЕИ, което позволява създаването на по-малки по-размери съоръжения с по-голяма икономическа ефективност.

Настоящото изследване е извършено с финансовата подкрепа на ФНИ към МОМН по проект INWECO.

Литература

1. **Alain**. Cle´ment at al. Wave energy in Europe: current status and Sustainable Energy Reviews, 6 (2002) 405– 431, February 2002 www.elsevier.com/locate/rser

2. **Manases Tello Ruiz**. Dynamics and Hydrodynamics for floating wave energy converters. Thesis. Instituto superior Tecnico. Lisbon. Portugal. 2010.

3. Д. Гроздев. Оценка на вълновия режим и неговото влияние при монтирането и експлоатацията на ветрогенератори в акваторията на българското черноморско пробрежие. Конференция „Вятърна енергетика в българския шелф – възможности и перспективи”. 14 май, 2010, ТУ-Варна.

4. Г. Стайнов. Иновативни технологии за използване на ветровата и вълновата енергия в бреговата зона. Семинар на ИО 2010.

5. H. Polinder, M. Scuotto. Wave Energy Converters and their Impact on Power Systems. http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=1600483

6. Wellenenergie: Nutzungsmöglichkeiten und Schutzbedarf http://www.uni-leipzig.de/~grw/lit/texte_099/59__1999/59_1999_hansa.htm

НАТУРНИ ИЗПИТАНИЯ НА ВЪЛНОВ КОНВЕРТОР ТИП ‘ТОЧКОВ АБСОРБЕР’

Върбан Милков **Пейчо Томов**
ТУ-Варна ВМУ-Варна
vmilkov@gmail.com tomovpd@yahoo.com

NATURAL TESTING OF A WAVE ENERGY CONVERTOR OF TYPE ‘POINT ABSORBER’

A new structure of a wave energy convertor has been proposed in the article. The convertor consists of an anchor, a float, devise for converting vertical movement of the float into compressing/ stretching of two hydraulic cylinders and loading hydraulic system. The theoretical power of the convertor is about 5 kW if sea waves of 1 m height exist.

The convertor has been produced and mounted on the experimental base Shkorpilovci at 30 km south of Varna at 800 m from the coast and 18 m sea water depth. A testing of the convertor has been completed and power was measured in a rough sea. Graphics of the measured force, speed and power during the testing are shown in the article.

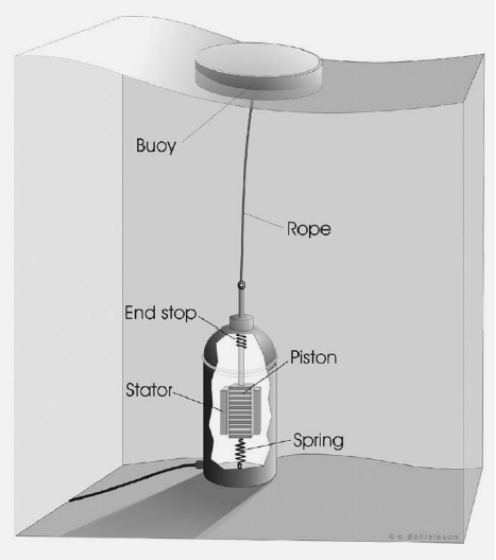
Keywords: енергия, морски вълни, конвертор, energy, sea waves, convertor, point absorber

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Опити за овладяване енергията на морските вълни датират от 150 години. Към настоящият момент са публикувани повече от 1500 патента - [6], но са реализирани значително по-малко – едва няколко десетки. Очевидно, конструирането на вълнов конвертор е доста сложно, за да бъде конструкцията ефективна и надеждна от една страна и икономична и конкурентна от друга страна.

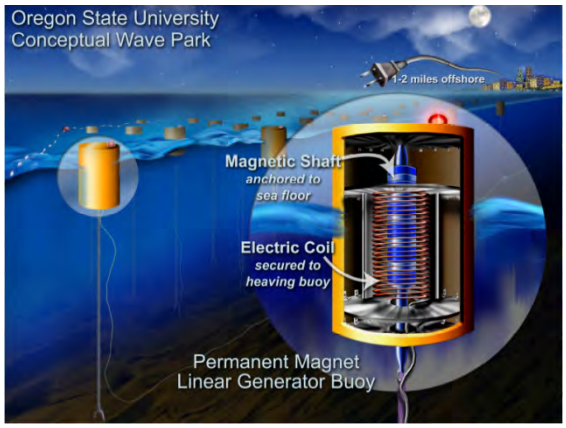
Както е известно, при регулярно вълнение водните частици се движат по елептични орбити, при което най-горните частици от водата се движат по елипси с най-големи оси, а частиците към дъното по елипси с по-малки оси, размерите на които намаляват по експонента. Когато едно плаващо тяло е потопено във водата, под действието на подемната сила и собственото му тегло, увлечено от водните частици, също извършва вертикално и хоризонтално движение. Когато от устройството за извличане на вълновата енергия се използува само вертикалното му движение, казваме, че се използува потенциалната енергия на вълните. Устройствата от този тип са известни като ‘точкови абсорбери’. Според линейната теория на вълните потенциалната енергия е половината от пълната им енергия – [8]. Основното предимство на този тип устройства, е независимостта на работата им от посоката на вълните и в тяхната относителна простота.

На фиг.1 е показан точков абсорбер - [1], при който вертикалното движение на поплавъка посредством въже се предава на котвата на линеен генератор, базиран на дъното на морето. Обратното движение на котвата се предизвиква от пружина.



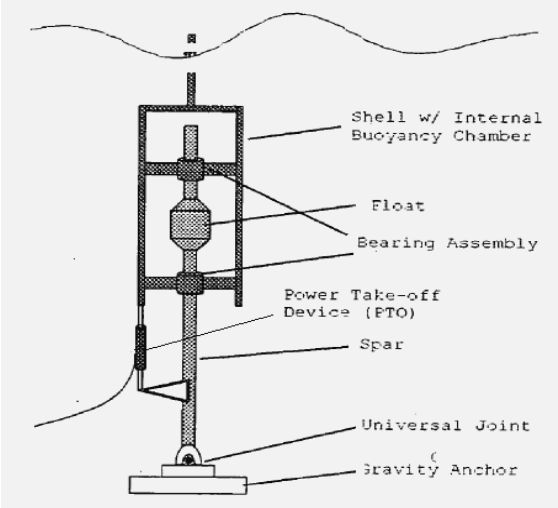
Фиг.1

На фиг.2 линейният генератор се намира в самият поплавък – [3]. Магнитната сърцевина на генератора е свързана посредством въже с котва, базирана на дъното.



Фиг.2

В предложеният в [2] конвертор - фиг. 3, съществува поплавък под водата, който държи системата вертикална. Има вертикален прът, ставно закотвен към дъното, по който се плъзга цилиндрична черупка с дъно в горния край. Между черупката и вертикалния прът е монтиран силов хидравличен цилиндър. Вследствие промяната на налягането от вертикалното движение на вълните черупката извършва релативно движение спрямо пръта и така в хидроцилиндъра се създава налягане, което може да се използува за задвижване на хидромотор-генератор.

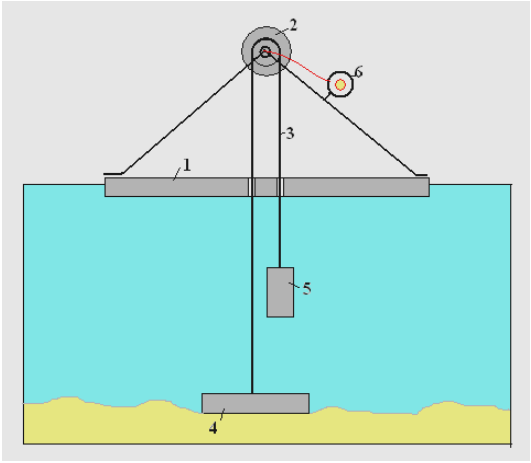


Фиг.3

2. КОНВЕРТОР НА ТУ-ВАРНА

2.1. Схема на конвертора и моделни изпитания

Сравнително простият начин на извличане на енергията на вълните, бе причината да разработим нови схеми на конвертор за потенциална енергия. Като начало разработихме малък конвертор с мощност няколко вата.

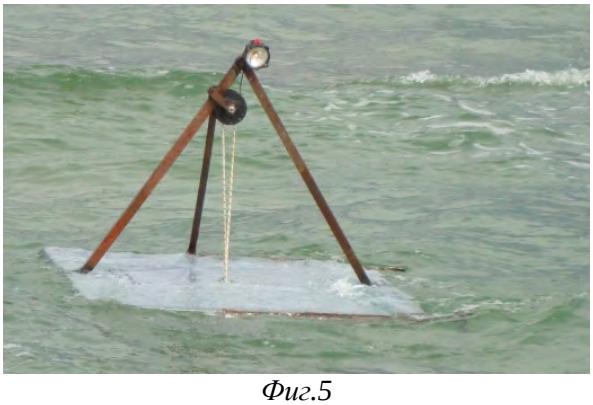


Фиг.4

Моделът на конвертора е показан на фиг.4. Върху плаваща пластина 1 е монтирана трипръстова ферма, върху която са закрепени динамо за велосипед 2, свързано с консуматор – фар за велосипед 6. Оста на динамото е статора, а корпусът му е ротора. Корпусът наподобава макара, около която преминава въже 3, единият край на което е закотвено за котвата 4, лежаща на дъното, а на другият му край е закачена тежест 5. При движение на пластината нагоре-надолу от морските вълни статорът на динамото се върти в една или друга посока и произвежда ел. енергия.

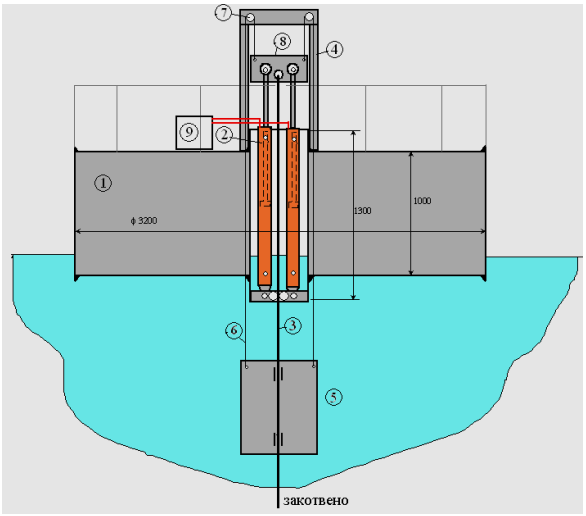
Реално изработеният модел е показан на фиг. 5. Пластината е изработена във формата на плосък паралепипед от поцинкована ламарина, запълнена е с фибран и има размери 0,94/0,94/0,04 м. Мощността на динамото е 3 вата. Работата на модела може да се види от клипа, публикуван на следния адрес:

http://www.youtube.com/watch?v=Q19WhPsrwKc



Фиг.5

2.2. Конвертор тип 'Точков абсорбер' с мощност 5 kW



Фиг.6. Модел на конвертор тип 'Точков абсорбер'

Схемата на конвертора е показана на фиг.6, която като цяло повтаря модела от фиг.5, но полезната енергия се предава към хидравлични цилиндри. Състои се от понтон 1, правоъгълна рамка 4, играеща роля на водач, два броя хидроцилиндри 2, въже 3, закотвено към дъното, противотежест 5, държаща се от две въжета 6, които минават през обръщателните ролки 7 и опъват нагоре упорния блок (шейна) 8.Хидравличният поток от цилиндрите, се транспортира по тръбопроводи към енергиен блок 9.

Действието на конвертора е следното.

Поради наличието на противотежест 5, същата опъва посредством двете въжета 6 и обръщателните ролки 7 непрекъснато централния упорен блок 8 нагоре. По такъв начин упорният блок 8 остава постоянно неподвижен във вертикална посока спрямо дъното на морето. При покачване на нивото на водата,следствие вълните, понтонът се повдига и в хидроцилиндрите 2 се създава налягане и дебит, който се подава по тръбороводите в енергийния блок 9. Там хидравличната енергия се преобразува в механична на ротационен хидромотор, куплиран с електрически генератор. При спадане нивото на вълните, конверторът пада надолу под собствената си тежест.

Проектиран е конвертор, който има понтон с диаметър 3,2 м и височина 1 м. Максималната подемна сила на понтона е около 9 тона. Силата върху хидроцилидрите трябва да бъде намалена със собственото тегло на понтона, което е около 1,5 тона. Така върху хидроцилиндрите при пълно заливане на понтона с вода, което ще стане при височина на вълната 1 м или по-голяма, ще действа вертикална сила около 7,5 тона, свивайки ги с 1 м - предвидени са ограничители за максимален ход 1 м. Ако периода на вълните е 8 секунди, лесно се доказва, че мощността на конвертора ще е около 5 киловата. Точното доказателство може да стане чрез написване на диференциалното уравнение на движение, но тъй като съпротивителните сили не са известни достатъчно точно, приближената мощност може да се получи по следния начин.

Нека понтонът да се движи по закона на регулярно вълнение:

$$z = H_a.\sin(\omega t)$$

където H_a – амплитудна стойност на височината на вълната, ω - кръгова честота на вълната.

Подемната сила, която ще свива цилиндрите, в първо приближение ще следва закона на вълнението и ще бъде:

$$F = A.\gamma.z = A.\gamma.H_a.\sin(\omega t) \quad (1)$$

където A – площ на понтона, γ - обемно (специфично) тегло на морската вода.

Мощността се получава от произведението на подемната сила със скоростта на понтона, т.е.

$$P = F.\dot{z} = A.\gamma.H_a.\sin(\omega t).H_a.\omega.\cos(\omega t) =$$
$$= A.\gamma.H_a^2\omega.\sin(2\omega t)/2 \quad (2)$$

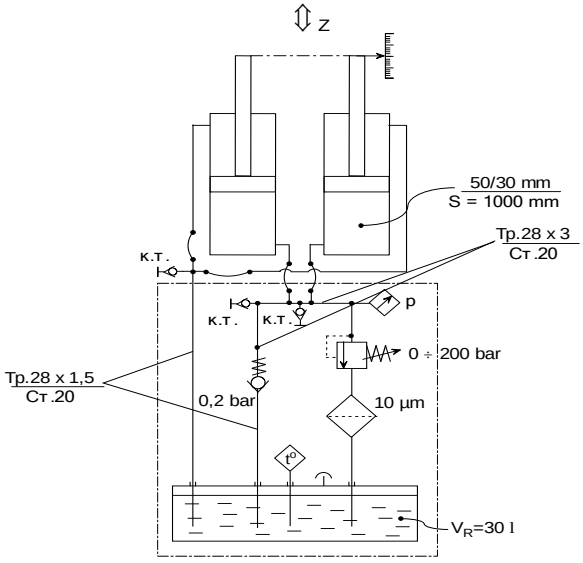
При заместване на стойностите за понтона A=8 m^2, γ=10300 N/m^3, H_a=0,5 m, кръгова честота на вълните 1 rad/s (съответства на период 6,28 секунди), за максималната мощност се получава P=10,3 kW. Тъй като мощност ще се черпи само при повдигане на конвертора, полученото число трябва да се раздели на две, т.е. максималната мощност ще е 5,15 kW, което искахме да докажем.

На фиг.7 е показан общият вид на конвертора (изработен от Веста-М ООД – Добрич), монтиран на дълбочина 18 м и на разстояние 800 м от брега на научно-изследователската база 'Шкорпиловци', собственост на ИО - Варна. За котва се използва една от петите (три на брой) на пилон (вижда се на снимката) с маса 24000 kg.



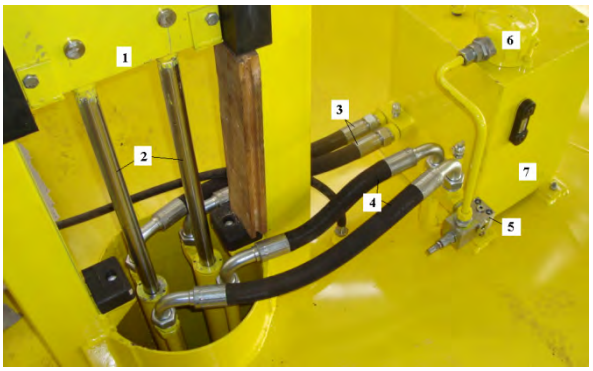
Фиг.7. Конвертор 'Точков абсорбер' - 5 kW

На фиг.8 може да се види схемата на хидравличната система на конвертора, а на фиг.9 – конкретното изпълнение (изработка на ХСЕ – ООД, Казанлък). От движението на поплавъка, на конвертора, се задействат шейната 1 и хидроцилиндрите 2, които преминават в помпен режим и подават маслен напорен поток през предпазния клапан 5 и отливния филтър 6, към резервоара 7. Степента на натоварване на цилиндрите се определя от настройката на предпазния клапан за налягане (20…200 bar). Симулира се реална работа на конвертора от действието на морските вълни. Смукателният ход на цилиндрите се осигурява от действието на обратния клапан (0,2 bar). По време на експеримента, се измерват текущо: налягането на маслото и скоростта на шейната.



Фиг.8. Схема на хидравличната система

Целта на експеримента е да се симулира действието на конвертора в натурни условия и заедно с това да се определят:



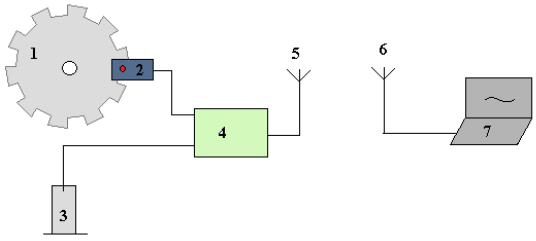
Фиг.9. Хидравлична система на конвертор тип 'Точков абсорбер'

1.Реалната енергия, която може да се "изтегли" от морските вълни.
2.Да се определи законът за натоварване (във времето) на хидросистемата, с цел последващо проектиране и изпълнение на опитен образец на електрогенератора.
3. Да се оцени общо поведението и работата на конвертора в реални условия.

2.3. Схема за измерване на мощността на конвертора

Схемата за измерване на мощността, е показана на фиг. 9. Видно от формулата за определяне на мощността (2), е необходимо да се измери подемната сила на понтона и вертикалната му скорост и тези две компоненти да се умножат. Подемната сила се преобразува в сила на свиване, на хидроцилиндрите, която може да се измери посредством измерване на налягането в тях, с помощта на датчици за налягане 3 – [5]. Предпазният клапан по време на експеримента беше настроен на 50 bar. Релативната скорост на шейната на конвертора, спрямо рамката на понтона, е равна на вертикалната скорост на понтона. Тази скорост се измерва посредством оптичен датчик 2 – [4], следящ времето между два зъба на маркерен диск, монтиран на една ос с обръщателните ролки и привеждан във въртене от движението на шейната. Така се измерва само абсолютната стойност на скоростта, но за мощността знакът на скоростта е без значение, тъй като другата компонента (налягането) се анулира при смяна посоката на скоростта. С помощта на измерителната система V-meter4C -4 [7]

сигналите се преобразуват в цифров вид и се предават/приемат чрез антените 5 и 6 по системата BlueTooth до персоналния компютър 7. Системата позволява безжично предаване на данни на разстояние до 1 км. Чрез специализиран софтуер сигналите се обработват и показват в цифров и графичен вид на екрана на ПК.

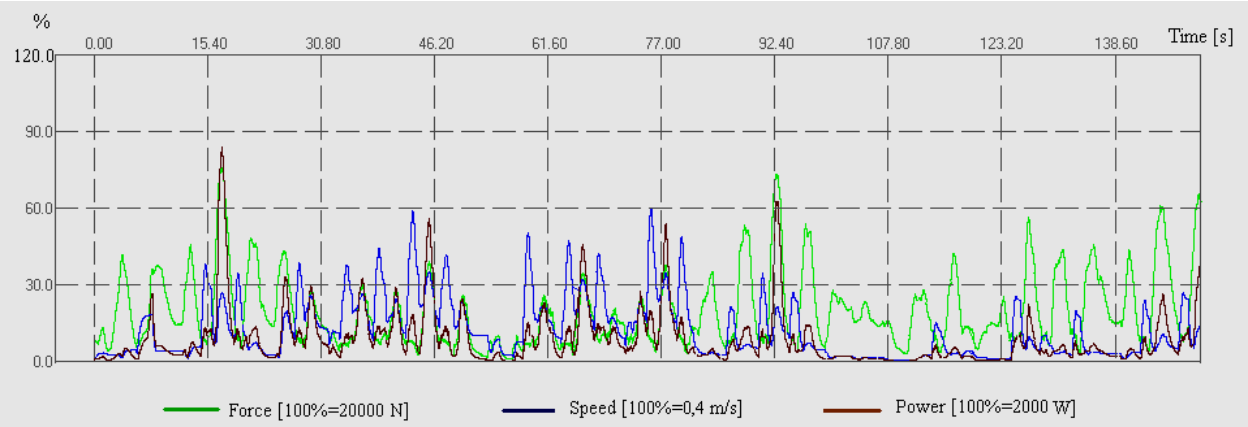


Фиг.9. Схема на измерване

На фиг.10 е показана извадка от един 155 секунден запис на силата, скоростта и мощността. Записът е направен на 13 май 2011 г., непосредствено след монтажа на конвертора, в условията на слабо вълнение. Вижда се, че натоварването е от пулсиращ тип. Клип със запис на поведението на конвертора, може да се види от адреса:

http://www.youtube.com/watch?v=1u7UWj6jhDU

Фиг.10. Графики на измерените сила, скорост и мощност



В табл.1 са приведени числовите стойности на измерените максимални, минимални, средни и средно квадратични стойности на налягането, силата, скоростта и мощността, за целия период на измерване. Условията на вълнението се вижда от фиг.7, което може да се характеризира като слабо вълнение.

От графиката и таблицата може да се види, че дори в условията на слабо вълнение моментната мощност достига 1681 W , но средната мощност за периода на измерване е доста по-слаба – 170 W.

Беше установено едно динамично усилване на амлитудата на преместване на шейната. Докато височината на вълната по време на експеримента не беше по-голяма от 0,1 м, преместването на шейната беше около 0,2 м. Това може да се види от цитирания по-горе клип.

Tab.1

Pressure (100 [bar])	Speed (0.4 [m/s])
Abs Max: 38.67 (38.67%) [bar]	Abs Max:0.2399 (59.96%) [m/s]
Abs Min: 0.433 (0.433%) [bar]	Abs Min:0.002315 (0.5788%) [m/s
Abs Mean: 9.854 (9.854%) [bar]	Abs Mean:0.04931 (12.33%) [m/s
Abs RMS: 12.26 (12.26%) [bar]	Abs RMS:0.06696 (16.74%) [m/s]
Force (2E004 [N])	Power (2000 [W])
Abs Max:1.52E004 (75.98%) [N]	Abs Max: 1681 (84.04%) [W]
Abs Min: 170.2 (0.8508%) [N]	Abs Min: 1.584 (0.07922%) [W]
Abs Mean: 3873 (19.36%) [N]	Abs Mean: 170.8 (8.541%) [W]
Abs RMS: 4819 (24.09%) [N]	Abs RMS: 275.3 (13.77%) [W]

По време на експеримента конверторът работи непрекъснато 115 часа (около 5 денонощия). На 18 май около 9 часа, връзката на конвертора с котвата беше прекъсната (в зоната на връзката с котвата) от вълните и конверторът изплава на брега, където беше паркиран за ремонт. Интересно е да се отбележи, че разкъсващото усилие на въжето е достигнало 21 тона.

От фиг.10 може да се види, че един период на „свиване/разтягане” на хидроцилиндрите трае около 5 секунди. За времето на работа

хидроцилиндрите са извършили около 83000 цикъла на „свиване/разтягане”.Т.е.в бъдеще, трябва да се акцентира върху моторесурса им.

Независимо от краткото време за работа на конвертора, от направените измервания и фактология, могат да се направят редица ценни изводи.

3. ИЗВОДИ:

Предложената схема на конвертора, е работоспособна.

Недостатък на конверторите от типа „Точков абсорбер” е необходимостта от много надеждна връзка с котвата, която от своя страна трябва да удържа големи вертикални сили. За избягване на тези проблеми е по-удачно да се използуват самоуравновесени конвертори, които не изискват масивни котви.

Друг недостатък на конверторите от този тип е, че се използува само едното движение на конвертора – при покачване на нивото. Движението на конвертора при спадане нивото на вълните, е предизвикано от собственото тегло на конвертора, което е значително по-малко от подемната сила на конвертора.

Хидравличната система е силно натоварена и за предотвратяване на неконтролирани (аварийни) разливи с масло, е целесъобразно да се използува за енергоносител вода.

Тази разработка е извършена по проект INWECO, финансиран от ФНИ към МОМН.

ЛИТЕРАТУРА:

1. **M. Leijon at al**. Renewable energy 31 (2006). 1309-1319.

2. **Stewart et al**. Patent US 2007/0261404 A1. Nov,15, 2007

3. http://eecs.oregonstate.edu/wesrf/images/Overview%20of%20Wave%20Energy%20Activities%20at%20OSU.pdf

4. http://www.esabg.com/

5. http://pdf.directindustry.com/pdf/burster/precision-pressure-transducer/13615-108703.html

6. **Alain Cle´ment at al**. Wave energy in Europe: current status and Sustainable Energy Reviews, 6 (2002) 405– 431, February 2002 www.elsevier.com/locate/rser

7. **В. Милков, Пл. Стоянов, Р. Арсенов, Хр. Христосков.** Безжична многоканална система за измерване на механични величини. Годишник на ТУ-Варна, 2009.

8. **Jürgen Siegl.** Betrachtungen zur Umwandlung von Meereswellenenergie in elektrische Energie mittels Lineargeneratoren, Dissertation**,** Rostock, Juli 2006.

АНАЛИЗ НА ЕФЕКТИВНОСТТА НА ГОРИВНА КЛЕТКА И ФОТОВОЛТАИЧЕН ПАНЕЛ

Емилиян Беков, Ангел Маринов, Пламен Янков, Радко Стоянов

FUEL CELL AND PHOTOVOLTAIC MODULE EFFICIENCY ANALYSES

Abstract: In this paper, the basic principles of polymer electrolyte membrane fuel cell (PEMFC) and photovoltaic (PV) module are present. Practical experiments with PEMFC and PV module are made. Gas volume against time in electrolyses and load mode are given. Current voltage and power characteristic on PV module are presented. The efficiencies of PEMFC and PV module in different modes are determined and presented. Proposal of combined system with PEMFC and PV module is given. Final conclusions are derived.

Keywords: горивна клетка, електролиза, фотоволтаичен модул, fuel cell, electrolyze photovoltaic module

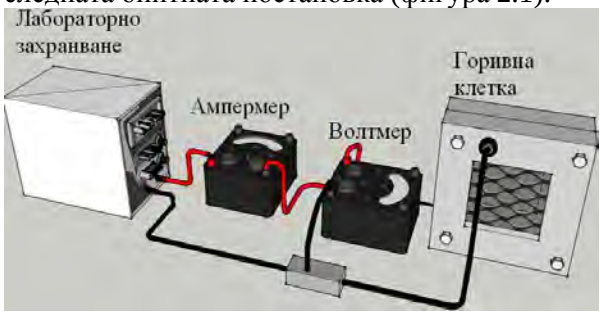
I. ВЪВЕДЕНИЕ

През последното десетилетие се наблюдава силно развитие в сферата на възобновяемите източници [1]. Горивните клетки (ГК) и фотоволтаичните модули (ФМ) са едни от най-бързо развиващите се енергийни източници [2]. Представлява интерес получаването на характеристики и изчисляване на ефективността на горивната клетка в двата основни режима на работа (електролизен и товарен режим). Необходимо е анализирането на характеристиките и ефективността на фотоволтаичен модул, като източник на енергия [3]. Разглеждането на съвместното им използване в комбинирана енергийна система с цел получаване на 100% екологично чиста енергия се явява съществен момент за бъдещото им развитие и използване.

II. ИЗСЛЕДВАНЕ И АНАЛИЗ НА ГК И ФМ

1. Изследване на горивна клетка в електролизен режим

За изследване на режима е изградена следната опитната постановка (фигура 2.1):



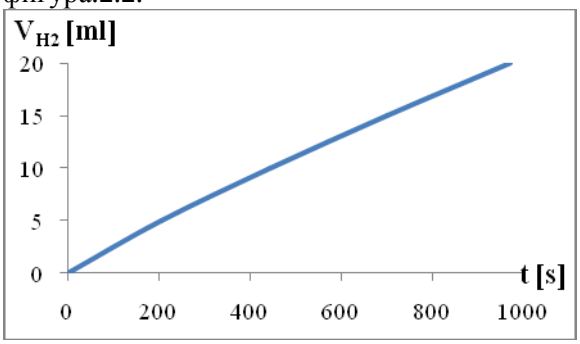
Фигура 2.1 Опитна постановка за отчитане ефективността на електролизатора

Измерените стойности са дадени в табл. 2.1.

Таблица 2.1 Експериментални данни от електролизен режим на горивната клетка

V_{H_2} [ml]	t[s]	U[V]	I[A]	P=U.I [W]
0	0	1,9	0,179	0,3401
5	205	1,9	0,176	0,3344
10	445	1,9	0,176	0,3344
15	700	1,9	0,175	0,3325
20	970	1,9	0,175	0,3325

С получените данни е построена графика, показваща количеството отделен газ във функция от времето, представена на фигура.2.2.



Фигура 2.2 Количество отделен газ във функция от времето

Енергийната ефективност η изразява размера на вложената енергия $E_{входно}$, отнесена към полезната енергия $E_{полезно}$ и се изчислява по следната формула [4]:

$$\eta = \frac{E_{полезно}}{E_{входно}} = \frac{E_{водород}}{E_{електричество}} = \frac{V_{H_2}.H_0}{\bar{V}.\bar{I}.t} \qquad (2.1)$$

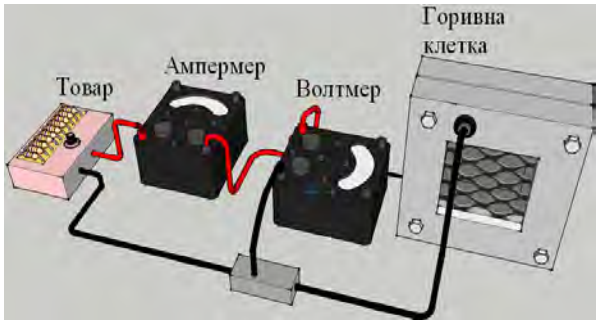
Където: H_0 – Обща калоричност на водорода $12{,}745.10^6 \frac{J}{m^3}$;
V_{H_2} – Налично количество водород $[m^3]$;
$\bar{V}$ – Средна стойност на напрежението [V];
$\bar{I}$ – Средна стойност на тока [A];
t – Време [s].

Енергийната ефективност на горивната клетка в режим на електролиза, изчислена по формула 2.1, е 81%.

Извод: Получената ефективност, в режим на електролиза има относително висока стойност. Процеса е много надежден и може да се образува изключително чист водород (>99.99%). Когато енергията за процеса на електролиза е вложена от възобновяем източник, не се внасят замърсявания и процеса е екологично чист.

2. *Изследване на горивна клетка в товарен режим*

За изследване товарният режим на работа на горивната клетка е изградена опитна постановка, представена на фигура 2.3.



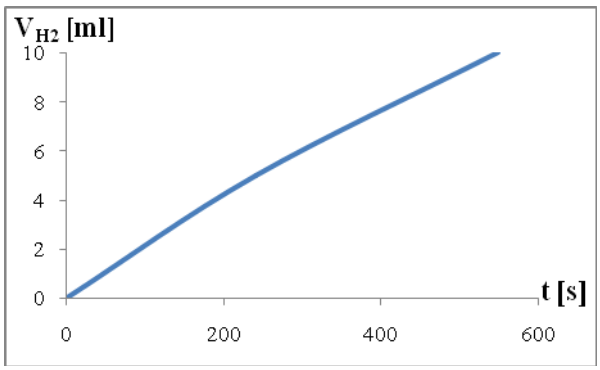
Фигура 2.3 Определяне ефективността на PEM горивна клетка в товарен режим

Измерените стойности са дадени в табл. 2.2.

Таблица 2.2 Експериментални данни от товарен режим на работа на горивна клетка

V_{H2}[ml]	t [s]	U [V]	I [A]	P [W]
20	0	0,59	0,16	0,094
15	241	0,54	0,15	0,081
10	549	0,45	0,14	0,063
Средна стойност		0,53	0,15	0,079

С получените данни е построена графика, показваща количеството консумиран газ във функция от времето, представена на фиг. 2.4.



Фигура 2.4 Консумиран газ във функция от времето

За изчисляване енергийната ефективност на PEM горивна клетка в товарен режим използваме следната формула [4]:

$$\eta = \frac{E_{електричество}}{E_{водород}} = \frac{\bar{V}.\bar{I}.t}{V_{H_2}.H_l} \qquad (2.2)$$

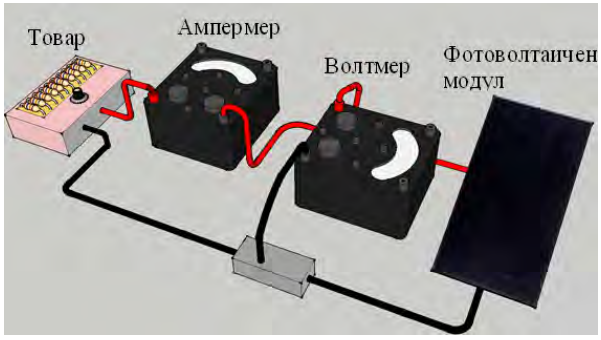
Където: H_l – Топлинна константа на водорода - $10{,}8.10^6 \frac{J}{m^3}$;
V_{H_2} – Налично количество водород $[m^3]$;
$\bar{V}$ – Средна стойност на напрежението [V];
$\bar{I}$ – Средна стойност на тока [A];
t – Време [s].

Енергийната ефективност на горивната клетка в товарен режим, изчислена по формула 2.2, е 41%.

Извод: Получената ефективност, в товарен режим има относително ниска стойност, което предполага допълнителни изследвания с цел подобряване на управление на процеса, използване на по съвременни материали (за мембрана и електроди), оптимизиране на работна температура и намаляване на загубите.

3. *Изследване на фотоволтаичен модул в товарен режим*

За изследване товарният режим на работа на фотоволтаичен модул е изградена опитната постановка представена на фиг. 2.5.



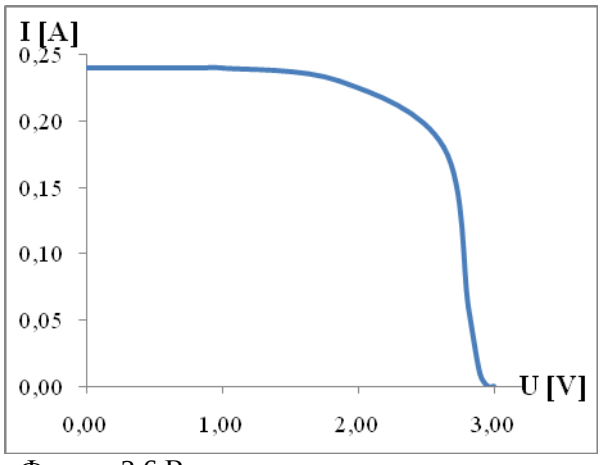
Фигура 2.5 Определяне характеристиките на фотоволтаичен модул

Измерените стойности са дадени в табл. 2.3.

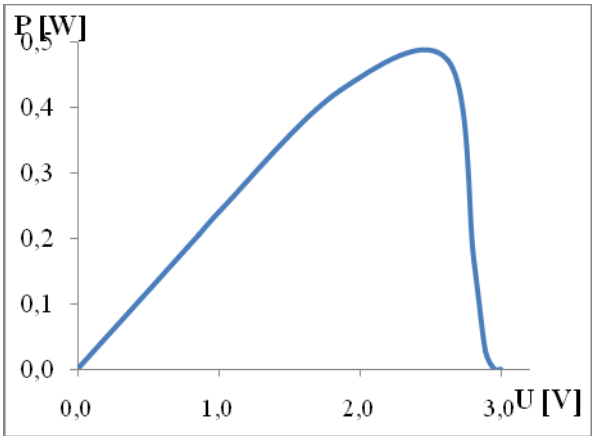
Таблица 2.3 Експериментални данни от товарен режим на фотоволтаичен модул

R[Ω]	U [V]	I [A]	P=U. I[W]
∞	3,00	0,00	0,0000
330	2,95	0,00	0,0000
100	2,89	0,01	0,0289
33	2,81	0,06	0,1686
10	2,63	0,18	0,4734
3,3	1,86	0,23	0,4278
1	1,00	0,24	0,2400
0,33	0,86	0,24	0,2064
0,1	0,78	0,24	0,1872
0	0,00	0,24	0,1680

На фигура 2.6 е построена волт-амперната характеристика на изследвания фотоволтаичен модул, а на фигура 2.7 е представена товарната характеристика.

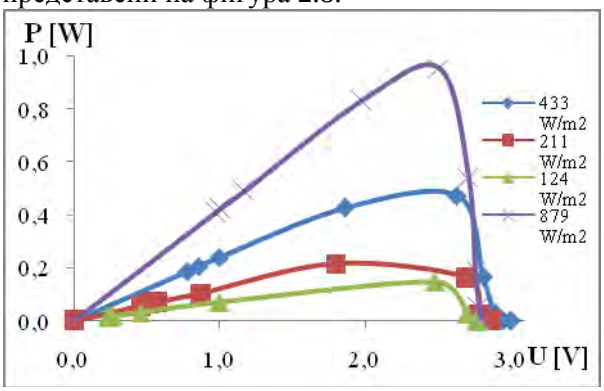


Фигура 2.6 Волт-амперна характеристика на фотоволтаичен модул



Фигура 2.7 Товарна крива на фотоволтаичен

Извършени са допълнителни експерименти за построяване на товарната характеристика, при различни нива на слънчевата радиация, представени на фигура 2.8.



Фигура 2.8 Семейство товарни криви на фотоволтаичен модул при различна осветеност

Ефективността на фотоволтаичен модул представлява генерираната мощност от фотоволтаичния модул, отнесена към входната слънчева мощност, падаща върху него при определен светлинен поток. Ефективността изразена в проценти се определя по следната формула [5]:

$$\eta = \frac{P_{MAX}}{A.G_{Gg}} = \frac{FF.I_{SC}.U_{OC}}{A.G_{Gg}}\% \qquad (2.3)$$

Където: A [m^2] – ефективната площ на фотоволтаичен модул;

G_{Gg} [W/m^2] – общата плътност на мощността на лъчение върху повърхността;

I_{SC} [A] – ток на късо съединение;

U_{OC} [V] – напрежение на празен ход.

За изчисляване фактора на запълване (FF) за фотоволтаичен модул използваме следната формула [5]:

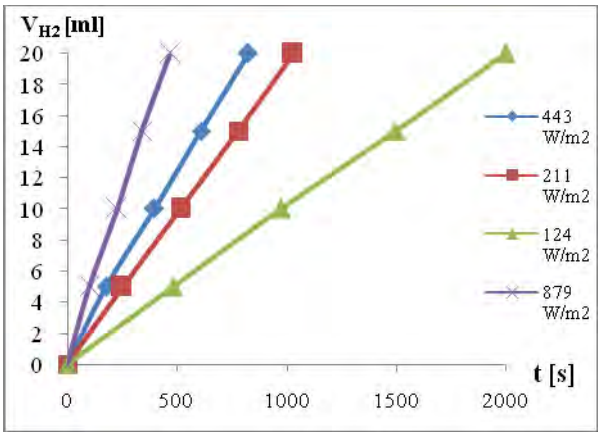
$$FF = \frac{P_{MAX}}{P_T} = \frac{I_{MAX} \cdot U_{MAX}}{I_{SC} \cdot U_{OC}} \qquad (2.4)$$

Енергийните ефективности на фотоволтаичния модул в товарен режим, изчислени по формула 2.3, са: 6,3% 10,5% 11,4% и 11,9%, получени при различни стойности на слънчевата радиация, показани на фигура 2.8.

Извод: Получената ефективност на фотоволтаичния модул в товарен режим, има определена зависимост от нивото на слънчевата радиация, което налага използването на интелигенти системи за насочване на модула с цел получаване на възможно максимална стойност на падащата светлина през целия ден.

4. Изследване на комбинирана система

Извършени са експерименти изследвания за построяване на електролизни характеристики на горивна клетка, захранвана от изследвания фотоволтаичен модул, представени на фигура 2.9.



Фигура 2.9 Семейство електролизни характеристики

Извод: При анализа на получените характеристики се наблюдава линеен характер на отделяното количество водород от горивната клетка, зависещо от нивото на слънчевата радиация. Полученото количество газ (20 ml), при различно нива на осветеност, зависи само от времето (от 400 до 2000 s). Когато параметърът време не е от съществено значение за получаване на определено количество газ, ефективността на комбинираната система (използваща 100% възобновяем източник на енергия – енергия от слънцето) е много висока.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Изследван е много нов и бързо развиващ се енергиен източник в лицето на горивната клетка. Дадени са основните характеристики в двата и режима на работа, като е изчислена, ефективността при преобразуване на енергията. Изследван е фотоволтаичен модул в товарен режим, при различни нива на слънчевата радиация, като са построени семейство характеристики и е изчислена ефективността на модула. Разгледана е съвместна работа на фотоволтаичен модул и горивна клетка. Предложеният вариант за комбинирана система е алтернативен начин за получаване на зелена енергия. Развитието на този тип технологии трябва да продължи в следните направления: намаляване на цената, повишаване на ефективността, работа в паралелен режим, по-ефективно съхранение на горивото и оптимизиране на работния температурен диапазон. Това може да бъде възможно само с продължително изследване и експериментиране с различни видове горивни клетки и фотоволтаични модули.

БЛАГОДАРНОСТИ:

Експериментите в настоящата статия са реализирани с подкрепата на проект "BSUN Joint Master Degree Program on the Management of Renewable Energy Sources – ARGOS", Contract 1.3.1.66334.127, MIS - ETC 277, no. 44553/ 08.06.2011.

ЛИТЕРАТУРА:

[1]. O. Farhi, V. Valchev, I. Hadzhidimov, V. Kirjkov, A. Ivanov, "Detailed Wind and Solar Resource Map Methodology of Bulgaria"- Germany, 6th International Conference fur Alternative Mobility, 7-8 09. 2009.
[2]. EG&G Technical Services, Inc. Fuel Cell Handbook (7 edit.), Morgantown, West Virginia 2004.
[3]. B. Dimitrov, H. Tahrilov, Optimal distribution of PV modules according to dynamic optimization methods, ICEST Conference, Ohrid, Macedonia, 2010.
[4]. H-tec, Wasserstoff-Energie-Systeme, Hydrogen Energy Systems, Germany 2009.
[5]. В. Павлов, Лабораторно изследване на V-A характеристики на слънчеви клетки и модули, ТУ-Варна, 2011.

Контакти:
Емилиян Беков, Ангел Маринов, Пламен Янков, Радко Стоянов ТУ-Варна, катедра ЕТМ, ул.Студентска №1, Варна 9010
emo_bekov@hotmail.com

АНАЛИЗ НА ПРЕХОДНИТЕ ПРОЦЕСИ В ТИГЛОВА СЪПРОТИВИТЕЛНА ЕЛЕКТРОПЕЩ ЗА ТОПЕНЕ НА СТЪКЛО

Надежда Цветкова, Христофор Тахрилов

TRANSIENT ANALYSIS IN AN ELECTRICAL RESISTANCE GLASS MELTING POT FURNACE

Abstract: Electrical resistance glass-melting furnaces are characterized with specific features which are determined by the physical properties of the molten glass and ceramic pot. The glass melt convection is impeded by reason of the limited volume and ceramics requires a certain heating rate. Due to the variable properties of the materials, the solution is obtained numerically using SolidWORKS SIMULATION program environment. The results obtained are verified by means of testing sample electric resistance glass pot furnace.

Keywords: малка електрическа стъклотопилна пещ, моделиране, преходни процеси; modeling, small electric glass melting furnace, time-dependant analysis

I. ВЪВЕДЕНИЕ

В промишлени условия стъклото се получава в пещи с голям обем, обикновено нагрявани с природен газ. При замяна на топлинния източник със съпротивителен нагревателен елемент, разположен около тигела, се променят физическите условия на нагряване – лъчистият топлообмен се заменя с топлопроводност. Поради оптичните свойства на стопената стъкломаса и големия вискозитет съществуват неясни въпроси в създаването на теоретичния модел. От предварителни експерименти е установено неравномерно разпределение на температурата в стопилката, независимо от еднаквата плътност на мощността в тигела. Освен това керамичният тигел изисква определена, относително ниска скорост на нагряване поради опасност от механични дефекти, предизвикани от топлинните напрежения. Затова е необходимо да се направят изследвания за разпределението на плътността на мощността по повърхността на тигела и свързаното с това нагряване на стъкломасата. Поради липсата на данни и препоръки за точно моделиране на топлообмена в стъкломасата се получава разлика между теоретичните и експериментални резултати.

Цел на настоящата разработка е да се анализират преходните процеси, използвайки данни от извършен за целта експеримент с опитен образец, на който съответства теоретичното изследване. Освен това получените резултати за установените режими при съответни температури се използват за оценка на адекватността на модела.

II. ТЕОРЕТИЧЕН АНАЛИЗ

1. Конструкция на съпротивителната електропещ

Схематично конструкцията на съпротивителната електропещ е представена на фиг. 1. Особеност на пещта е разположението около тигела на нагревателен елемент, състоящ се от 12 навивки в керамични носачи (пръстени), открити към тигела. Поради това топлообменът между двата елемента се извършва предимно чрез лъчение. Резултантната температура на тигела ще се определи от топлинното му взаимодействие със стъкломасата, плътността на мощността на нагревателя и разпределението й по височина.

Термодатчикът на програмируемия терморегулатор е поставен в средната част на нагревателния елемент. Данните съответстват на температурата на източника и се използват за сравнение с теоретичните резултати от междинните установени режими на преходния процес.

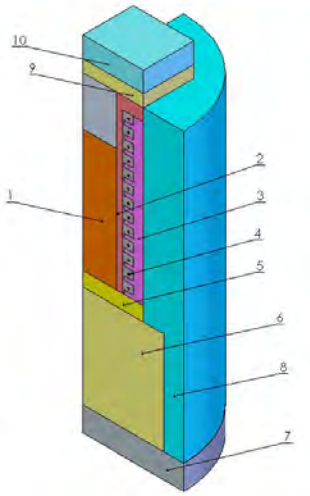
Изолацията на стената на пещта е от влакнест керамичен материал с дебелина 150 mm и работна температура 1400 °C.

Основата на пещта е многослойна, за да се съгласува с изискванията за висока механична якост и добра топлинна изолация:

- първи слой – шамотна плоча с размерите на основата и дебелина в съответствие със съществуващата номенклатура;
- втори слой – обемно уякчена керамична вата.

2. *Модел на пещта*

Моделът реализира елементите от конструкцията със следната особеност: нагревателят е моделиран чрез 12 цилиндрични секции, съответстващи на навивките в реалната конструкция. В модела това осигурява възможност при пресмятане да се задава различна мощност на всеки елемент и вследствие на това различно разпределение на плътността на мощността. При теоретичния анализ на различни режими на работа на пещта, поради различните условия на топлообмен е възможно да се изисква различна мощност от всеки елемент. При доказване на такава необходимост е възможно в реалната конструкция да се изработи секциониран нагревател, съответстващ по разпределение на мощността на изчисления.



Фигура 1. Геометричен модел на съпротивителна електропещ за топене на стъкло: 1 – стъкломаса; 2 – тигел; 3 – керамични пръстени; 4 – нагревателен елемент Kanthal A1; 5 – дъно на тигела от шамот; 6 – шамотна плоча; 7 – влакнеста топлоизолационна плоча; 8 – високотемпературна изолация; 9 – капак; 10 – топлоизолация на капака

Теоретичното изследване е проведено в програмна среда SolidWORKS Simulation. Поради широкия температурен интервал (1400°C) са въведени физичните характеристики на материалите на нагревателя, тигела, стъкломасата и изолационните слоеве [2], [3], [5] във вид на функционални зависимости от температурата. Характеристиките на топлообмен с околната среда също са температурно зависими и са изчислени и интерполирани в зависимост от вида на съответната топлоотдаваща повърхност [3].

3. *Числен анализ на топлинните процеси*

Изчисленията с представения модел се провеждат в съответствие с поставената задача:

- Предвид технологичните изисквания за работата на керамичните материали се задават гранични температури за всеки интервал. Те са определени от кристалографните изменения, които настъпват при тези температури и изискват време за пълно превръщане на материала;
- задаване на подходящи елементи на ПИД-закона за изменение на мощността с цел получаване на зададена скорост на изменение на температурата и отчитащи топлинните характеристики на пещта.

Изчислителната процедура е проведена в два варианта:

- от проведен експеримент с опитен образец са получени еквивалентните мощности на празен ход в края на всеки един от четири етапа на нагряване. Те са определени от изискванията на материала на носещите елементи на нагревателя и са представени в табл.1, където: $P_н$, $\tau_н$ – еквивалентна мощност и температура на нагревателя в края на съответния цикъл с времетраене $t_{процес}$. С тях се определя теоретичното разпределение на температурите и се сравняват с експеримента, при което се оценяват качествата на модела и неговата адекватност;
- с мощността, съответстваща на всеки етап се изчислява преходния процес, за да се оцени възможната максимална скорост, както и времетраенето за достигане на зададената температура на следващия етап.

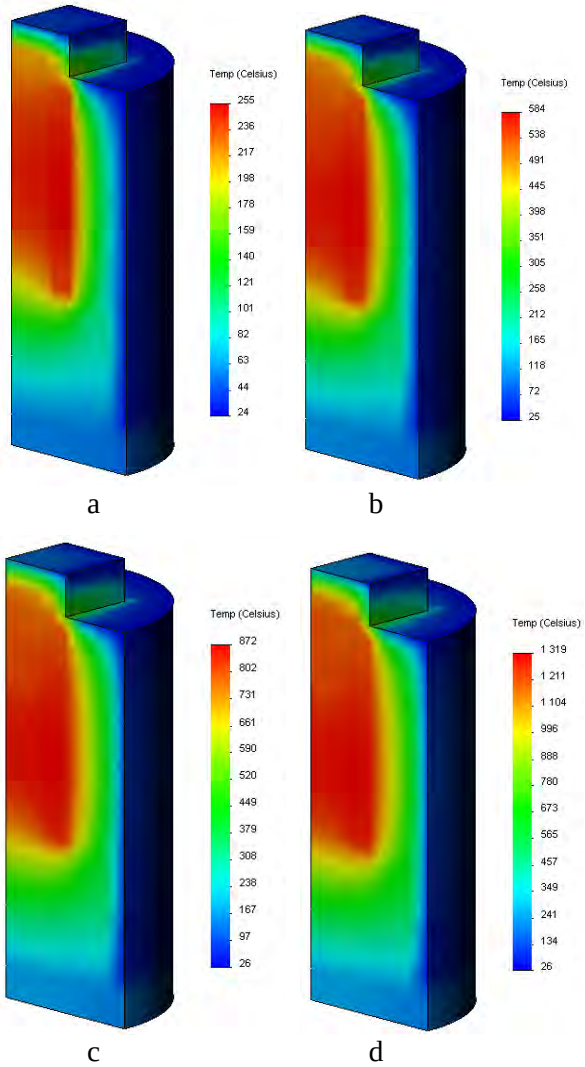
Теоретичните резултати са използвани за сравнение с експеримента, който е представен в табл.2. Теоретичното разпределение на температурите в елементите

на съоръжението за четирите етапа е показано на:

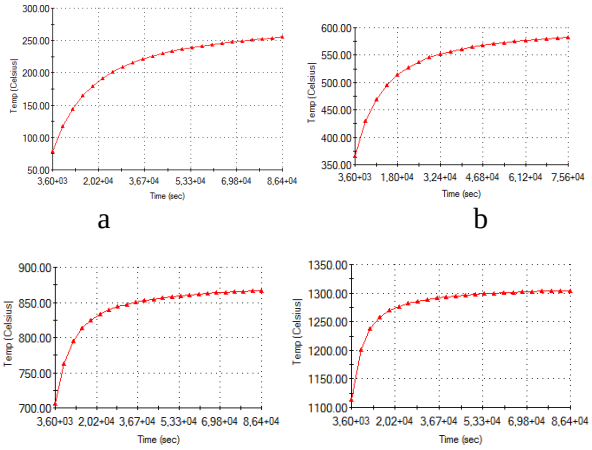
- фиг.2 – резултати от числения анализ за края на всеки етап, съответстващи на табл.2;
- фиг.3 – преходен процес на достигане на зададената температура при използване на еквивалентната мощност $P_н$,, получена от експеримента.

Таблица 1.

Процес №	$P_н$ [W]	$t_{процес}$ [h]	$\tau_н$ [°C]
1 (фиг.2.a)	250	24	255
2 (фиг.2.b)	800	21	584
3 (фиг.2.c)	1600	24	876
4 (фиг.2.d)	3800	24	1319



Фигура 2. Теоретично разпределение на температурите за процеси 1, 2, 3 и 4



Фигура 3. Температура на термодатчика

4. *Експериментални резултати*

Експериментите, извършени с опитния образец, съответстват на зададените изисквания от фирмите-производители на керамични материали. Настройката на терморегулатора осигурява приблизително константна скорост на нагряване, която в случая е препоръчително да бъде 25 до 50 K/h.

С цел едновременно получаване на резултати за енергийните характеристики на пещта, експериментът е проведен по следния начин: задава се крайната температура за всеки период и след достигането ѝ пещта се оставя в режим на поддържане на тази стойност. Целта е достигане на установен режим, при което ще се получат резултати за мощността на празен ход, респ. загубите. Предвид големината на топлинната времеконстанта $T \approx 11000s \approx 3h$, в случая без товар, т.е. без стъкломаса, периодът от време се определя единствено от параметрите на топлинната изолация и е $t = (3 \div 4)T \approx 12h$, след което се изчислява еквивалентната мощност. Тя съответства на загубите при тази температура и се използува като критерий за точност на модела и теоретичното решение. В реални условия при нормална експлоатация процесът на нагряване изключва тези паузи и той протича значително по-бързо. В табл.2 са показани резултатите от експеримент в съответствие с изложеното по-горе, където в началото на работа от студено (начално) състояние до първия етап на задържане е приета минималната скорост на нагряване (процес № 1) – 25 K/h; а за всички останали етапи (процеси № 3, 5, 7) – 50 K/h.

Таблица 2. Експериментални данни

Процес №	$\tau_н$ от...до... [°C]	$t_{процес}$ [h]	$P_{екв}$ [W]
1	25÷225	8	450
2	225÷225	16	250
3	225÷575	7	1040
4	575÷575	14	800
5	575÷875	6	2000
6	875÷875	18	1600
7	875÷1300	9	3800

Времето на задържане след всеки етап на нагряване е различно, но отговаря на минимално изискваното по изчисления за конкретната пещ.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Теоретичният анализ и експериментът с малка съпротивителна електропещ за топене на стъкло дават основание за следните по-важни изводи и препоръки:

- Опитният образец удовлетворява изискванията за безопасна работа по отношение на температурите на повърхността.
- Изследваният модел е адекватен и може да се използва за анализ на процесите в такива пещи. Грешката в температурата е:

$$\varepsilon = \frac{\tau_{експ} - \tau_{теор}}{\tau_{експ}} = \\ = \frac{242 - 252}{242} = -4{,}13\%$$

- Големината и разпределението на температурите налага анализ на възможностите и получаване на различни варианти на разпределяне на плътността на мощността, за да се отговори на различни изисквания.
- Съществуващите различия в експерименталните и теоретични резултати се получават поради няколко фактора: в опитния образец съществуват области в изолацията, които са несъвършенни, и на които съответстват области от повърхността на пещта с повишени температури. В модела конструкцията е идеализирана и предвид случайния характер на дефектите, те не са отчетени като технологични несъвършенства.
- Технологичните отвори за извеждане на нагревателните елементи и отворът за поставяне на термодатчика определят области с повишени загуби поради намалената топлинна изолация и топлинните къси съединения. Поради това получените теоретични температури са по-високи от реално измерените на нагревателния елемент.

Конструкцията, геометричните размери и топлофизичните характеристики на топлинната изолация определят скорости на нарастване на температурата при константна мощност по-високи от максимално допустимите. Поради това е задължително използването на програмируем терморегулатор, в който се задават температурите и периодите на задържането им, за да се извършат процесите на прекристализация на останалите керамични елементи. В тези случаи преходните процеси трябва да се използват за определяне на енергийните характеристики на пещта.

LITERATURE

[1]. Алямовский А., SolidWorks/COSMOSWorks Инженерный анализ методом конечных элементов. Москва, ДМК Пресс 2004
[2]. Тахрилов Хр. и к-в, Електротермия – част II, ТУ-Варна, 2003.
[3]. Уонг Х., Основные формулы и данные по теплообмену для инженеров, Москва, Атомиздат 1979.
[4]. Цветков Д., Стъклото – история, стокознание и стъклотопене с природен газ, Варна 2002 г.
[5].www.kanthal.com

Contacts:
Nadejda Tsvetkova – Eng., Technical University of Varna, Faculty of Electrical Engineering, 1 Studentska Str., 9010 Varna, BULGARIA, email: nadim@mail.bg.

Hristofor Tahrilov – Ass. professor, Dr, Eng., Technical University of Varna, Faculty of Electrical Engineering, 1 Studentska Str., 9010 Varna, BULGARIA, email: h.tahrilov@gmail.com.

РЯЗАНЕ НА SI – ЕЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКА СТОМАНА С FIBER ЛАЗЕР

Любомир Лазов, Христина Денева

CUTTING OF THIN SHEET ELECTRIC STEEL FOR ELECTRICAL MACHINES WITH FIBER LASER

Abstract: Results from contour cutting of lamellas for rotor and stator packages for electric motors are presented here. The experiments are held with Fiber laser 1,5 kW of thin sheet electric steel with 0,5 mm thickness. Comparative analysis of cutting quality by conventional methods for punching of lamellas, laser cutting with both a CO2 laser and Fiber laser , is made. An assessment for laser technology efficiency has been made as well.
Keywords: Fiber лазер, лазерно рязане, ротори и статори на електромотори, cutting, Fiber laser, rotor and stator of electric motors

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Главното предизвикателство пред което са изправени в момента производителите на електромотори, генератори и трансформатори, е производството на малки серии или на т.нар. „бутикови" изделия в зависимост от специфичните нужди на клиентите. Този вид изделия съставляват близо 40% от общия обем на продукцията на редица малки и средни предприятия от бранша. Тенденцията е поръчките от този тип да достигнат до 60% през следващите 3 години. През последните години в световен мащаб се разраства развитието и производството на електромобили[X]. Във тази връзка се налага да се конструират нови видове електромотори, които да се тестват и въвеждат в кратки срокове в експлоатация.

Лазерната технология за рязане [2] на ламели спестява направата на индивидуални щанцови инструменти за всяка нова модификация на новите електромотори и е значително по-конкурентно способна от традиционния метод на щанцоване [3] при производството на малки серии.

Лазерното рязане е процес, при който материалът се нагрява до температура на топене или изпарение [2, 4]. Това е възможно, само ако достатъчно количество енергия от падащото лъчение се абсорбира от материала [5]. Стопеният материал се изхвърля с висока скорост от от зоната на обработка. Това може да се извърши и с помощта на газ (кислород или инертен газ), коаксиално насочен, през дюза, по оста на лъчението надолу към материала.

От голямото разнообразие на лазерите (твърдотелни и газови; с непрекъснат и импулсен режим на работа; с дължина на вълната в инфрачервената, видимата и ултравиолетовата област; с голям диапазон на мощностите от 1 mW до няколко десетки kW; с различни скорости на рязане; с различна продължителност на импулсите - до стотици наносекунди) в индустрията за рязане на материали се използват CO_2 лазери, YAG лазери и Fiber лазери.

Вида на лазера се избира в зависимост от състава на материала, неговата дебелина и размера на частите, които трябва да бъдат отрязани.

Уникалните свойства и предимства на Fiber лазера, в сравнение с CO_2 и YAG лазерите, обуславят неговото бързо навлизане в производството. За финно рязане на тънки листове предлагаме Fiber лазер [6].

От появата на първата машина на миналия век за лазерно рязане [8], винаги се цели получаването на добро качество на материала [7]. Качеството на рязане, както вече сме писали в предишни статии, се ръководи от много параметри свързани с :

- технологичното съоръжение – фокусно разстояние на оптичната система; форма и диаметър на дюзите;
- лазерния източник – мощност на лазера, режим на работа (CW или импулсен), плътност на мощността на лъчението;
- технологичния процес – скорост на рязане, вид на използвания газ и налягане на газа, положение на фокуса;
- вида на материала – оптически и термофизически характеристики, дебелина и химически състав на материала.

Правилният подбор на параметрите е този, при който зоната на обработка слабо се загрява, срязовете са сравнително чисти и тесни, липсват шупли, бразди и мустаци.

II. ИЗЛОЖЕНИЕ

1. *Цел на експериментална работа*

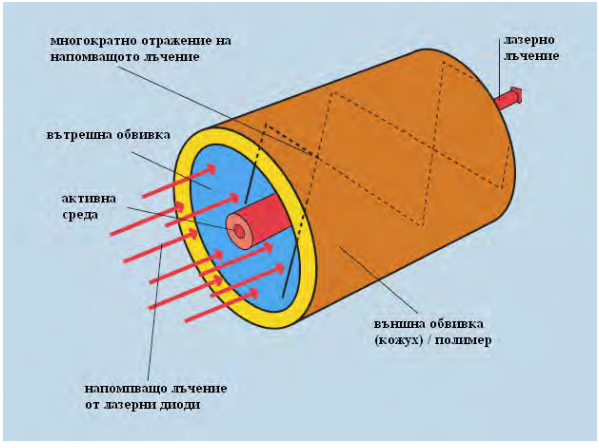
За постигане на по-добри технически, енергийни и икономически показатели на производствения процес за рязане на ламели, в съответствие с изискванията за качество (DIN стандарти), това изследване представя, чрез експериментални резултати, зависимостта на широчината на сряза d като функция от скоростта на рязане V и дефокусировката на лазерния лъч f.

2. *Апаратура*

Опитите са проведени с 150 W Fiber лазер, работещ в импулсен режим.

За генериране на лазерното лъчение са необходими лазерни диоди, активна среда (стъкловлакно), в сърцевината на която са внесени примесни атоми на Yb или Nd, огледала и др. оптически елементи.

Успоредно на сърцевината фиг.1[1] има зона за въздушно охлаждане и по оптичен път, се вкарва напомпващо лъчение от диодните лазери. На границата между тези две среди напомпващото лъчение търпи пълно вътрешно отражение. В крайна сметка след многократно преминаване на потока от фотони през активната среда и отразяване от огледалата, на изхода се генерира импулсно лазерно лъчение с дължина на вълната 1.07μm.



Фигура 1. Fiber лазер

3. *Материали*

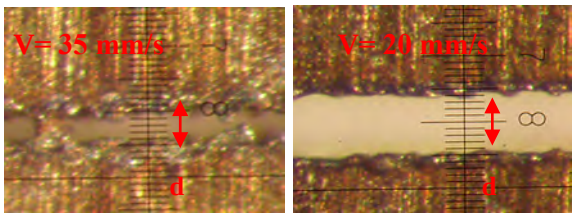
В експерименталните изследвания са използвани образци от Si – електротехническа стомана с дебелина 0,5 mm и лаково покритие [марка M340-50E (EN 10027-1).], предназначени за производството на роторни и статорни пакети.

4. *Изпълнение*

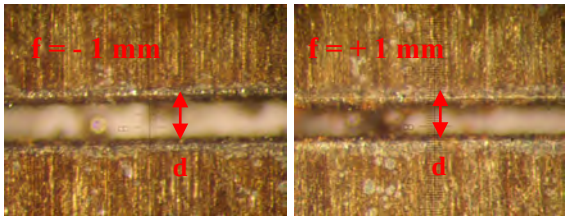
По време на експерименталната работа се поддържаха постоянни следните параметри: номинална мощност 100 %, мощност на импулсите 1.5 kW, продължителност на импулсите 300μs, честота на повторение на импулсите 0.333kHz.

Първоначално по време на работа с Fiber лазера f = - 1mm, а скоростта на рязане на ламелата изменяхме от 5 mm/s до 35 mm/s. След това проведохме серия от опити при които V = 5 mm/s, а дефокусировката променяхме от -0.5 mm до 2 mm.

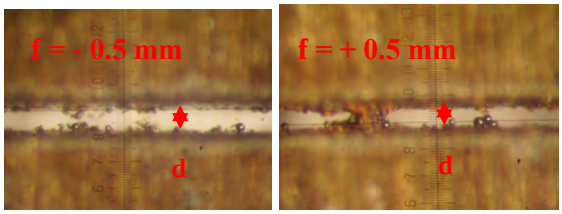
Наблюденията и измерванията на двете страни на ламелата (вход и изход на лъча)на зоните на обработка (фиг2, 3а и 3б), се проведоха с помощта на конвенциалната металографска техника (Neophot – микроскоп с увеличение 20 пъти).



Фигура 2. изглед от задната страна на ламела при две различни скорости 35 mm/s и 20 mm/s



Фигура 3а. изглед от предната страна на ламела при две различни дефокусировки + 1 mm и - 1 mm



Фигура 3б. изглед от задната страна на ламела при две различни дефокусировки – 0.5 mm и + 0.5 mm

Част от резултатите са нанесени в таблица 1 и таблица 2.

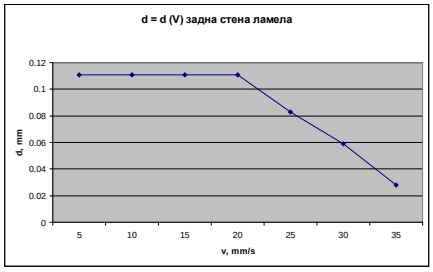
Таблица 1.

f = -1 mm	
V, mm/s	d, mm
5	0.111
10	0.111
15	0.111
20	0.111
25	0.083
30	0.062
35	0.027

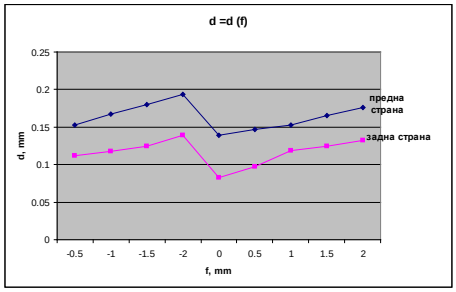
Таблица 2.

предна страна ламела		задна страна ламела	
V = 5 mm/s			
f, mm	d, mm	f, mm	d, mm
-0.5	0.153	-0.5	0.112
-1	0.167	-1	0.118
-1.5	0.180	-1.5	0.125
-2	0.194	-2	0.139
0	0.139	0	0.083
0.5	0.147	0.5	0.97
1	0.153	1	0.119
1.5	0.165	1.5	0.125
2	0.176	2	0.132

На фиг. 4 и фиг. 5 са показани графичните зависимостти на d = d (V) и d = d (f).



Фигура 4. графична зависимост на широчината на сряза d от скоростта на рязане V



Фигура 5. графична зависимост на широчината на сряза d от дефокусировката f

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Резултатите показват, че с нарастването на скоростта и дефокусировката, широчината на сряза намалява.

Тясната широчина на сряза позволява максимално използване на материала и спомага за по-ефикасно напасване на частите на роторните и статорните пакети за електромотори.

Веднъж след като работните параметри са зададени коректно за първият лист, резултатът е един и същ за всеки следващ.

В допълнение, Fiber лазерът предлага голяма прецизност и подвижност. Лъчът лесно може да бъде движен в трудни за достигане области, където конвенциалните методи не могат. Другите методи често изискват поддържаща механична обработка и пространство за работа.

Ако с времето широчината на сряза или качеството на сряза се промени, най-вероятната причина е влошаване на качеството на оптическата система или на скенера. Смяната на оптиката бързо поправя проблема.

Ниска производствена цена и кратко време на работа също важни характеристики на лазерното рязане. Щанцоването причинява износване и счупване на инструментите. Резултатът е скъсяване на живота на инструментите и увеличаване на цената им. Тези разходи липсват при лазера.

LITERATURE:

[1]. Facts About. Laser Technology.Joachim Berkmanns, Cleveland, USA; Mark Faerber, Unterschleissheim, Germany,

[2]. Латыпов Р. Р., Н. Г. Терегулов, А. М. Смыслов, А. В. Лобанов Технология лазерной обработки конструкционныи инструментальных материалов в авиадвигателестроении, Машиностроение, Москва, 2007

[3]. Фишеков Х., П. Парашиков, Б. Йончев Съвременни технологии при производството на електродвигатели, София, 1981

[4].linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0169433204013327

[5]. www.acsys.de/en

[6]. www.gsiglasers.com › Laser Processes

[7].www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0030399207001442

[8]. www.trumpf-laser.com

Contacts:

Любомир Лазов, катедра" ФХЕ", Технически Университет - Габрово, ул. „Х. Димитър"4, тел. 0888869092, Email: llazov@abv.bg

Христина Денева, катедра" ФХЕ", Технически Университет - Габрово, ул. „Х. Димитър"4,тел 0886437355, Email: hdeneva@abv.bg

ВЛИЯНИЕ НА ФАЗОВАТА ДЕБЕЛИНА ВЪРХУ СВОЙСТВАТА НА ПРОСВЕТЛЯВАЩИ ПОКРИТИЯ ЗА БЛИЗКАТА ИЧ СПЕКТРАЛНА ОБЛАСТ

Berkant S. Gyoch
University of Ruse, Physics Dept., 8 Studentska str., Ruse-7017

INVESTIGATIONS OF PHASE THICKNESS DEVIATIONS' INFLUENCE ON PROPERTIES OF ANTIREFLECTION COATINGS FOR THE NEAR IR REGION

Abstract: Investigation deals with problems of computer-aided design of wide-band antireflection coatings for semiconductor photosensitive devices (discrete photo receivers, CCD-cameras, modern security systems and others) for the near infrared spectral region (0.95 μm – 1.75 μm). Wide-band antireflection coating structures of two- four- and six-layers from two materials with low and high refractive index are investigated. It is shown that six-layer structure possesses the lowest reflection. An approach for choice of materials for coatings deposition based on optimizations of optical transmittance is proposed. Phase thickness deviations' influence on properties of antireflection coatings for the near IR region is investigated.
Keywords: Антиотражателни покрития, прибори за близката инфрачервена спектрална област. Antireflection coatings, near infrared optics.

I. ВЪВЕДЕНИЕ

При полупроводникови материали, които се използват при създаване на фотоприемници за близката инфрачервена (IR) спектрална област, показателят на пречупване n е 3,3 – 3,5. Отражението при нормално падане на светлината надвишава 30%. Основният метод за намаляване на загубите от отражение в оптичните системи е просветляването на съответните детайли чрез нанасянето на просветляващи (антирефлекционни - AP) покрития. Предназначението на просветляващите покрития се заключава в минимизиране на сумарния интензитет на отразената светлина чрез изменение на фазите на светлините потоци, отразени от челната, задната и вътрешните граници на покритието. Сумарната амплитуда на отразената вълна се получава чрез кохерентно събиране на амплитудите на всички вълни, отразени от оптичните граници на покритието.

Просветляващите покрития са изключително чувствителни към изменение на фазовата дебелина на слоевете. Фазовата дебелина е параметър, който зависи от дължината на вълната λ, дебелината d и показателя на пречупване n на слоя. При нормално падане на вълната стойността на фазовата дебелина се определя от зависимостта:

$$\delta = 2\pi nd/\lambda. \quad (1)$$

При технологичната изработка на просветляващите покрития различни фактори като времето, налягането, концентрацията на газовете във вакуумната камера и други, оказват влияние върху дебелината на покритията. С това изследване се цели да се прогнозира влиянето на отклоненията в дебелината на слоевете и на показателите на пречупването им върху оптичните свойства на покритието. Поради това представлява интерес изследване на влиянието на изменението на фазовата дебелина върху свойствата на просветляващи покрития за близката ИЧ спектрална област и проектиране на покрития с оптимални оптични свойства.

II. ПРОЕКТИРАНЕ НА АР ПОКРИТИЯ И МЕТОД НА ИЗСЛЕДВАНЕ

Известните аналитични методи за проектиране на просветляващи покрития са разработени за една дължина на вълната [1]. Просветляващо покритие за една дължина на вълната λ се състои от един слой с показател на пречупване n, който е равен на $n^2 = n_{SUB}n_O$, където n_{SUB} е показателя на пречупване на подложката, а n_O - на околната среда (най-често въздух с $n_O = 1$). Оптичната дебелина на

слоя *nd* трябва да отговаря на едно от следните условия: $nd = \lambda/4,\ 3\lambda/4,\ 5\lambda/4 \ldots$. Оптичните свойства на такива покрития за широка спектрална област са далеч от желаните. По тази причина просветляващо покритие с добри антиотражателни свойства, работещо в широк спектрален диапазон, винаги се реализира като многослойно [1 - 3]. Подходящите методи за проектиране на многослойни АР покрития за широк спектрален диапазон се основават на числени оптимизации [3].

За крайния резултат от решаващо значение е изборът на начална структура – брой, вид и ред на слоевете, показателите на пречупване на слоевете и вида на подложката.

В настоящата разработка при избор на начални структури е извършено следното:

Определени са броя и подредбата на слоевете - от 2 до 6 слоя, подредени в двата алтернативни варианта: *Въздух/LH ... /Подложка* или *Въздух/HL ... /Подложка*. Означенията L и H означават слоеве с нисък n_L и висок n_H показател на пречупване.

Дефиниран е видът на подложката - $n_{SUB} = 3.3$ отговаря на оптичен прозорец от *InP* за област на спектрална чувствителност на фотоприемници от $In_{1-X}Ga_XAs_{1-Y}P_Y$ с различни стойности на параметрите *x, y* [4].

Избрани са показатели на пречупване на слоевете - стойностите на показателя на пречупване се определят спрямо най-използваните прозрачни в избраната спектрална област материали в практиката: $n_L = 1.38 \div 1.6$ (NaF, MgF_2, SiO_2 и др.) $n_H = 2.25 \div 2.45$ (ZnS, ZnSe, TiO_2 ,TlBr и др.) [5, 6].

Определени са началните дебелини на слоевете – 1) всички слоеве да имат равни начални оптични дебелини; 2) сумата от всички оптични дебелини в многослойника да е $\sum nd = \lambda/4, 3\lambda/4, 5\lambda/4,$ за $\lambda = 1{,}35\ \mu m$.

Изчислени са крайните дебелини на слоевете. Крайните дебелините са определени чрез минимизация на следната функция, наречена качествен фактор *Q*:

$$Q = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\left[100 - T(\lambda_i)\right]^2}, \qquad (2)$$

където λ_i е дължина на вълната за *i*-та точка от избрания спектрален интервал, $T(\lambda_i)$ е изчисленото пропускане (в %) на многослойното покритие за дължина на вълната λ_i. N е броя на точките, в които се изчислява спектъра на пропускане. При извършените изследвания $N = 150$. Физичният смисъл на разликата $100 - T(\lambda_i)$ е стойността на коефициента на отражение R в % за λ_i. Тъй като не се отчита поглъщането на слоевете, физическата същност на качествения фактор *Q* съответства на средно квадратичната стойност на коефициента на отражение в избрания спектрален диапазон $0{,}90\ \mu m$ – $1{,}75\ \mu m$. По-ниската стойност на качествения фактор съответства на по-добри просветляващи свойства на дадените структури. За числената минимизация на *Q*-функцията (2) се използва метод на златното сечение.

III. РЕЗУЛТАТИ

Получени са 3 многослойни структури с качествен фактор, по-нисък от 1%. За тях е характерно следното:

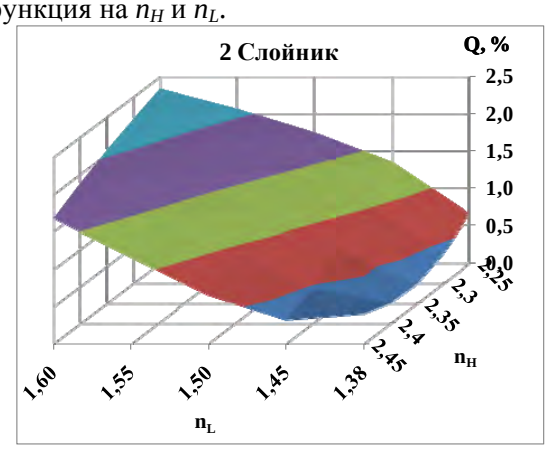
Почти всички структури с начална оптична дебелина $\boldsymbol{\lambda_O/4}$ след оптимизацията се свеждат към двуслойна структура от типа *Въздух/LH/Подложка*, наричана **2-слойник**.

Оптимизацията на *Q* за някои 4, 5 и 6-слойни начални структури с оптична дебелина $\boldsymbol{3\lambda_O/4}$ се свежда към четирислойна структура от типа *Въздух/LHLH/Подложка*, наричана **4-слойник**.

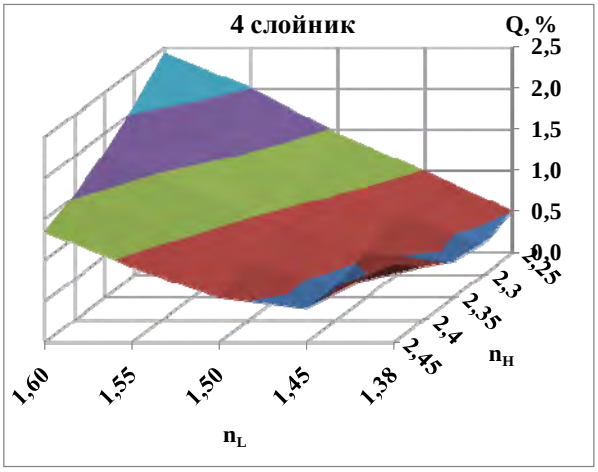
6-слойни начални структури с оптична дебелина $\boldsymbol{3\lambda_O/4}$ и $\boldsymbol{5\lambda_O/4}$ се свеждат към шестслойна от типа *Въздух/LHLHLH/Подложка*, наричана **6-слойник**.

Влиянието на изменението на фазовата дебелина върху свойствата на просветляващи покрития за близката ИЧ спектрална област и проектиране на покрития с оптимални качества е извършено на два етапа.

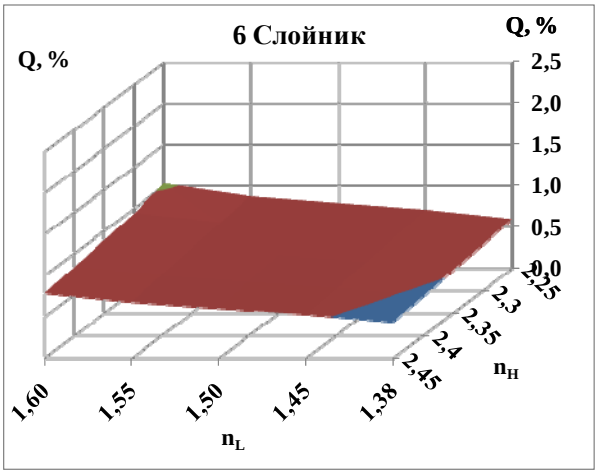
Първи етап. Извършено е изследване на горепосочените структури с различни стойности на n_L (между 1,38 и 1,6) и n_H (между 2,25 и 2,45). Качественият фактор *Q* на всички оптимизирани структури е изследван като функция на n_H и n_L.



Фигура 1. Зависимост на качествения фактор ***Q*** от стойностите на показатели на пречупване $\mathbf{n_H}$ и $\mathbf{n_L}$ на **2-слойник** върху подложки с n_{SUB}=3,3 за близката IR спектрална област.



Фигура 2. Зависимост на качествения фактор ***Q*** от стойностите на показатели на пречупване $\mathbf{n_H}$ и $\mathbf{n_L}$ на на **4-слойник** върху подложки с n_{SUB}=3,3 за близката IR спектрална област.



Фигура 3. Зависимост на качествения фактор ***Q*** от стойностите на показатели на пречупване $\mathbf{n_H}$ и $\mathbf{n_L}$ на на **6-слойник** върху подложки с n_{SUB}=3.3 за близката IR спектрална област.

Резултатите от изследванията показват (фигури 1, 2 и 3), че **6-слойникът** е най-малко чувствителен към промени на показателите на пречупване $\mathbf{n_H}$ и $\mathbf{n_L}$ на слоевете, от които е изградено покритието. Дори и при по-големи изменения на показателите на пречупване $\mathbf{n_H}$ и $\mathbf{n_L}$ в целия изследван интервал n_L = 1,38 ÷ 1,6 n_H = 2,25 ÷ 2,45 качественият фактор *Q* се мени в диапазона 0,43% ÷ 1,00%, т. е. остава под 1,00%. Тъй като **6-слойникът** е с много по-добри оптични свойства в сравнение с останалите структури (най-малка чувствителност към девиации на показателите на пречупване на отделните слоеве), изследванията във втората част на тази разработка са концентрирани върху покрития от този тип.

Втори етап. Извършено е изследване на избраната многослойна структура (**6 слойник**) при последователно изменение с ± 10 nm на дебелината на всеки един от слоевете му и изменение на стойностите на показателите на пречупване $\mathbf{n_H}$ и $\mathbf{n_L}$.

За покрития от типа *Въздух/LHLHLH/Подложка* за всички стойности на показателите на пречупване n_L = 1,38; 1,45; 1,50; 1,55; 1,60 и n_H = 2,25; 2,30;2,35; 2,40; 2,45 са изчислени оптималните дебелини на слоевете, така че покритието да има оптимален *Q* фактор (*Q*опт.).

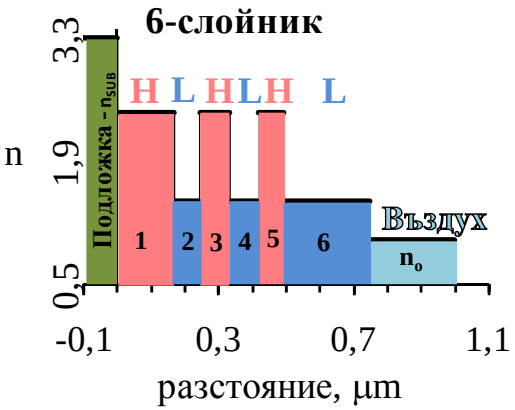
Таблица 1. Оптималните дебелини на слоевете за **6-слойник** с n_H = 2,45, n_L - различни стойности, d – дебелини на слоевете, n_0 - показател на пречупване на околна среда (въздух), n_{SUB} - показател на пречупване на подложката.

n_L	1,60	1,55	1,50	1,45	1,38
*Q*опт.,%	0,77	0,67	0,59	0,52	0,43
n_0	1	1	1	1	1
d6 ,μm	0,1999	0,2189	0,2384	0,258	0,2860
d5 ,μm	0,1489	0,1110	0,0880	0,072	0,0540
d4 ,μm	0,0302	0,0431	0,0640	0,085	0,1150
d3 ,μm	0,0967	0,1079	0,1001	0,089	0,0750
d2 ,μm	0,0782	0,0716	0,0730	0,077	0,0850
d1 ,μm	0,1590	0,1650	0,1673	0,167	0,1660
n_{SUB}	3,3	3,3	3,3	3,3	3,3

В таблица 1 са представени оптималните дебелини на слоевете за **6-слойник** при една стойност на показателя на пречупване n_H = 2,45 и стойности на показателя на пречупване n_L = 1,38; 1,45; 1,50; 1,55; 1,60. Покритието е от типа *Въздух/LHLHLH/Подложка*, слоевете с показател на пречупване n_H = 2,45 са d1, d3 и d5, а слоевете с показател на пречупване n_L = 1,38; 1,45; 1,50; 1,55; 1,60 са d2, d4 и d6.

Поради технологични причини в процеса на нанасяне на слоевете могат да се получат отклонения в дебелините им и те да се отличават от оптималните, получени при теоретичните изчисления. При тези отклонения в параметрите на слоевете оптичните свойства на покритието се влошават в сравнение с оптималните теоретични стойности. При разработване на технологии за получаване на различните покрития е важно да се знае до какво влошаване на оптичните свойства на цялото покритие водят отклоненията в дебелините на отделните слоеве. В тази разработка е извършено теоретично изследване на

влиянието на изменението на оптималните дебелини на отделните слоеве с ± 10 nm, върху качествения фактор на покритието.



Фигура 4. Профили на показателя на пречупване на 6-слойно просветляващо покритие върху подложка с n = 3,3; 0 съответства на границата подложка - покритие.

На фигура 4 може да се види разположението и номерацията на слоевете на 6-слойно покритие по реда на тяхното нанасяне.

Изчислени са стойности на качествения фактор за **6-слойник** при всички стойности на показателите на пречупване n_L = 1,38; 1,45; 1,50; 1,55; 1,60 и n_H = 2,25; 2,30; 2,35; 2,40; 2,45 и при отклонение на дебелината на всеки един от слоевете от номер 1 ÷ 6 с ± 10 nm. Изследванията показват, че отклоненията в дебелините на отделните слоеве влияят по различен начин върху просветляващите свойства на покритието. Минимално е влиянието в отклонението на дебелините на **слоеве с номера 1, 2 и 6** (фигура 4). При изменението на дебелината им с ± 10 nm *Q*-факторът на покритието остава под 1%. Чувствително по-голямо е влиянието в изменението на дебелините на **слоеве 3, 4 и 5** (фигура 4). Изменението на качествения фактор е представено в Таблици 2, 3 и 4.

Таблица 2а. Качествен фактор ***Q*** за различни стойности на показателите на пречупване $\mathbf{n_H}$ и $\mathbf{n_L}$ на **6-слойник** при изменение дебелината с + 10 nm на **слой 3 (H)**.

n_H \ n_L	1,60	1,55	1,50	1,45	1,38
2,25	1,65	1,52	1,51	1,53	1,58
2,30	1,52	1,40	1,39	1,41	1,46
2,35	1,39	1,27	1,26	1,28	1,34
2.40	1,26	1,14	1,13	1,15	1,23
2,45	1,65	1,52	1,51	1,53	1,58

Таблица 2б. Качествен фактор ***Q*** за различни стойности на показателите на пречупване $\mathbf{n_H}$ и $\mathbf{n_L}$ на **6-слойник** при изменение дебелината с – 10 nm на **слой 3 (H)**.

n_H \ n_L	1,60	1,55	1,50	1,45	1,38
2,25	1,57	1,53	1,51	1,52	1,57
2,30	1,58	1,44	1,42	1,43	1,48
2,35	1,46	1,32	1,30	1,31	1,36
2,40	1,33	1,19	1,17	1,18	1,25
2,45	1,20	1,07	1,04	1,06	1,14

Таблица 3а. Качествен фактор ***Q*** за различни стойности на показателите на пречупване $\mathbf{n_H}$ и $\mathbf{n_L}$ на **6-слойник** при изменение дебелината с + 10 nm на **слой 4 (L)**.

n_H \ n_L	1,60	1,55	1,50	1,45	1,38
2,25	1,31	1,26	1,15	1,01	0,80
2,30	1,26	1,26	1,15	1,00	0,79
2,35	1,23	1,25	1,15	1,00	0,79
2,40	1,22	1,25	1,15	1,00	0,78
2,45	1,22	1,25	1,14	1,00	0,78

Таблица 3б. Качествен фактор ***Q*** за различни стойности на показателите на пречупване $\mathbf{n_H}$ и $\mathbf{n_L}$ на **6-слойник** при изменение дебелината с – 10 nm на **слой 4 (L)**.

n_H \ n_L	1,60	1,55	1,50	1,45	1,38
2,25	1,29	1,21	1,10	0,97	0,77
2,30	1,22	1,20	1,09	0,96	0,76
2,35	1,19	1,19	1,09	0,95	0,75
2,40	1,18	1,19	1,09	0,95	0,75
2,45	1,18	1,19	1,09	0,95	0,74

Таблица 4а. Качествен фактор ***Q*** за различни стойности на показателите на пречупване $\mathbf{n_H}$ и $\mathbf{n_L}$ на **6-слойник** при изменение дебелината с + 10 nm на **слой 5 (H)**.

n_H \ n_L	1,60	1,55	1,50	1,45	1,38
2,25	1,11	1,05	1,05	1,05	1,05
2,30	1,05	1,02	1,03	1,04	1,05
2,35	1,01	0,99	1,01	1,02	1,05
2,40	0,98	0,96	0,98	1,00	1,05
2,45	0,95	0,94	0,96	0,99	1,05

Таблица 4б. Качествен фактор ***Q*** за различни стойности на показателите на пречупване $\mathbf{n_H}$ и $\mathbf{n_L}$ на **6-слойник** при изменение дебелината с – 10 nm на **слой 5 (H)**.

n_H \ n_L	1,60	1,55	1,50	1,45	1,38
2,25	1,10	1,00	0,96	0,94	0,94
2,30	1,04	0,96	0,93	0,92	0,94
2,35	0,99	0,92	0,90	0,90	0,94
2,40	0,96	0,89	0,87	0,88	0,93
2,45	0,92	0,86	0,85	0,86	0,94

При изменение на дебелината с ± 10 nm на слоя с нисък показател на пречупване (**слой 4** - фигура 4) промените в дебелините влияят по-слабо, *Q* факторът (средно квадратичният коефициент на отражение) нараства между 1,3 и 1,8 пъти.

При слоевете с висок показател на пречупване – **слоеве 3 и 5** (фигура 4) отклонението в дебелините им спрямо оптималните стойности е по-значително. Изменението на дебелината на **слой 5** с ± 10 nm спрямо оптималната *Q* факторът нараства до 2,44 пъти, а изменението на дебелината на **слой 3** с ± 10 nm спрямо оптималната *Q* факторът нараства между 1,58 и 2,83 пъти.

Получените резултати дават основание да се направи заключението, че при разработка на технологичните режими за нанасяне на просветляващи покрития за средната инфрачервена спектрална област технологичните параметри на процесите трябва да бъдат спазвани, за да се осигури максимална точност. При израстване на слоеве номер 3, 4 и 5 да има минимални отклонения на дебелините им в сравнение с оптималните стойности, получени при процеса на проектиране.

Разликите в стойностите на *Q* фактора при изменение на дебелината на един слой с ± 10 nm спрямо оптималните стойности са малки - средно квадратичният коефициент на отражение се променя от 0,43% до около 3%. При изменение на дебелините на повече от един слой влошаването на просветляващите свойства на покритието може да бъде чувствително по-голямо. При последователно разполагане на няколко оптични елемента общият коефициент на пропускане е произведение от коефициентите на пропускане за всяка граница оптичен елемент-въздух. Тогава дори при малък коефициент на отражение (2 - 3%) за няколко граници сумарният коефициент на пропускане намалява значително.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проектирани са 3 многослойни структури - 2-слойно, 4-слойно и 6-слойно с качествен фактор по-нисък от 1%.

Извършено е изследване на влиянието на изменението на фазовата дебелина върху свойствата на покрития в два етапа.

Първи етап - изменение на показателите на пречупване $\mathbf{n_H}$ и $\mathbf{n_L}$ на слоевете, от които са изградени покритията показа, че **6-слойникът** е най-малко чувствителен към тези изменения, качественият фактор *Q* се мени в диапазона 0,43% ÷ 1,00% , т. е. остава под 1,00%. Във втори етап изследването е концентрирано върху покрития от тип *Въздух/LHLHLH/Подложка*. Извършено е изследване на този **6-слойник** при последователно изменение с ± 10 nm на дебелината на всеки един от слоевете и същевременно изменение на стойностите на високия и ниския показатели на пречупване ($\mathbf{n_H}$ и $\mathbf{n_L}$).

Минимално е влиянието в отклонението на дебелините на **слоеве с номера 1, 2 и 6** (фигура 4). При изменението на дебелината им с ± 10 nm *Q* факторът на покритието остава под 1%. Чувствително по-голямо е влиянието в изменението на дебелините на **слоеве 3, 4 и 5**.

При израстване на **слоеве 3, 4 и 5** трябва да има минимални отклонения на дебелините им в сравнение с оптималните стойности получени при процеса на проектиране.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Ministry of Education and Science of Bulgaria under Grant Projects VU-EES-301/2007, 2011-FEEA-01.

LITERATURE:

[1]. Macleod H.A. “Thin Film Optical Filters” - Macmillan, NY 1986, pp. 590.
[2]. Born M., E. Wolf, Principles of optics. Pergamon, Oxford (1983) 850.
[3]. J. A. Dobrowolski, D. Poitras, P. Ma, H. Vakil, M. Acree, “Toward perfect antireflection coatings: Numerical investigation”, Applied Optics, vol. 41, 2002, pp. 3075-3083.
[4]. Washington M.A., R. E. Nahory, M. A. Pollock and E.D.Beebe, “High Efficiency $In_{1-x}Ga_xAs_{1-y}P_y$/InP Photodetectors with Selective Wavelength Response Between 0.9 and 1.7 μm” - Appl. Phys. Lett. 33, (1978) 854.
[5]. http://refractiveindex.info/
[6]. http://www.optecom.ru/materials/s-lah65

Contacts:
Berkant Gyoch, Department of Physics, Ruse University, 8, Studentska Str., 7017 Ruse, Bulgaria.
e-mail: b_gyoch@uni-ruse.bg

МЕТОД ЗА АСЕМБЛИРАНЕ НА МОЩНИ СВЕТОДИОДИ В ОСВЕТИТЕЛНО ОБОРУДВАНЕ

Petko Mashkov
Physics Department, University of Ruse, Ruse, Bulgaria
pmashkov@uni-ruse.bg

METHOD FOR ASSEMBLING OF POWER LEDS IN LIGHTING EQUIPMENT

Abstract: Investigations deal with development of method for assembling of power LEDs on the heat sink for applications in light equipment. A new method for assembling of XLamp XP family LEDs to the heat sink is developed. LEDs are soldered on copper pins. Small amount of epoxy resin is used for fixing them. Assembling of LED onto the heat sink demands to bore a hole with proper diameter and to fix the copper pin into the hole by thermal conductive epoxy resin only. Temperature regimes of operation of power XLamps LEDs mounted on MCPCBs and on the copper pin are experimentally tested at various ambient conditions (air temperatures from 20ºC to 45ºC) and different current values through LEDs – up to 600 mA. Infrared thermography for evaluation of temperature distribution on LEDs and heat sink is used. Experiments show that this design ensures low thermal resistance between LED's solder point and heat sink and gives possibility for realization easy, low cost, with few manual operations assembling of LEDs to the heat sink in lighting equipment.
Keywords: Мощни светодиоди, светодиодно осветление.
Power LEDs, LEDs' thermal management.

I. INTRODUCTION

Application of power LEDs in light equipment possesses a lot of advantages. Luminaire light output of one LED now exceeds 100 lm. Luminaire efficacy of best LEDs is more than 100 lm per watt. LEDs' efficacy is better than efficacy of CFL (compact fluorescent lamps) more than two times. The lifetime of LED is remarkable long - five to fifty times longer than other light sources before requiring maintenance. Lighting equipment based on LEDs does not fail catastrophically like light bulbs; its useful lifetime is more than 50 000 hours before the light output to degrade below 70% of the initial one. But all these benefits can be realized only by precise thermal management calculations and investigations. During operation of LEDs about 85% of electric power is turned into a heat in the LED chip [1 ÷ 3] and one of the most critical design parameters in LED illumination systems is the ability of system LED – PCB – heat sink to draw heat away from the LED junction. High operating temperatures at the LED junction adversely affect the performance of LEDs, resulting in decreased light output and lifetime. In accordance to life time predictions during operation junction temperatures T_j of LEDs must be kept below 80ºC (or below 70ºC) - then lifetime of the light equipment will be over 50 000 (70 000) hours. Usually LEDs for lighting equipment are soldered on metal core printed circuit boards (MCPCB) which possess low thermal resistance. But assembling of MCPCBs on heat sink demands many hand's operations and isn't with good manufacturability. That is why the purpose of these investigations is to find low-cost thermal effective manner for assembling power LEDs on the heat sink in light equipment. Thermal resistance between solder point and heat sink must to be as low as when MCPCB is used, but assembling of LEDs onto heat sink have to be much easier.

During investigations non contact measurements by infrared camera are used. The developed method [4] gives a lot of advantages and allows evaluating temperature distribution easily and quickly on all LEDs in the light equipment and on the whole area of the heat sink

II. PROBLEM STATEMENT

Experiments using LEDs XLamp XPC–White, CREE Inc., with light output 100 lm at 350 mA are made. Ambient temperature of the LED's immediate surroundings, power dissipated by the LED and thermal path between the LED junction

and surroundings influence strongly on the junction temperature. During operation heat flows from junction of the LED via solder point and PCB to the heat sink by way of conduction. The heat sink diffuses heat to the ambient surroundings mostly by convection [1].

Thermal resistance between junction of LED and ambient is a sum of thermal resistances (Fig.1):

- from the junction to the solder point ($R_{th\ j\text{-}sp}$);

- from the solder point to the heat sink ($R_{th\ sp\text{-}h}$);

- from the heat sink to ambient ($R_{th\ h\text{-}a}$) [1]:

$$R_{th\ j\text{-}a} = R_{th\ j\text{-}sp} + R_{th\ sp\text{-}h} + R_{th\ h\text{-}a}. \quad (1)$$

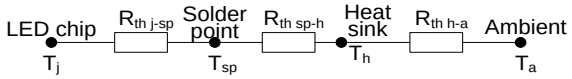


Fig.1. Thermal resistance model.

The ambient temperature depends on operating conditions and we can not influence on it; LED's power depends on the desirable luminous flux of one LED. In practice the most important designer's task is proper thermal management of lighting equipment. Proper thermal management has to be considered in all its aspects. On one hand thermal resistance between solder point and immediate surroundings must be as low as it is possible; on the other hand assembling of LEDs onto the heat sink has to be easy, with few manual operations and cost effective.

When used LEDs are soldered on metal core printed circuit boards (MCPCB) investigations show good results concerning thermal resistance between solder point and heat sink – Fig. 2 [3] and LEDs' thermal regimes of operation. For chosen LEDs - XLamp XPC–White, CREE Inc. thermal resistance between junction and solder point $R_{th\ j\text{-}sp} = 12^oC/W$ and thermal resistance between solder point and heat sink $R_{th\ sp\text{-}h}$ is about $3.5^oC/W$ [3].

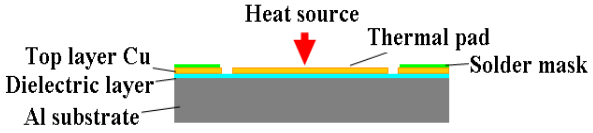


Fig.2. MCPCB cross-sectional geometry [3].

Usage of MCPCB is good for thermal management but has a lot of disadvantages. It demands many operations – soldering, boring holes, threading, screwing bolts.

All XLamp LED packages have an electrically isolated thermal pad. The pad provides an effective channel for heat transfer and optimizes thermal resistance from the LED chip junction to the thermal pad. The pad is electrically isolated from either the anode or cathode of the LED and can be soldered or attached directly to grounded elements on the board or heat sink system [2].

In our previous investigations design of low-cost FR4 printed circuit board (PCB) layout which optimizes the transfer of heat from LEDs XLamp XR – E White, CREE Inc. to heat sink is proposed [5]. Developed thermal performance of FR4 PCB includes usage of copper pins underneath LEDs' thermal pads. This design ensures low thermal resistance between LED's solder point and heat sink (like MCPCB) and gives possibility for realization easy, low cost, with few manual operations assembling of LEDs to the heat sink. The solder pad's sizes of this type of LEDs aren't small (5.6/6.45mm) and proposed method is with good manufacturability. But sizes of solder pad of XLamp XP family LEDs - CREE Inc. are quite different – Fig.3, Fig.4 and usage of FR4 PCB and copper pin aren't proper.

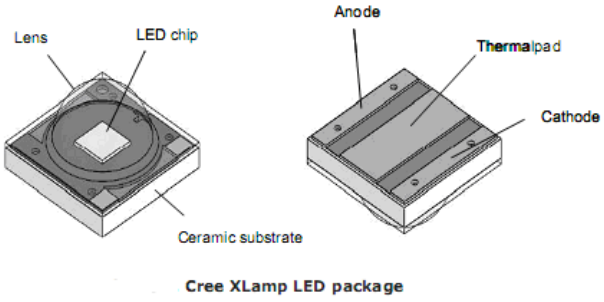


Fig.3. XLamp LED (XP family).

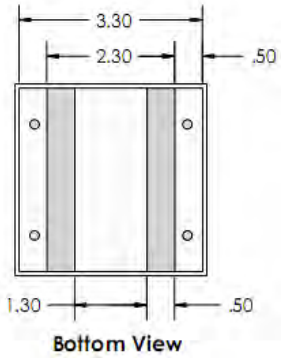


Fig.4. Bottom view of XLamp XP family LEDs.

That is why a new design for assembling of LEDs on heat sink is developed. A copper pin with 6 mm^2 cross section (diameter 2.76 mm) is used. By pressing and cutting on one side of the copper pin a rectangular platform with dimensions 1.3/4.6 mm is formed – Fig.5.

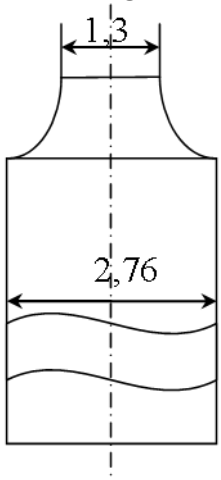


Fig.5. Copper pin for soldering to the solder pad of XP family LED.

Dimensions of recommended solder pad for XP family LEDs can be seen in Fig. 6. Technological cycle includes: soldering the copper pin to the thermal pad of LED; soldering of two wires to the anode and cathode of the LED (hand operations) and dripping of two drops epoxy resin for additional fixing LED to the copper pin – Fig. 7. Using a special fixture all operations take time less than one – two minutes.

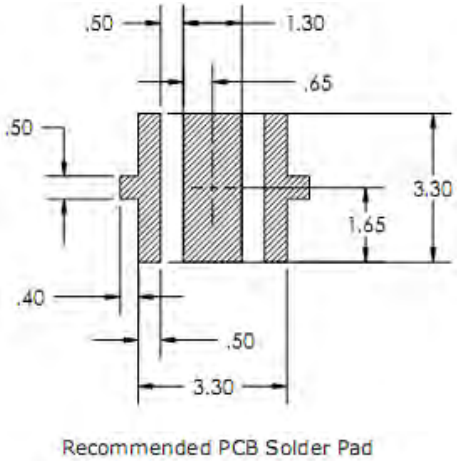


Fig.6. Dimensions of recommended solder pad for XP family LEDs.

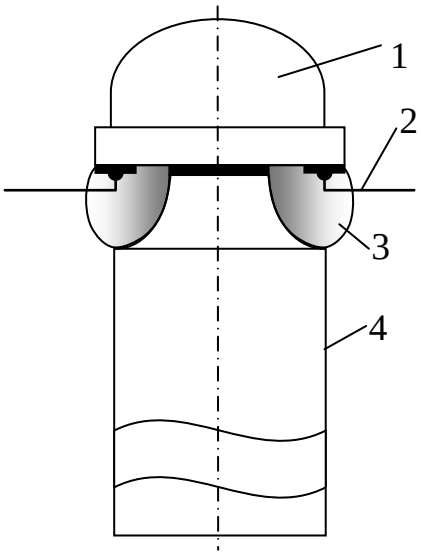


Fig.7. LED soldered on a copper pin; 1 – LED; 2 – wire; 3 – epoxy resin; 4 – copper pin.

Assembling of LEDs soldered on these type copper pins to the heat sink is much easier compared to assembling of LEDs soldered on MCPCB to the heat sink. No threading and screwing bolts are needed. It is enough to bore a hole with proper diameter in the heat sink, to drip a drop thermoconductive epoxy resin in the hole and to put the copper pin into the hole. Assembling is easy, fast and cost effective.

III. RESULTS

Light equipment with LEDs on MCPCBs (XR family LEDs), previously experimentally tested at different operating conditions is used [4]. Temperature regimes of operation and temperature distributions on the heat sink for all LEDs are investigated [4]. LEDs are connected in series and they operate practically at the same regimes and temperature conditions. Some of LEDs - XR family are removed and at the same places are assembled XP family LEDs. Some of XP family LEDs are soldered on MCPCBs and some are soldered on copper pins.

For evaluation of thermal effectiveness of design with copper pin (Fig. 7) a proved measuring method [4, 5] is applied. LED panel is placed in experimental thermo camera – Fig.8. Infrared thermography is used for evaluating temperature distribution of solder points of LEDs and on the heat sink's surface at different regimes of operation and different ambient conditions. Temperature distribution measurements are carried out using IR camera ThermaCam E300 – FLIR-Systems as it is described in [4, 5]. Results are verified by conventional measurements (by

thermocouples mounted on two LEDs) in a manner recommended in [1].

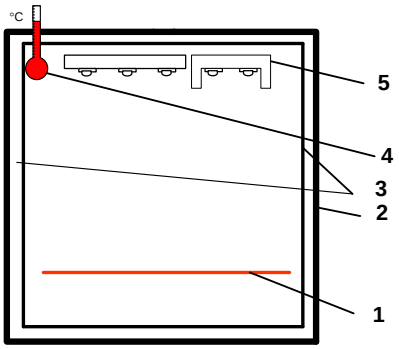


Fig.8. Cross-section view of experimental thermo camera: 1- heater; 2- corpus of the camera; 3- thermalinsulation; 4- thermometer; 5 – LEDs panels.

Temperature in the thermal camera T_a is changed from 20ºC to 45ºC at intervals of 5ºC. The value of current through LEDs is changed from 350 mA to 600 mA at intervals of 50mA. At each temperature and value of forward current when temperature equilibrium in the camera is achieved, photos by IR camera are made. Some of IR photos can be seen in Fig.10, Fig.11 and Fig.12.

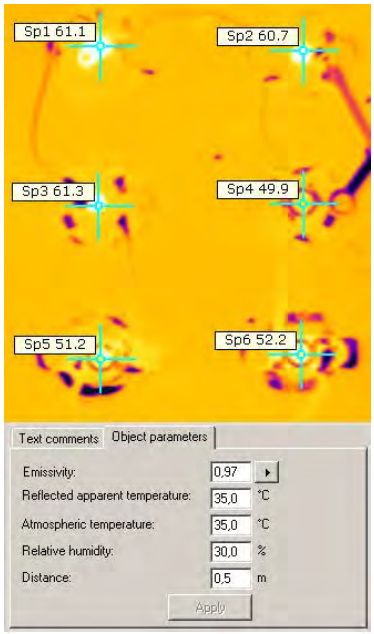


Fig.9. Photo of the LEDs' panel made by IR camera; T_a = 35ºC; I_F = 600 mA – forward current through LEDs. LED № Sp1 is from XP family LEDs soldered on copper pin; LEDs № Sp2 and Sp3 are from XP family LEDs soldered on MCPCBs; LEDs № Sp 4, Sp 5 and Sp 6 are from XR family LEDs, soldered on MCPCBs. Solder point temperature T_{sp2} of LED Sp 2 is measured by thermocouple: T_{sp2} = 52ºC.

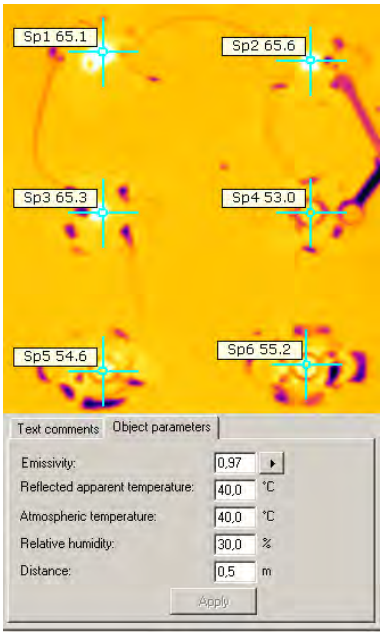


Fig.10. Photo of the LEDs' panel made by IR camera; T_a = 40ºC; I_F = 600 mA – forward current through LEDs. LED № Sp1 is from XP family LEDs soldered on copper pin; LEDs № Sp2 and Sp3 are from XP family LEDs soldered on MCPCBs; LEDs № Sp 4, Sp 5 and Sp 6 are from XR family LEDs, soldered on MCPCBs. Solder point temperature T_{sp2} of LED Sp 2 is measured by thermocouple: T_{sp2} = 55ºC.

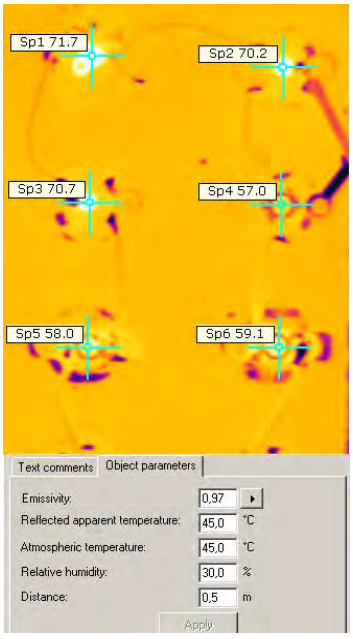


Fig.11. Photo of the LEDs' panel made by IR camera; T_a = 45ºC; I_F = 600 mA – forward current through LEDs. LED № Sp1 is from XP family LEDs soldered on copper pin; LEDs № Sp2 and Sp3 are from XP family LEDs soldered on MCPCBs; LEDs № Sp 4, Sp 5 and Sp 6 are from XR family LEDs, soldered on MCPCBs. T_{sp2} = 59ºC.

By infrared photos temperature distribution on different type LEDs, mounted on the same heat sink and operating at the same conditions can be evaluated. For LEDs from XR family at our previous investigations is established that solder point temperature T_{sp} is practically equal to the temperature of optical element of LED, measured by IR camera [4]. For XP family LEDs solder point temperatures T_{sp} and temperatures measured by IR camera are quite different (Fig.10, Fig.11 and Fig.12). Nevertheless infrared photos give reliable results and allow comparing temperature regimes of operation of LEDs soldered on MCPCBs and on copper pins. Experimental investigations are made at various operating conditions – air temperatures T_a up to 45ºC and forward current up to 600 mA. Even at heaviest conditions of operation solder point temperatures of XP family LEDs don't exceed 60ºC. The corresponding temperatures of the junction of the LEDs can be calculated in accordance with:

$$T_j = T_{sp} + R_{th\ j\text{-}sp} * P_{LED}. \quad (2)$$

At 600mA forward current the power of LEDs P_{LED} is about 1.8 W. Even at this forward current (nominal current is 350 mA) and at room temperature 45ºC junction temperatures Tj don't exceed 80ºC:

$$T_j = 59 + 12*1.8 = 80.6ºC. \quad (3)$$

IV. CONCLUSIONS.

Design of low-cost assembling of power LEDs to heat sink is proposed. Developed thermal performance includes usage of copper pins underneath LEDs' thermal pads. This design ensures low thermal resistance between LED's solder point and heat sink (like MCPCB) and gives possibility for realization easy, low cost, with few manual operations assembling of LEDs to the heat sink.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Ministry of Education and Science of Bulgaria under Grant Projects VU-EES-301/2007 and 2011-FEEA-01.

REFERENCES

[1]. XLamp LED Thermal management; www.cree.com/xlamp.
[2] LED Luminaire Design Guide; www.cree.com/xlamp.
[3] XLamp long – term lumen maintenance; www.cree.com/xlamp.
[4] Mashkov P., T. Pencheva, B. Gyoch. LEDs' Thermal Management Aided by Infrared Thermography. Micro Tech – 2010, Cambridge, England, pp.68 - 73.
[5] Mashkov P., T. Pencheva, and B. Gyoch. PCB Thermal Performance for Power LEDs, IEEE, Proc. of 34th International Spring Seminar on Electronics Technology - ISSE 2011, High Tatras, Slovakia, May 11th – 15th 2011, A05, pp. 1 – 6.

Contacts: Petko Mashkov, Department of Physics, Ruse University, 8, Studentska Str., 7017 Ruse, Bulgaria.
e-mail 1: b_gyoch@uni-ruse.bg
e-mail 2: pmashkov@uni-ruse.bg

БЕЗКОНТАКТНИ ТЕМПЕРАТУРНИ ИЗМЕРВАНИЯ

Petko Mashkov, Tamara Pencheva and Berkant Gyoch
Physics Department, University of Ruse, Ruse, Bulgaria

NON-CONTACT TEMPERATURE MEASUREMENTS DURING THERMAL PROCESSES

Abstract: The article deals with investigation of non-contact temperature measurements during various processes of thermal treatment like reflow soldering of electronic components to PCBs, welding of plastic materials, drying, heating et al. During a lot of processes of thermal treatment it is practically impossible to realize temperature monitoring of the whole object's surface by conventional measurement techniques. Temperature distribution on the surface of the treated object is very important for technological operation development, optimizing of technological cycles, achieving of best quality and reliability of the production et al. In this article approach and equipment for non-contact temperature measurements with infrared (IR) thermometer and IR thermo camera E300 – FLIR system is proposed. They allow convenient realization of thermograph investigations during thermal processes.
Keywords: Безконтактно измерване на температури, Инфрачервена термография.
Non-contact temperature measurement, IR thermo camera.

I. INTRODUCTION

The purpose of this work is connected with development of thermal processes investigations. In practice in many cases it is impossible to use a lot of thermocouples (or other thermometers) for temperature monitoring in heating camera. The duration of some thermal cycles is small (for example – 20 – 40 s for plastic welding, 3 – 4 minutes for soldering cycles) and realization of temperature measurements in many points is difficult or impossible. Surface temperatures of the objects change fast and it is impossible to achieve correct results for real temperature distribution by conventional measurement techniques. At the same time it is desirable to have opportunity to control temperature regimes, necessary for optimization of technological parameters, increasing of production quality and reliability. Our experiments show that this problem may be solved partially using infrared thermometers. They are wide spread and relatively cheap; their application is easy and fast. But a lot of researchers refuse results obtained by IR thermometers and do not relay on them. Our experience shows that by IR thermometers it is possible to obtain correct results even if measurements are at conditions of intensive IR radiation and objects' surfaces are with quite different optical properties. Application of simple equipment (special collimators) allows doing that. But measurements by IR thermometers possess some disadvantages. Temperature can be measured at the moment in one point only and it is impossible to determine temperature distribution onto the whole surface of the object. More over, temperature measurements by IR thermometers can't be applied when the surface of the object is metal due to its' high reflectivity. Proper solution of this problem is possible by application of IR thermograph equipment for the middle IR spectral region (8 - 13 μm). The method allows realizing objects' surfaces temperature monitoring during various thermal treatments, possibility of optimization of temperature profiles for different thermal regimes.

II. EXPERIMENTAL EQUIPMENT

1. Temperature measurements by infrared thermometer.

Investigation of applicability of different kinds of IR thermometers for surface temperature measurements during thermal treatment is performed. Principle scheme for surface temperature measurements using IR thermometer is shown in Fig. 1.

Correlation between surface temperatures measured by thermocouples and by IR devices at different measurement conditions is investigated for temperature range of 300 – 570 K. The objects' emissivity influence is taken into

account. IR thermometers with possibility of emissivity setup are appropriate for the measurement's scheme only due to very different

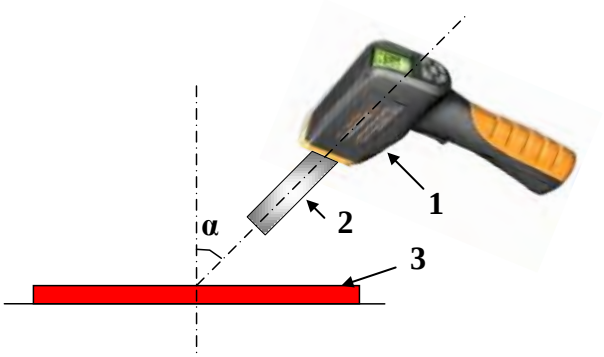


Fig. 1. Measurement's principle scheme: 1 – IR Thermometer; 2 – collimator; 3 – treated object; α – angle between normal to the object's surface and IR thermometer's optical axis.

optical properties of different objects. Usage of IR thermometer without collimators doesn't give appropriate results because it is impossible to determine precisely emitting area of measured item. When the object's surface, which temperature is measured by IR thermometer, is irradiated by intensive IR radiation (for instance, in heating camera) reflected radiation causes significant errors in measurements' results. Our investigations show that good results for surface temperature measurements by IR thermometer may be obtained when proper collimators are used. In our investigation collimators shown in Fig. 2 are made from aluminum tubes with different diameters. Collimator 1 is with inner diameter 16 mm, with wall thickness 1 mm and length l_1 = 140 mm. For the second part of collimators aluminum tubes with different inner diameters are used: for collimator 2 - 8 mm; for collimator 3 - 6 mm; wall thickness is 1 mm and length l_2 = 130 mm. It is important optical axes of both parts of the collimator to coincide with optical axis of the thermometer and to be stable fixed during the measurement.

Other important problem is connected with optical properties of the inner surface of the collimator in IR spectral region. During measurements collimator's temperature may rise significantly. If the inner surface is with high emissivity its emitted radiation's influence on temperature measurements leads to too high errors. Much better results are obtained when the inner surface of aluminum tube is polished. Its emissivity is small (about 0.1) that is why the disturbance of its radiation is low (if collimator's temperature increase with 50°C the indication of thermometer changes less than 4°C).

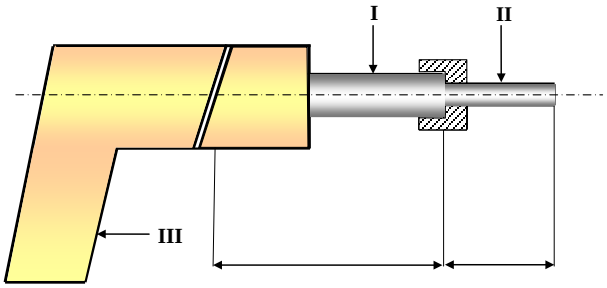


Fig. 2. Scheme of IR thermometer with collimators: I – collimator 1; II – second part for collimators 2, 3, III – IR thermometer.

Some other design changes of the collimators which are important for better repetition and reliability of measurements are given in Fig. 3. Aluminum tube 1 is covered with insulate material with big absorptivity 2 and its outside surface is covered with aluminum foil 3. The insulate material is used for two purposes:

- it decreases thermal flow to the collimators' wall and prevents significantly raising of its temperature during the measurement in heating camera;

- the outer end of the insulate material tube is a little longer than Al tube (with 3 – 10 mm) and is cut at 45° to the axis, see Fig. 3.

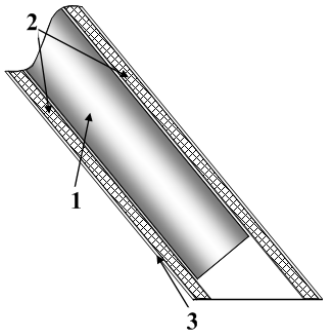


Fig. 3. Scheme of the end of the second part for collimators 2, 3, (look at Fig. 2): 1 - aluminum tube; 2 - insulate material with big absorptivity; 3 - aluminum foil.

This form of the collimator's end is proper for measurements in heating camera and allows disposing the end of the collimator very close to the surface of the object. Insulate material in the end of collimator absorbs well the radiation from surroundings and decreases its influence on the measurements results. At the same time the surface of this end is small and is out of the tube 1, Fig. 3. That is why emitted radiation from this surface practically doesn't influence on the

results. Aluminum foil 3 reflects IR radiation in the camera and protects collimator from heating.

2. Measurements by infrared thermo camera for the middle IR spectral region

Cross-section view of thermal camera is shown in Fig. 4. Experiments using ThermaCam E300 – FLIR System are carried out.

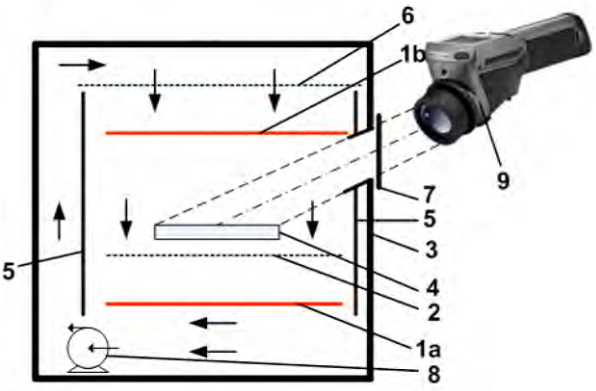


Fig. 4. Cross-section view of experimental thermal camera: 1a and 1b – heaters; 2 – metal grid for object mounting; 3 – heating chamber; 4 – treated object; 5 – reflecting shields; 6 – metal grid, 7 – aluminum gate, 8 – fan, 9 – ThermaCam E300 camera.

Application of IR camera at these conditions is a delicate process and obtaining correct results from temperature measurements demands keeping some very important rules. The radiation measured by the camera does not depend on the temperature of the object only but is also a function of its emissivity. Radiation also originates from the surroundings and is reflected by the object. The influence of other parameters - atmosphere's temperature and relative humidity is weak. In the heating camera infrared radiation is quite intensive and it is very important to determine correctly its influence on obtained results.

Determination the reflected apparent temperature:

The parameter "reflected apparent temperature" is used to compensate the radiation reflected by the object, especially when the object's emissivity is low and its temperature is relatively far from that of the reflected apparent temperature. That is why it is very important to be able to measure this temperature during thermal treatment in the heating camera.

Two methods for determining of reflected apparent temperature and avoiding the influence of radiation from surroundings reflected by the object are recommended [2]. The first (direct method) is impracticable – it is impossible to put IR camera into the heating camera during its operation. The second described method (reflector method) [2] demands to place an aluminum shield over the object (Fig. 5) for determining the reflected apparent temperature. At a chosen moment it can be placed over the object and replaced when the value of reflected apparent temperature is read.

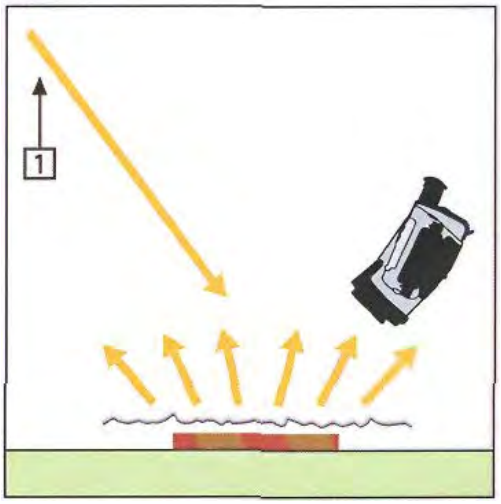


Fig. 5. Measuring the reflected apparent temperature using aluminum shield.

A lot of experiments for verification of the method's possibilities and accuracy of obtained results from thermal pictures are made. IR photographs are processed by ThermaCAM Quick Report (Version 1.1) FLIR and results for reflected apparent temperature are used.

The correspondence between temperature values obtained from IR photographs and measured by thermocouples is very good – practically results are the same. Experiments show that this method for compensation the influence of reflected radiation from the object is applicable (despite of its high intensity in the reflow oven) and obtained temperature measurements' results are correct.

Determination emissivity of different objects:

Emissivity is the most important object's parameter for obtaining correct results from temperature measurements by thermo camera. The method described in [2] allows determining object's emissivity easily and quickly but sometimes it may be unpractical. The most interesting temperature interval for our investigations is between 100^0C and 500^0C. At these temperatures it is impossible to use plastic tape.

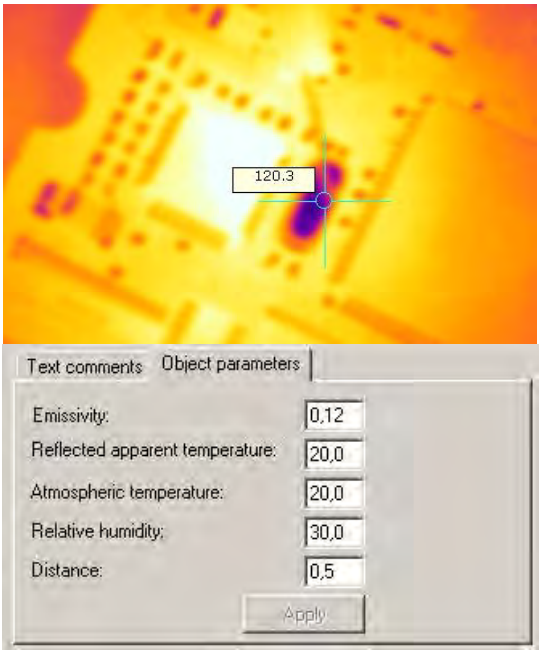


Fig. 6. Determination of metal surface's emissivity for quartz resonator. (Temperature measured by thermocouple is 120^{0}C. Good correspondence with temperature shown in thermo photograph is achieved when emissivity is set to be 0.12).

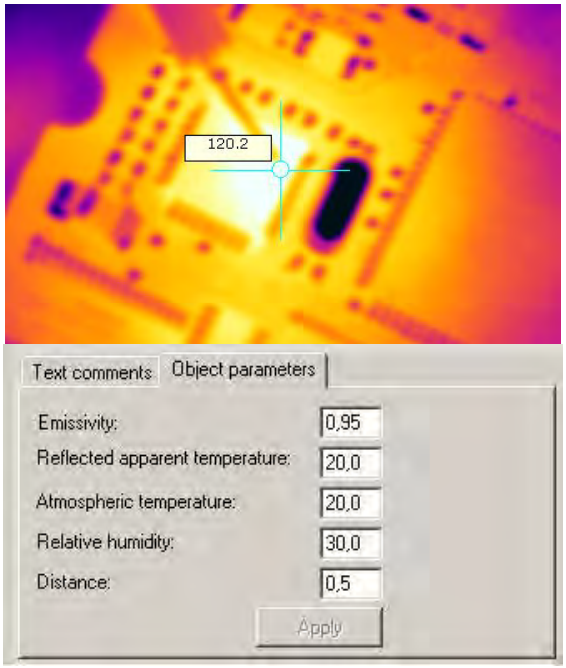


Fig. 7. Determination of IC's surface's emissivity. (Temperature measured by thermocouple is 120^{0}C. Good correspondence with temperature shown in thermo photograph is achieved when emissivity is set to be 0.95).

Experiments show that it is possible to obtain correct results for emissivity values by a little different measuring method. A thermocouple is mounted on the surface of the object which emissivity has to be measured. The object is heated by hot air flow which temperature is controlled to be constant. After reaching stationary conditions the temperature (measured by thermocouple) is read and thermo photo is made. During processing the IR picture by FLIR Quick Report application the emissivity setting has to be changed until temperature, the same as measured by thermocouple, to be read. Pictures shown in Fig. 6 and 7 illustrate upper described measuring procedure. Experiments show that results obtained by the method recommended in [2] and by the method with thermocouple practically are the same. But the method proposed here has important advantages. It allows quickly determination of emissivity of the objects with very different optical properties in the whole temperature range between 100^{0}C and 500^{0}C.

III. EXPERIMENTAL RESULTS

1. Measurements by infrared thermo camera for the middle IR spectral region

When the measurements of the temperature are made with IR thermometer without collimators and angle α changes, Fig. 1, often the thermometer's indications change significantly. This is due to the influence of other radiation flows which are registered from IR thermometer optics. By a proper collimator assembled to IR thermometer this disadvantage may be avoided and in wide interval of α thermometer's indications are independent from angle α.

Measurements for testing precision and sensitivity of the equipment at stationary conditions are carried out. For this purpose the measured sample heats by hot air flow. The temperature on the sample's surface is measured by thermocouple type K. After the stationary regime have been reached (constant temperature) thermocouple's indication and IR thermometer indication are registered. Correlation between both measurements' results is shown in Fig. 8.

As it can be seen from Fig. 8, the temperature measured by IR thermometer with collimator 1 is practically the same as one measured by the thermocouple. Temperature measurements of small area are practically impossible with IR thermometer without collimator. The results are obtained at adjusted emissivity 0.95. It is evidently from curve 1 in Fig. 8 that this value corresponds very well with real emissivity of chip's surface. When collimators 2, and 3 are used radiation flow to

thermometer is limited and the thermometer indications become different from the real surface temperature, Fig. 8. Character of the dependences is very close to linear ones which allow using them for non-contact temperature measurements at objects with small dimensions which is impossible for the device without collimators.

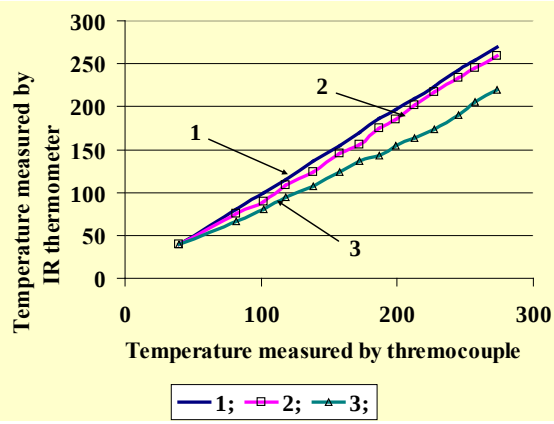


Fig. 8. Dependence between surface temperatures measured by thermocouple and by IR thermometer using different collimators at stationary conditions: 1 - using collimator 1; 2 - using collimator 2; 3 - using collimator 3.

As it was mentioned above additional difficulties appear at surface temperature measurements by IR thermometer in heating camera, where IR radiation is very intensive. If even small part of this IR flow will be accepted by the detector of IR thermometer it will cause to significant errors in the results of measurements. When collimator 2 is used, the sensitivity of the measuring system is good enough. All measurements' results of surface temperature for stationary conditions show that the results obtained by IR thermometer with collimator 2 differ with no more than 2-3^{0}C from those obtained by thermocouple.

This results permit to conclude that this system is appropriated for in-situ surface temperature measurements during thermal treatment (heating, soldering, annealing processes etc.). It is observed that this method is non-applicable to surfaces with high reflectivity, for instance, for metal surfaces. In this case independently on collimator's design reflected irradiation is very high and leads to incorrect results.

2. Measurements by infrared thermo camera for the middle IR spectral region

Investigations by IR thermograph measurements give a lot of advantages during development of thermal treatment processes. Thermograph photos allow receiving temperature distribution on the whole area of the object at each moment of thermal cycle. Obtained data are very useful for optimization of the heating equipment's characteristics – power and operation parameters of the heaters, gas flow rate and its direction in the heating camera, parameters of thermal cycles and others.

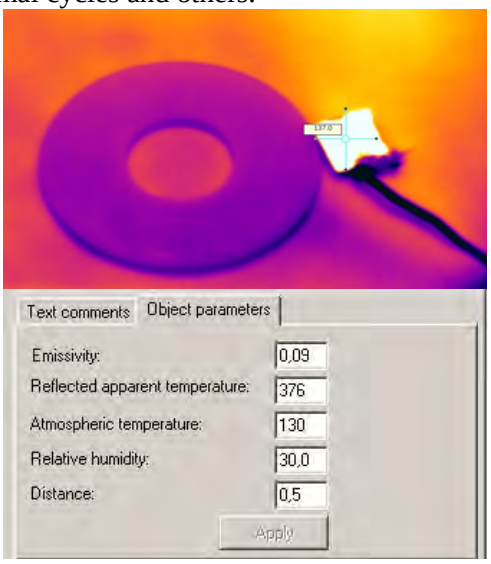


Fig. 9. Determination of reflected apparent temperature during welding of plastic detail using aluminum sheet and thermocouple under it. Temperature measured by thermocouple is 135^{0}C. Good correspondence with temperature shown in thermo photograph is achieved when reflected apparent temperature is set to be 376^{0}C.

A considerable disadvantage of investigation method described above is determination of reflecting apparent temperature. This procedure delays measurement process, disturbs thermal treatment and causes difficulties for operators. More over, the essential problems for this measuring method are connected with fast changes of radiation intensity in the heating camera during thermal processes. That is why different method to determine the reflecting apparent temperature, much more fast and suitable, is proposed. A thermocouple is mounted on the bottom side of a little piece thin aluminum sheet (15/15 mm). The surface of this aluminum sheet is good to have diffuse reflection. The emissivity of the sheet is determined by methods described above. The sheet is fixed at a proper place at the treated object. When the thermo photo is made, at this moment the temperature measured by thermocouple is written down. Pictures' processing includes: setting emissivity of the aluminum sheet (0.09); put the flying spot meter onto the sheet; change the reflected apparent

temperature until reaching the temperature (shown by spot meter) equal to that measured by thermocouple; write down the value of reflected apparent temperature. After that this obtained value of reflected apparent temperature can be used during determination of temperature distribution onto the whole object's surface. An example illustrating this procedure can be seen in Fig. 9.

Using upper mentioned methods thermal processes on PCB at different stages of soldering cycles, onto plastic objects' surface during welding and others are investigated. Processing and analysis of thermal photographs allow evaluation of uniformity of temperature distribution during thermal treatment. It is very useful in order to adjust proper operation parameters of the equipment – air flow rate, power and manner of operation of the heaters, etc. This is one of the main advantages of the method because it gives possibilities to achieve the whole view on thermal processes in the heating camera.

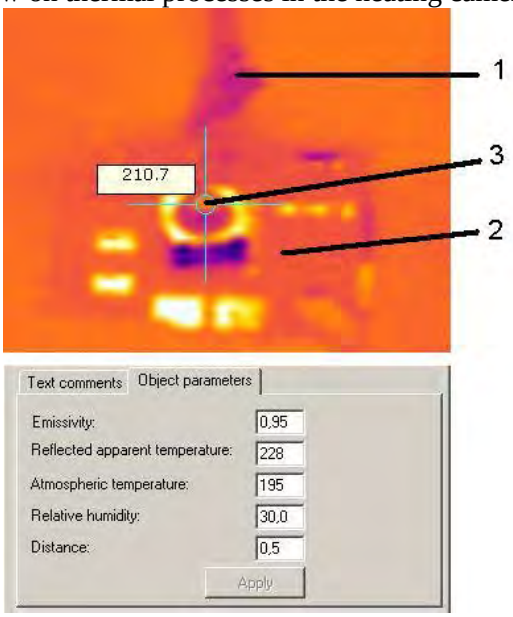


Fig. 10. Thermograph image of LED's chip during soldering processes: temperature measurement on the polymer optical element of LED; 1 – thermocouple; 2 – aluminum substrate; 3– polymer optical element of LED.

Some examples are shown in Fig. 10. They are connected with development of soldering process for power LEDs on metal substrates. It is very important during soldering cycles to avoid overheating of the polymer optical elements of LEDs. Because the direct temperature measurements on this kind of parts are impossible thermograph measuring methods are used.

Obtained results of IR thermography measurements are used for determination of optimal operating parameters of the soldering equipment (temperature regimes for lower and upper parts of the heaters, gas flow rate and others).

IV. CONCLUSIONS

- Due to application of special collimators it becomes possible to use IR thermometers for in situ surface temperature measurements on various objects during thermal treatment (heating, soldering, annealing processes etc.).

- It is shown that IR thermography can be used successfully for investigations of thermal processes in heating camera during objects' thermal treatment. Results of these investigations allow optimization of operations' regime for heating equipment in dependence of concrete technological requirements.

-Suitable method for fast determination of emissivity of different kind of objects in temperature range 100^0C - 500^0C is proposed.

-New approach for determination of reflected apparent temperature in the heating camera during soldering cycle is proposed. It allows convenient realization of thermograph investigations of thermal processes during heat treatment.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Ministry of Education and Science of Bulgaria under Grant Projects VU-EES-301/2007, 2011-FEEA-01.

REFERENCES

[1]. Mashkov P. H., T. G. Pencheva, A. V. Valchev and B. S. Gyoch. In situ non contact temperature measurements on PCB during soldering process, *IEEE, Proc. of 31th International Spring Seminar on Electronics Technology - ISSE 2008*, Budapest, Hungary, September 25th – 27th 2008, pp. 207 – 212.

[2]. User's manual – ThermaCam 300 FLIR system www.flirthermography.com

[3]. Enachescu M., S. Belikov, L. Molnar. Infrared thermography for deffect detection and analysis. *WO 03/062809 A1*.

[4]. Mashkov P., T. Pencheva, D. Popov, B. Gyoch. Equipment and Method for Lead Free Soldering of SMDs. *15th International Scientific and Applied Science Conference ELECTRONICS' 2006, Sozopol, BULGARIA*, 20 – 22 September 2006, book 2, pp. 77 – 82.

[5]. Mashkov P., T. Pencheva, D. Popov, B. Gyoch. Apparatus and Method for Soldering Electronic Components to Printed Circuit Boards – *Proceedings of IEEE, 28th International Spring Seminar on Electronics Technology – ISSE 2005*, Wiener Neustadt, Austria, 18 – 22 May 2005, pp. 406 – 411.

Contacts:
1. Petko Mashkov, Department of Physics, Ruse University, 8, Studentska Str., 7017 Ruse, Bulgaria.
e-mail: pmashkov@uni-ruse.bg
2. Tamara Pencheva, Department of Physics, Ruse University, 8, Studentska Str., 7017 Ruse, Bulgaria.
e-mail: tgp@uni-ruse.bg
3. Berkant Gyoch, Department of Physics, Ruse University, 8, Studentska Str., 7017 Ruse, Bulgaria.
e-mail: b_gyoch@uni-ruse.bg

ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩАЯ ЕЛЕКТРОДУГОВАЯ СВАРОЧНАЯ УСТАНОВКА С ТЕЛЕВИЗИОННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ ДОЗИРОВАННОЙ ПОДАЧИ ТЕПЛОВЛОЖЕНИЯ

Вайц Д.В., Спивак В.М., Власюк Г.Г., Богдан Т.З.

ENERGYSAVING ELECTRICAL ARC WELDING INSTALLATION WITH TV-CONTOL OF HEAT INPUT QUANTITY

Abstract: Functional scheme is presented, objectives and goal of investigation of two unified control systems of arc (laser-arc) welding of metals are described.
Keywords: автоматический контроль, дуговая сварка, лазерно-дуговая сварка, сварочный шов, сварочная точка, пьезопреобразователь; automatic control, arc welding, laser-arc hybrid welding, weld, welding point, pieso-transducer.

I. ВВЕДЕНИЕ

При сваривании с помощью электрической дуги металл электрода расплавляется благодаря постоянной тепловложенной мощности, капли металла падают с ускорением в сварочную ванну и формируют брызги. В результате сварочная деталь нуждается в дальнейшей обработке (шлифовании) и сварочная установка имеет низкий КПД.

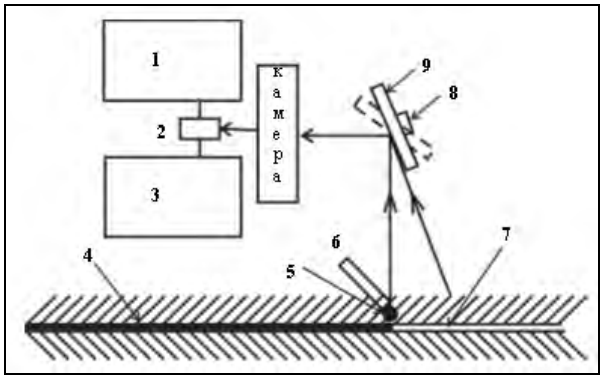
Существуют две системы автоматического управления процессом сварки металлов:

- телевизионную систему, которая управляет процессом дозированной подачи электроэнергии на гибридную лазерно-дуговую установку путем слежки за ростом размеров капель расплавленного металла, которые стекают с електрода или проволоки во время автоматизированной дуговой сварки (ТССК) [1, 2];
- телевизионную систему автоматического слежения за сварочным стыком (ТССС) и позиционирования сварочной головки над стыком или координатного стола (к сварочному электроду), на котором размещается свариваемые части металлов.

В настоящей работе рассмотрена возможность обединить эти две системы.

II. ТЕЛЕВИЗИОННОЕ УПРАВЛЕНИЕ ДОЗИРОВАННОЙ ПОДАЧИ ТЕПЛОВЛОЖЕНИЯ

Идея использовать одну телевизионную камеру, которая выполняет функцию телевизионного датчика (ТД) для обеих автоматизированных систем. Для первой системы ТД используется для слежения за процессом формирования капли расплавленного металла электрода или проволоки, которая подается к стыку во время автоматизированной дуговой сварки металлов, а для второй - с целью автоматического слежения и направления электрода к сварочному стыку, или наоборот - сварочного стыка к электроду. Функциональная схема объединения двух систем приведена на Фигуре 1.



Фигура 1. Функциональная схема системы слежения за каплей и сварочным стыком (1 – ТССК, 2 - переключатель, 3- ТССС, 4 - сварочный шов, 5 - капля металла, 6 – электрод, 7 – стык, 8 – пьезопреобразователь, 9 – зеркало).

Использовать один ТД одновременно для двух систем удается благодаря применению стержневого высокочастотного дефлектора, выполненного на основе пьезоэлектрического преобразователя (ПП) и зеркальца, которое поворачивается и направляет на вход телевизионного датчика поочередно изображение или капли

расплавленного металла или стыка свариваемых металлов.

Суть данного метода заключается в следующем: за счет периодических поворотов ПП, частота которых синхронизируется гасильными импульсами частоты строчной развертки телевизионного датчика ТД, зеркальце выполняет периодические колебания (повороты), за счет чего происходит поочередное проектирование через автоматический светофильтр изображения капли расплавленного металла или стыка металлов на ТД, который и формирует строчные сигналы С помощью коммутатора (К), который управляется импульсами, сформированными во время действия заднего фронта строчных гасильных импульсов ТД, сигналы непарных строк попадают в систему слежения за каплей (в первый период работы ПП), а сигналы парных строк - на систему слежения за сварочным стыком (во второй период работы ПП). Важно отметить, что поочередные наклоны зеркальца за счет ПД осуществляется только в период действия строчных гасящих импульсов, которые определяются строчной разверткой избранного ТД. Поэтому изображение от стыка или капли, которая попадает на вход ТД, не двигается во время строчного сканирования изображения телевизионным датчиком. Для этого ПП синхронизируется передним фронтом строчных гасящих импульсов ТД, а коммутатор - задним фронтом строчных гасящих импульсов. Благодаря такой синхронизации на входе ТССК формируется первое поле кадра из сигналов непарных срок изображения капель, а на входе ТССС - второе поле кадра из сигналов парных срок изображения стыка.

Во время классического процесса сварки с помощью электрической дуги металл электрода расплавляется с постоянной тепловложенной мощностью, капли металла падают в сварочную ванну и формируют брызги. В результате этого сварочная деталь нуждается в дальнейшей обработки (шлифовании). Для избежания дополнительного обрабатывания детали предлагается использовать способ дуговой сварки металлов с телевизионным слежением за ростом капель, стекающих из металлического проволоки или электрода [1] с помощью быстродействующего ТД с целью слежения за процессом формирования капли расплавленного металла и, в момент ее максимального расширения перед падением, уменьшать (модулировать) подачу электроэнергии на лазерно-дуговую установку. В результате капля плавно ложится в сварочный шов, не формируя брызги, а также происходит экономия электроэнергии, которая значительно повышает КПД установки.

Способ дуговой сварки металлов с телевизионным слежением за ростом капель у стыка свариваемых металлов или у сварочной ванны, предусматривает быстрое регулирование силы тока сварки от единиц до сотен ампер, которое реализует источником питания - полупроводниковым преобразователем сварочного аппарата. Во время формирования электрической дуги ток преобразователя быстро растет, как правило, до 200 А. При этом телевизионный датчик постоянно следит за ростом капли расплавленного металла електрода, и при этом измеряется ширина и рассчитывается скорость ее изменения. Когда скорость изменения ширины капли и ее размер достигает определенного уровня, о чем сигнализирует телевизионный датчик, а капля вот-вот упадет, ток источника за микросекунды принудительно уменьшается, например до 50 А, благодаря чему происходит процесс плавного отрыва капли и уменьшается ее разбрызгивание. Во время смыкания капли с деталью или с расплавленной сварочной ванной уменьшается подача тока преобразователя, например с 100 до 10 А. Данный процесс необходим для прилипания капли расплавленного металла, сформированной на конце електрода, к поверхности сварочной ванны. В дальнейшем ток преобразователя опять повышается до номинального значения.

Реализация способа дозированной подачи электроэнергии к сварочной области во время дуговой сварки удается реализовать с помощью автоматизированной телевизионной системы, которая управляет процессом дозированной подачи электроэнергии на гибридную лазерно-дуговую (или электродугову) установку путем слежения за ростом размера капель расплавленного металла, предусматривает фильтрацию изображения расплавленного дугой электрода, обработку видеосигнала изображения телевизионного датчику путем измерения и регистрации сигнала строки, что фиксирует ширину видеоимпульсу, который плавно растет и становится перед падением капли максимально широким. Дальше видеосигнал

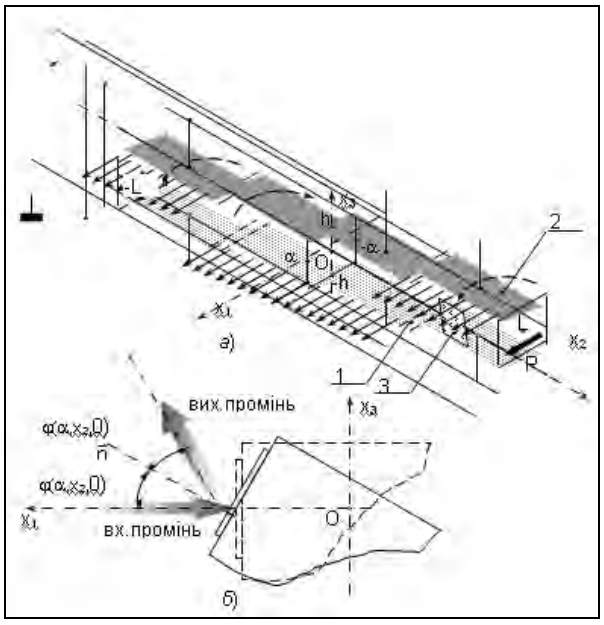
строки превращается в сигнал постоянного напряжения, которое плавно растет. Когда амплитуда этого сигнала совпадает с заранее заданным сигналом настройки, которая отвечает максимальной ширине капли, система автоматического управления формирует импульс, предназначенный для уменьшения (или модуляции) подачи мощности энергии, то есть тока полупроводникового преобразователя.

Функциональная схема системы управления дозированной подачей электроэнергии во время дуговой сварки металлов содержит энергетический полупроводниковый преобразователь (НП), систему управления параметрами преобразователя (СК), сварочную дуговую установку (ЗДУ), телевизионный датчик (ТД), формирователь импульсов (ФІ) управления преобразователем, фильтр нижних частот (ФНЧ) и схему сравнения (СП).

Параметры электроэнергии питания, нужные для дуговой установки, задаются характеристиками НП. ТД - специализирована телевизионная камера со световым фильтром для формирования и регистрации видеосигналов размера капель с частотой строк развертки, ширина которых пропорциональна размеру капли расплавленного металла. ФНЧ выделяет постоянную составляющую, пропорциональную ширине предварительно сформированных ФІ импульсов, и отсекает верхние ненужные гармоники (кратные частоте срок сигнала телевизионного датчика). На вход СП подается плавно растущее напряжение с выхода ФНЧ (во время максимального увеличения размера капли металла перед падением напряжение ФНЧ максимально) и заданное значение опорного напряжения. При их уравнивании формируется управляющий импульс. С выхода СП в момент уравнивания напряжения ФНЧ и опорного напряжения формируется управляющий импульс, который с помощью СК управляет параметрами энергетического полупроводникового преобразователя. Это позволяет регулировать или модулировать по определенному закону подачу тока НП и повышает в целом КПД системы сварки.

Периодическое уменьшение подачи мощности электроэнергии к дуговой установке не только повышает КПД системы сварки, а также улучшает качество заполненного расплавленным металлом стыка. Это объясняется тем, что во время падения капель к стыку металлов при уменьшении электрической мощности за счет уменьшения тока, который подается к сварочной дуговой установке перед падением капли, не формируются (или уменьшаются) брызги расплавленного металла, а шов на стыке после охлаждения не нуждается в дальнейшей обработке (шлифованием).

Формирование сигналов изображения для автоматизированной системы слежения за стыком и автоматического перемещения сварочной головки с электродом (или координатного стола, на котором закрепляются части свариваемых металлов) осуществляется благодаря коммутатору К (Фигура 1), который переключается во время окончания строчного гасящего импульса ТД. Очередной наклон зеркальца осуществляется с помощью миниатюрного стержневого высокочастотного дефлектора во время действия строчного гасящего импульса ТД за время (приблизительно 6 мкс), которое определяется его строчной разверткой.



Фигура 2. (а) - Расчетная схема и (б) схема функционирования стержневого дефлектора

Высокочастотный дефлектор [3], который формирует изображение капель и стыка металлов, является тонким стержнем прямоугольного поперечного сечения (позиция 1 на Фигуре 2, а) из поляризованной пьезоэлектрической керамики. На боковые противоположные поверхности стержня x3, расположенные параллельно направлению поляризации P, нанесены по три пары электродов. При подключении электродов к источнику питания с разностью электрических

потенциалов $u(t) = U_0 e^{i\omega t}$ (U0 – амплитуда ; $i = \sqrt{-1}$; ω - круговая частота ; t – время), которая гармонически изменяется во времени (Фигура 2, а), в объеме стержня возникают механические напряжения сдвига. Направление действия этих напряжений на поверхностях x3 = ±h в определенный фиксированный момент времени показано на Фигуре 2,а стрелками. Совокупное действие сдвига материала стержня приводит к тому, что центральная и периферийные части стержня закручиваются вокруг оси симметрии стержня, которая совпадает с координатной осью Ox_2 правосторонней системы координат (Фигура 2, а). Направление закручивания отдельных участков пьезокерамического стержня показано на Фигуре 2, а штриховыми стрелками.

На конце стержня, на поверхности $x_1 = \alpha$ размещается миниатюрный отражатель (зеркало) для трансляции оптического изображения капель или стыка свариваемых металлов (позиция 3 на Фигуре 2, а). Если на зеркало направить изображение капли, ориентированный вдоль координатной оси Ox_1, то повороты зеркала, обусловленные поворотами периферийной части стержня, повлекут за собой отклонение лазерного луча на углы ±2φ (α,x_2,0) (рис.2,б) в плоскости $x_1 x_2^0 x_3$.

Отклонение оптического луча является функцией (действием) дефлектора. По этой причине дефлектор можно рассматривать как преобразователь, который трансформирует разницу электрических потенциалов в угол поворота зеркала. Примем разницу потенциалов u(t) в качестве входного сигнала, а угол поворота единичной нормали $\vec{n}$ (Фигура 2,б) к поверхности зеркала, и угол поворота зеркала φ(α,x_2,x_3,t) - как отклик или выходной сигнал дефлектора изображения капли или стыка.

Аналитическое описание угла поворота зеркала (Фигура 2,б), предоставленное в работе [2], дает возможность рассчитать технические параметры дефлектора при определении компонентов векторов смещения участков материала стержня дефлектора.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При сваривании с помощью электрической дуги металл электрода расплавляется благодаря постоянной тепловложенной мощности, капли металла падают с ускорением в сварочную ванну и формируют брызги. В результате сварочная деталь нуждается в дальнейшей обработке (шлифовании) и сварочная установка имеет низкий КПД. Для избежания дополнительной обработки деталей предложена автоматизированная система с быстродействующим ТД. Система позволяет уменьшать (модулировать) подачу электроэнергии на лазерно-дуговую установку путем автоматического контроля процесса формирования капли расплавленного металла и фиксации момента ее максимального расширения перед падением. В результате капля плавно ложится в сварочный шов, не формируя брызги, а потребление электроэнергии уменьшается, что значительно повышает КПД установки.

Использование стержневого высокочастотного дефлектора с зеркалом позволяет получить поочередные изображения капель и стыка свариваемых металлов. Изображения в дальнейшем и обеспечивают поочередное функционирование двух систем автоматического управления АССК и АССС. Кроме того, полученная телевизионной камерой визуальная информации позволяет регулировать положение направляющего канала, определять положение электрода, его форму и положение обрабатываемых стенок, форму сварочной ванны и характера поверхности наплавленного вала.

LITERATURE:

[1]. Співак В.М., Вайц Д.В., С.В. Борцов. Спосіб автоматичного керування дозованої подачі електроенергії під час дугового зварювання металів. Заявка на видачу патенту на корисну модель № u 2011 08219. Подано 30.06.2011;

[2]. С.В. Борцов, Д.В. Вайц, В.М. Співак. Система автоматичного керування дозованої подачі електроенергії під час дугового зварювання металів. Матеріали I міжнародної науково-практичної конференції «Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем».– Чернігів: Чернігівський державний технологічний університет, 2011.– С.125-126;

[3]. Bogdan O. The mathematical model of rod piezoceramic deflector of laser beam // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science. Proceedings of the 9-th International Conference TCSET'2008, February 19 – 23, 2008. – Lviv-Slavsko, Ukraine. – Lviv: Publishing House of Lviv Polytechnic, 2008. – p.29-32.

Contacts:
Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт", пр-т Победы, 37, г.Киев, 03056, Украина
Phone: +380-44-236-9676, Fax: +380-44-236-9676,
Email: bogdan@ee.ntu-kpi.kiev.ua

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПАРАЛЕЛНО СВЪРЗАНИ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ С КОРЕКЦИЯ НА ФАКТОРА НА МОЩНОСТ

доц. д-р инж. Петър Т. Горанов, маг. инж. Христо М. Анчев, гл.ас. д-р инж. Ваньо Т. Гургулицов

INVESTIGATION OF PARALLEL CONNECTED CONVERTERS WITH POWER FACTOR CORRECTION

Abstract: This paper focuses on research on ac/dc power converters with power factor corrections. The control system of each converter is realized by means of grid current mean value monitoring. An experimental research on the supply grid parameters in two cases with commensurate powers has been done: one operating converter, parallel connected converters with regards the input and the output operating with different but close frequencies. Current loading of two parallel operating converters is researched also.

Keywords: фактор на мощност, паралелно свързване, power factor, parallel connection.

I. ВЪВЕДЕНИЕ

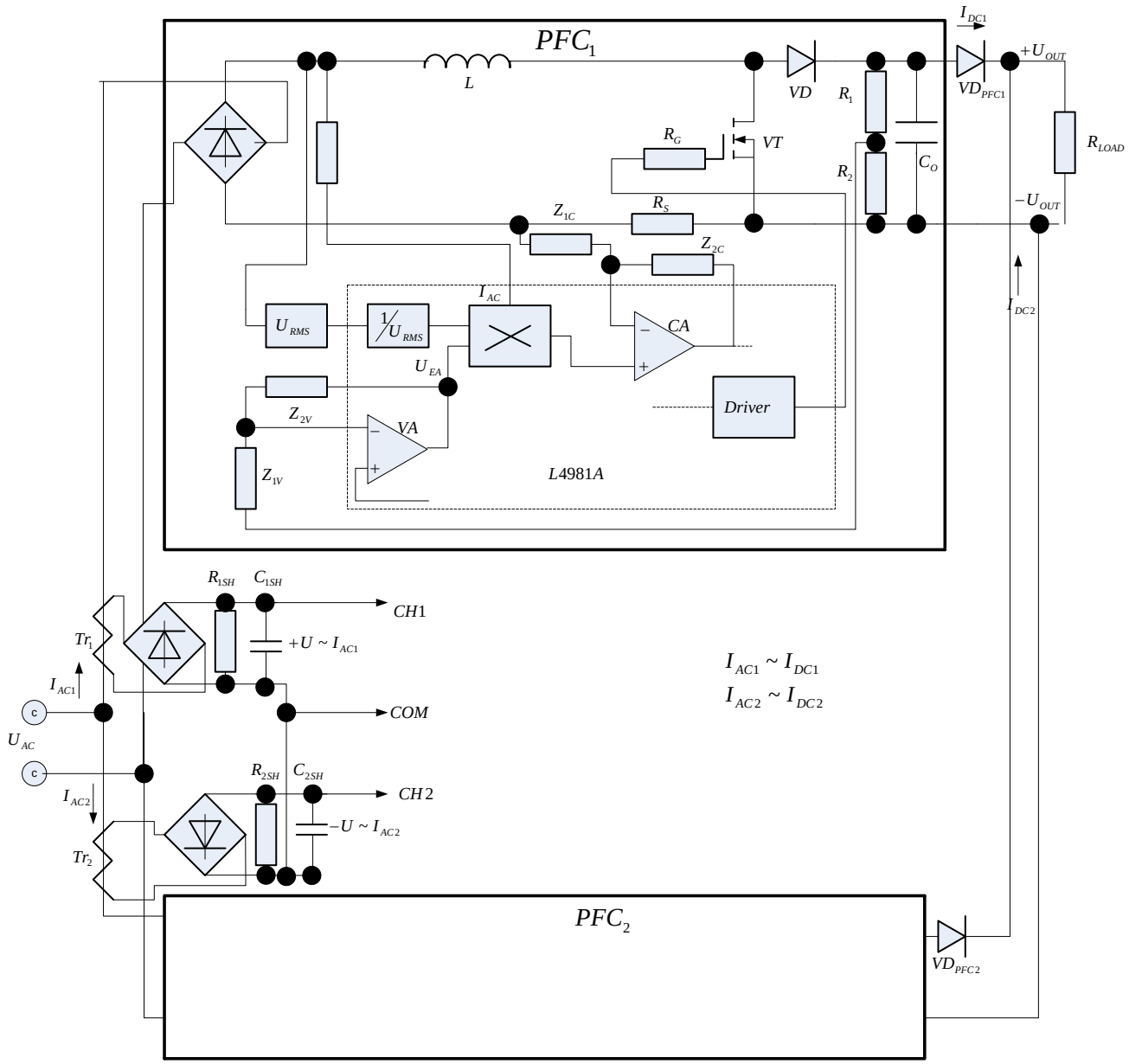
Паралелното свързване на преобразуватели по отношение на товара се използва за повишаване на общата мощност и надеждността на захранващата система [1]. Поради това съществуват многобройни изследвания за преобразуватели на постоянно или променливо напрежение, като част от проблемите при двата вида са различни. Системна класификация чрез източници на напрежение или на ток на три конфигурации за паралелно свързване на преобразуватели на постоянно в постоянно напрежение (DC/DC преобразуватели) е направено в [2]. Показани са предимствата и недостатъците на трите метода със и без система за изравняване на токовете. В [3] е анализирана система за регулиране токовете на ключови понижаващи DC/DC преобразуватели, всеки от които е в режим на източник на напрежение. Като примери за най-често използваните методи могат да бъдат посочени: изравняване с въвеждане на наклон в изходните характеристики [4]; изравняване с допълнителна шина в режим на източници на ток [5]; изравняване по средна стойност на тока [6]. Съществуват доста решения на различни фирми - производители на интегрални схеми за DC/DC преобразуватели, позволяващи паралелно свързване [7-11]. Една част от тях имат изводи за въвеждане на обратни връзки, а друга се произвеждат специално за целта на изравняване на токовете. Преобразувателите на променливо в постоянно напрежение (AC/DC преобразуватели) с корекция на фактора на мощност (PFC) се развиват при следене на максимална, ефективна или средна стойност на тока в режим на непрекъснат или прекъснат ток през индуктивността и работа с постоянна или променлива честота[12,13]. Прилага се и по-нови методи, като т.н. “one - cycle” управление в еднофазен или трифазен вариант [14]. Особеност на всички тях е, че стабилизацията на изходното постоянно напрежение се постига чрез промяна в стойността на консумирания ток от захранващата мрежа. Основното схемно решение, което се е наложило в практиката за паралелна работа е паралелното свързване на силовите схеми на повишаващи преобразуватели за корекция на фактора на мощност, управлявани с дефазиране [15], като за целта се предлагат и специализирани схеми за управление [16].

Цел на настоящата работа е да се изследва паралелната работа на два еднофазни захранващи източника с корекция на фактора на мощност, всеки от които може да работи независимо от другия при следене на средната стойност на тока от мрежата, без прилагане на затворена система за изравняване на токовете.

II. ПОСТАНОВКА НА ИЗСЛЕДВАНЕ

II.1.Принципна схема

Принципната схема за изследване на двата преобразувателя е показана на фиг.1. Управлението на всеки от преобразувателите е реализирано на базата на интегрална схема L4981A [17]. Честотата на работа е избрана равна на 66 kHz. Както се вижда, заданието за тока от захранващата мрежа на неинвертиращия вход на усилвателя за ток (CA) се получава чрез умножение на



Фигура1.Схема за изследване на паралелно свързани преобразуватели с PFC.

еталонна синусоида за тока - I_{AC} и изходното напрежение - U_{EA} на усилвателя за напрежение (EA), и деление на квадрата на ефективната стойност на мрежовото напрежение - U_{RMS}. Всеки от двата модула PFC_1 и PFC_2 представлява самостоятелен завършен модул, като в случая може да отдава в товара мощност 1500W при изходно напрежение около 460V. Съществува разлика както в честотите на работа, така и в стойностите на изходното напрежение за двата модула, по-подробни сведения за което се дават в т.3. Паралелното свързване на изходите и към товара е осъществено с изолиращи диоди, свързани в схема „ИЛИ“. Известни са предимствата и недостатъците на този метод, като понякога се прилага следене и сравняване на напреженията върху двата диода и донастройка на изходните напрежения с цел изравняване на изходните токове [18]. Както бе отбелязано в раздел I, в случая липсва принудително изравняване. Интерес представлява използваната в настоящата работа идея информация за изходните токове откъм постояннотоковата страна да се получава посредством входните токове откъм променливотоковата страна. Основание за това се съдържа във факта, че факторът на мощност на всеки от преобразувателите е много близък до единица. Ако за всеки от преобразувателите се предположи и близък до единица к.п.д. , то следва равенство на пълната

входна мощност - S и постояннотоковата мощност - P_{DC}:

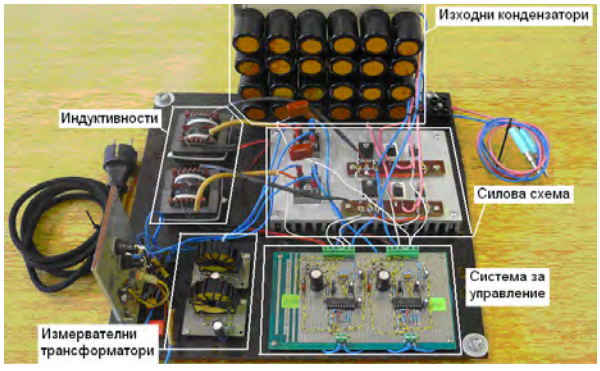
$$U_{AC}.I_{AC} = U_{OUT}.I_{DC} = \frac{U_{OUT}^2}{R_{LOAD}} \quad (1)$$

където U_{AC}, I_{AC} са ефективните стойности на напрежението и тока на захранващата мрежа. Т.к. входните напрежения U_{AC} за двата модула са еднакви, както и товарът R_{LOAD} е общ, то ако се установи равенство на ефективните стойности (или поради синусоидалната форма на тока - на средните стойности) на входните токове, то от (1) следва и равенство на изходните напрежения U_{OUT}, а оттам и на изходните токове I_{DC}. Направеният извод е валиден и при различни от единица, но близки по стойност к.п.д. на двата модула.

За целта на измерването на входните токове не са включени противосмутителни филтри, които биха могли да внесат грешка, и поради особената форма на токовете е реализирана допълнителна система за измерването им, състояща се от токовите трансформатори Tr_1, Tr_2 и елементите към тях. Използвани са токови трансформатори CR8350 - 2500N на фирмата CR Magnetics с 10 навивки в първичната страна, като вторичната намотка е натоварена с резистор $100\Omega/1\%$. Кондензаторите са подбрани по стойност $1000\mu F \pm 1\%$. По този начин на средна стойност на първичния ток 2.5A съответства изходно напрежение към каналите на осцилоскопа 1V.

II.2.Експериментални резултати

На фиг.2 е показана реализираната система. Двата отделни модула са реализирани с еднакви активни и пасивни компоненти.



Фигура 2. Система от два преобразувателя

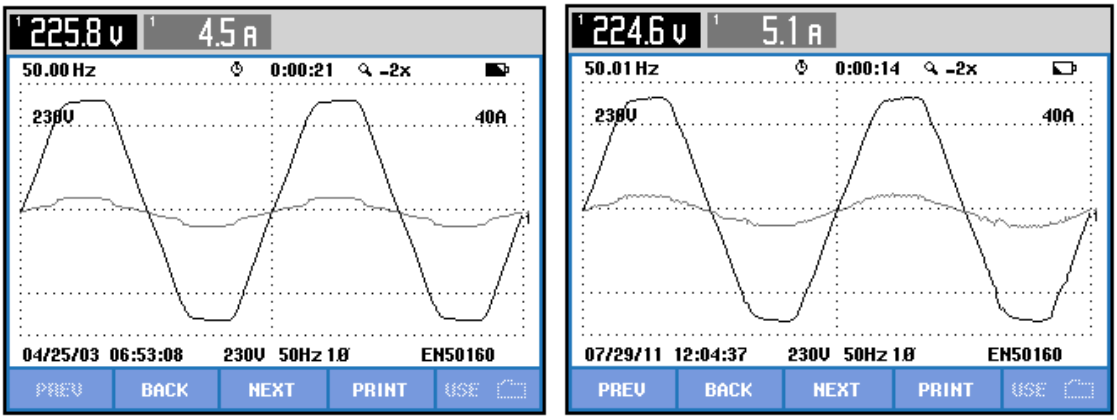
При самостоятелна работа и изходен ток 1.25A стойностите на изходните напрежения на модулите са 458.8V и 460.3V. Разликата в честотите на работа е под 2%.

На фиг.3 са представени показателите по отношение на захранващата мрежа при един и два паралелно работещи преобразувателя. Снети са с помощта на Power Quality Analyzer Fluke 434. При два преобразувателя се забелязва намаляване на коефициента на хармонични за тока – от 15% на 9.3% при по-малки стойности на 3-ти, 5-ти и 7-ми хармоник – фиг.3б).

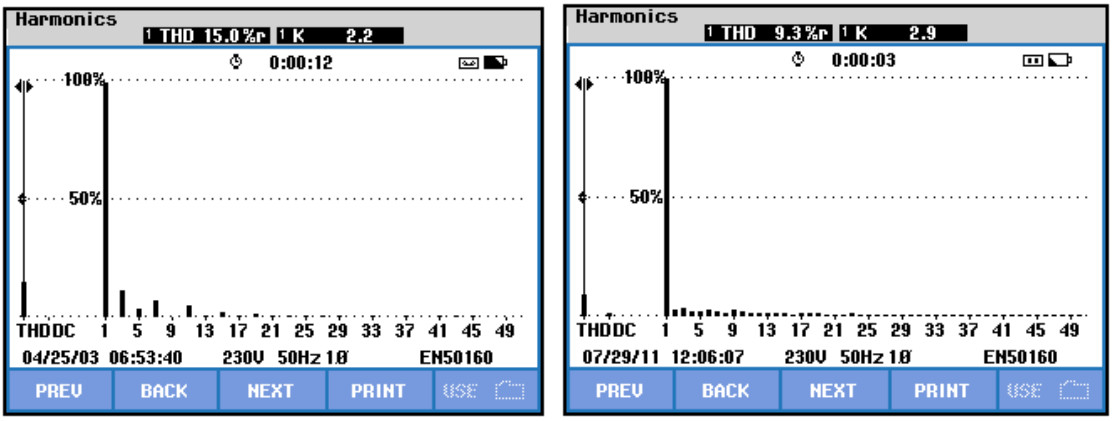
На фиг.4 са представени осцилограмите на някои характерни величини. Снети са с помощта на осцилоскоп TDS 2412. При два паралелно работещи преобразувателя е намалено времето на преходния процес при включване, както и пулсациите на изходното напрежение. При един преобразувател времето на преходния процес е около $50\mu S$, а при два – около $25\mu S$ - фиг.4а). При един преобразувател размахът на пулсациите е около 40V, а при два – около 20V – фиг.4б). Осцилограмите на фиг.4в) показват изравняване на натоварването по ток на двата преобразувателя, както и липса на колебания в изходното напрежение с честота, различна от честотата на пулсациите му. Точното измерване показва разлика в токовете не повече от 2%.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

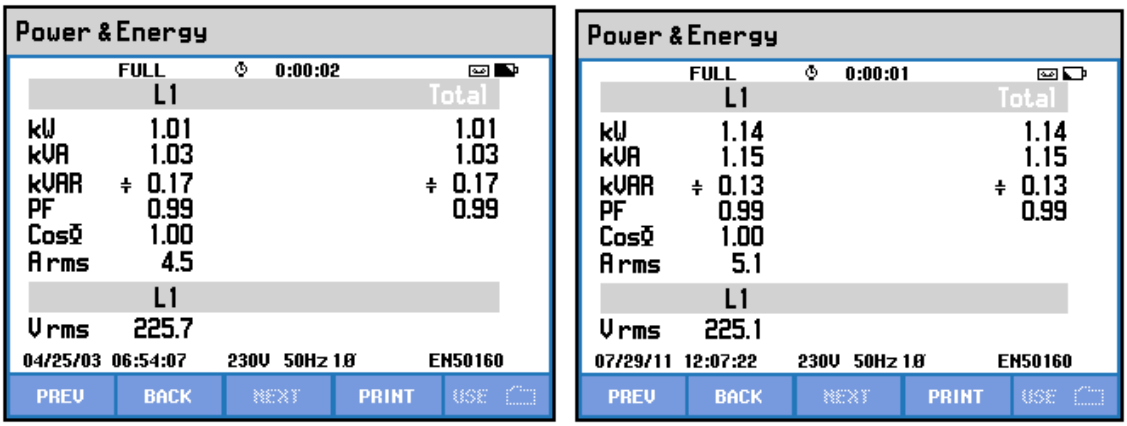
Установено е добро изравняване на изходните токове на два AC/DC преобразувателя с корекция на фактора на мощност без въвеждане на допълнителни обратни връзки , а само с използване на изолиращи диоди. При съизмерими мощности и два паралелно работещи преобразувателя е намалено времето на установяване на изходното напрежение, както и пулсациите му, в сравнение с тези при един преобразувател. Подобрен е общият коефициент на хармонични на тока от захранващата мрежа. Посочените предимства в допълнение на вече известните (повишена надеждност вследствие резервиране и намалено натоварване на всеки от преобразувателите при паралелна работа) в някои случаи могат да бъдат предпочетени пред по-високата цена на системата в сравнение с тази на един преобразувател. Тази цена частично се компенсира от липсата на схемотехнически и конструктивни разходи за принудително изравняване на токовете.



а) напрежение и ток на захранващата мрежа

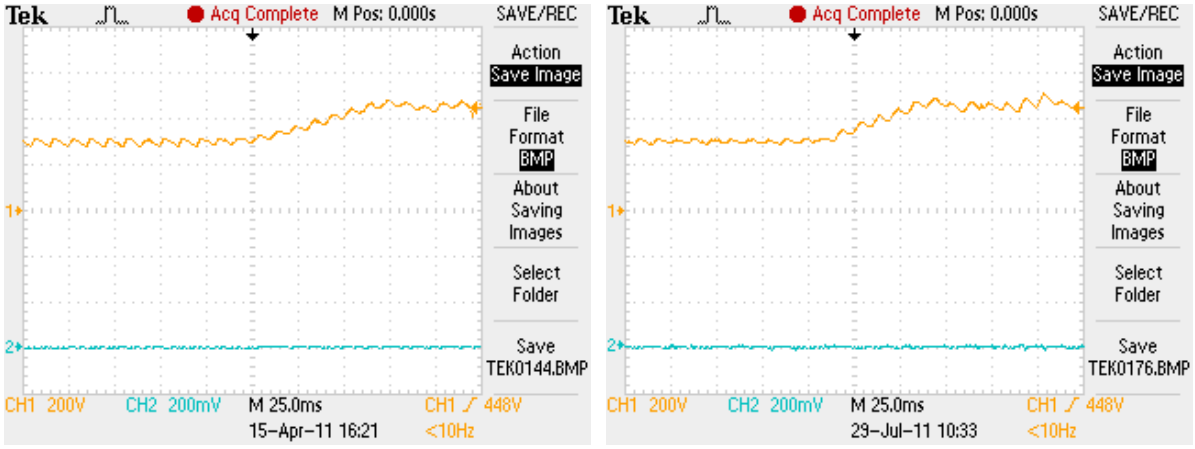


б) хармоничен състав на тока от захранващата мрежа

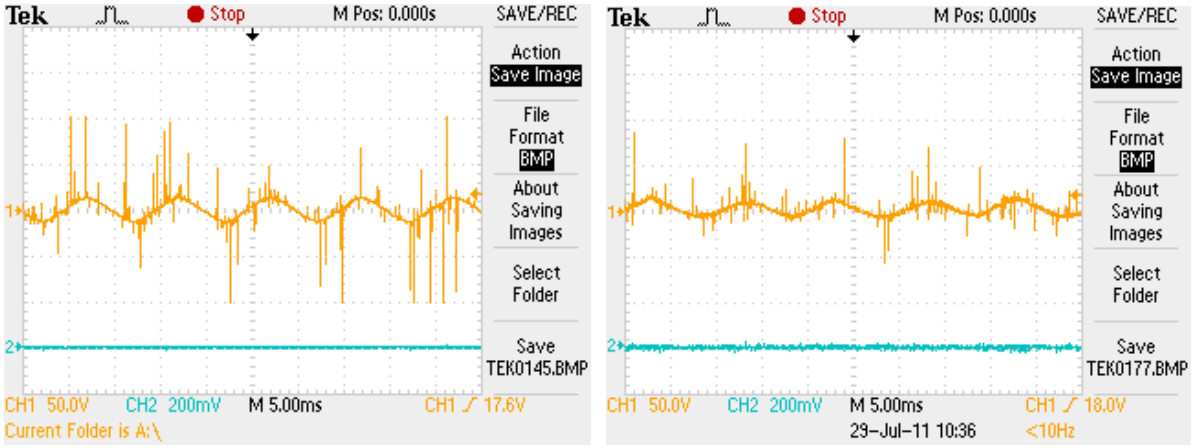


в) мощности, фактор на мощност, коефициент на дефазиране

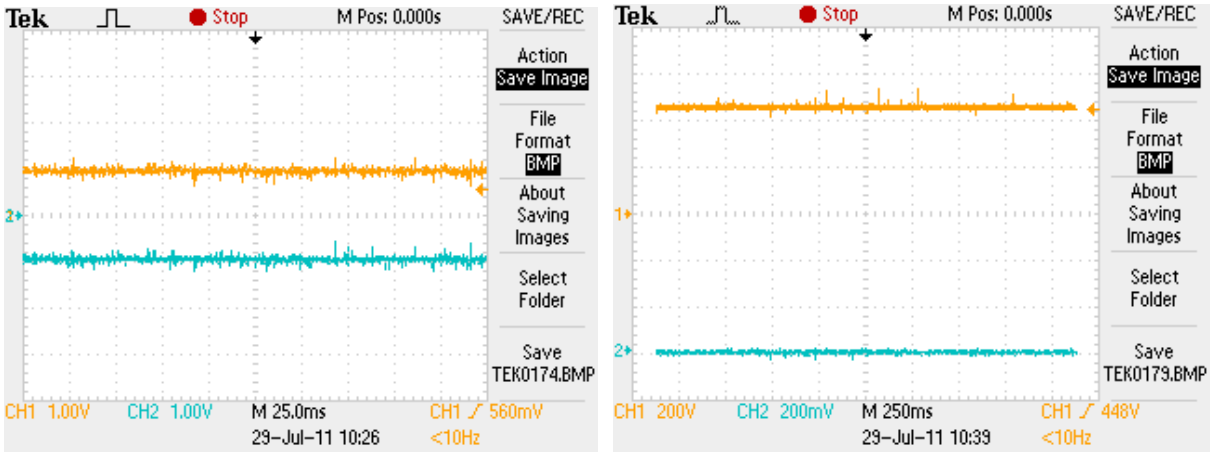
Фигура 3. Показатели по отношение на захранващата мрежа при един – вляво и два паралелно работещи преобразувателя – вдясно.



а) преходен процес при включване при един преобразувател-вляво и два-вдясно



б) пулсации на изходното напрежение при един преобразувател-вляво и два-вдясно



в) стойности на двата тока от мрежата-вляво и изходно напрежение – CH1на двата паралелно работещи преобразувателя-вдясно

Фигура 4. Осцилограми на характерни величини.

REFERENCES:

[1] Розанов Ю.К. Основы силовой электроники, М., 1992.
[2] Huang Y. and C.K. Tce, Circuit Theoretic Classification of Parallel Connected DC-DC Converters, IEEE Trans. on CS, vol.54, No.5, May 2007, pp.1099-1108.
[3] Altowati A., K.Zenger and H.Koivo, Modeling and Control design of Paralleled DC-DC Swiching Converters, Int. conf. of Communication, Computer and Power – ICCCP09, February 2009, pp. 231-236.
[4] Wang J.B., Primary Droop Current-Sharing Control of the Parallel DC/DC Converters System Considering Output Cable Resistance, Anvances in Power Electronics, vol.2011,pp. 1 -13.
[5] Lin C.S. and C.L. Chen, Single-Wire Current-Share Paralleling of Current-Mode-Controlled DC Power Supplies, IEEE Trans. on IE, vol.47, No.4, August 2000, pp. 780-786.
[6] Panov Y. and M.M.Jovanovic, Loop Gain Measurement of Paralleled DC/DC Converters With Average-Current-Sharing Control, IEEE Trans. on PE, vol.23, No.6, Novembwr 2008, pp.2942-2948.
[7] Salati L., L6615 Load Share Controller for N+1 Redundant, Hot-Swappable Application, ST Microelectronics, AN1696, 2003.
[8] ST Microelectronics, Current Sharing of the L4973 in a Multiphase Application, AN 1126,1999.
[9] Balosh L. The UC3902 Load Share Controller and its Performance in Distributed Power Systems, Unitrode Corp. AN-163,1999.
[10] National Seniconductor, Modular Current Sharing Controller, Analog Edge, vol.III, Issue 10, 2005.
[11] Zhang H.J. and W. Cheng, Low Voltage, High-Current DC/DC Power Supply with Load Sharing and redundancy, Linear Technology Magazine, 2002, pp.34-38.
[12] Анчев М., Енергийна ефективност на силови електронни устройства, Авангард Прима, 2010.
[13] Mappus S. Got PFC, Fairchild Semiconductor, www.fairchildsemi.com
[14] Chen Y. and K. M. Smedley, Parallel Operation of One-Cycle Controlled Three- Phase PFC Rectifiers, IEEE Trans. on IE, vol.54, No.6, December 2007, pp. 3217 - 3224.
[15] Kim S. and P.N. Enjeti, Control of Multiple Single-Phase PFC Modules With a Single Low-Cost DSP, IEEE Trans. on IA, vol.39, No.5, September/October 2003, pp. 1379 – 1385.
[16] Texas Instruments, Interleaving Continuous Conduction Mode PFC Controller, AN SLUS 794E, 2011.
[17] SGS-Thomson, Designing a high Power Factor Preregulator with the L4981 continuous mode, AN628/1297, 1997.
[18] Wall Industries, Parallel Operation of DC Power modules, AN3, www.wallindustries.com

Contacts:
Petar Goranov, Section Power Electronics,
Technical University-Sofia
Kl.Ohridski 8 blv. 1000 Sofia, Bulgaria
Phone: +359-2-965-3132,
Email: pgoranov@ecad.tu-sofia.bg

Hristo Antchev, Section Power Electronics,
Technical University-Sofia
Kl.Ohridski 8 blv. 1000 Sofia, Bulgaria
Phone: +359-2-965-3321,
Email: hristo_antchev@tu-sofia.bg

Vanjo Gourgoulitsov, KEE,
Technical University-Sofia
Kl.Ohridski 8 blv. 1000 Sofia, Bulgaria
Phone: +359-2-965-3214,
Email: vtg_otk@abv.bg

ТЕОРИЯ НАГРЕВА МНОГОЗВЕННЫХ ТОКОНЕСУЩИХ ШИН ПРИМЕНИТЕЛЬНО К ЗАДАЧАМ ДИАГНОСТИКИ КОНТАКТОВ

Сухичев М. И., Титков В В., Таджибаев А.И.

I. ВВЕДЕНИЕ

Тепловой метод диагностики получил широкое распространение в электроэнергетике в связи с развитием технических средств и методов инфракрасной термографии.

В практике встречаются задачи, когда объект контроля находится вне зоны измерения. В этом случае приходится прибегать как к контактным методам контроля теплового режима, так и к анализу тепловых полей вне зоны тепловыделяющего дефекта. Для эксплуатации высоковольтного электрооборудования важно определить состояния, например, контактных соединений в необлуживаемых ячейках РУ.

В электроустановках возможен подогрев по шине контактных соединений (КС) расположенным рядом на этих же шинах оборудованием. Не меньшую проблему представляет собой оценка температуры контактного соединения вне зоны, в которой можно провести измерения.

Проблема диагностики контактных соединений (КС) особенно актуальна в свете невозможности прогнозирования состояния КС, слабости нормативной базы и особенностей нового оборудования, препятствующих проведению тепловизионного обследования.

II. ОСНОВНОЙ ТЕКСТ

Традиционно в электроэнергетике применяется модель одного КС на бесконечной шине с одинаковыми параметрами. Такая модель описана ещё в работах Хольма и повторялась многими авторами в последствии. Однако такая модель не позволяет эффективно проводить диагностику в описанном выше современном оборудовании.

Поэтому было выведено общее одномерное аналитическое решение задачи в виде набора участков с неизменными термоэлектрическими характеристиками.

Для каждого участка распределение температуры определено как

$$T(x) = T_0' ch\sqrt{A}x + \Phi_0' sh\sqrt{A}x + \frac{B}{A}, \quad (1)$$

где

$$T_0' = T(x)|_{x=0} - \frac{B}{A},$$

$$\Phi_0' = \frac{1}{\sqrt{A}} \frac{d}{dx} T(x)|_{x=0}$$

$$A = \frac{\alpha p}{\lambda S},$$

$$B = \frac{I^2 R' + \alpha p T_0}{\lambda S}$$

- расчётные коэффициенты;

α — коэффициент теплоотдачи;

p — периметр сечения шины;

λ — коэффициент теплопроводности;

S — площадь поперечного сечения шины;

I — ток в шине;

$R' = \frac{\rho'}{S}$ — погонное сопротивление шины;

T_0 — температура окружающей шину среды.

При этом, если участки стыкуются в точке $x = l$, условия стыковки участков можно записать в виде системы (см. рис. 1 и 2) При этом, если участки стыкуются в точке $x = l$, условия стыковки участков можно записать в виде системы (см. рис. 1 и 2)

$$\begin{cases} T_{n_1}(x)|_{x=l} = T_{n_2}(x)|_{x=l} = \ldots = T_{n_m}(x)|_{x=l}, \\ \sum_{k=1}^{m} \lambda_{n_k} S_{n_k} \frac{d}{dx} T_{n_k}(x)|_{x=l} = 0. \end{cases} \quad (2)$$

В частности, для случая соединения двух проводников

Так же была разработана компьютерная реализация схемы расчёта для расчёта при любых возможных граничных условий, в том числе заданных в произвольной точке на шине.

$$\begin{cases} T_1(x)|_{x=l} = T_2(x)|_{x=l}, \\ \lambda_n S_n \dfrac{d}{dx} T_n(x)|_{x=l} = \lambda_{n+1} S_{n+1} \dfrac{d}{dx} T_{n+1}(x)|_{x=l}. \end{cases} \quad (3)$$

Кроме того, было установлено, что введение зависимости удельного сопротивления от температуры вида $\rho = \rho_0\left(1+\alpha\left(T\left(x\right) \;\; T_{on}\right)\right)$ не приводит к изменению уравнения распределения температуры на участке, а лишь изменяет постоянные коэффициенты A и B.

Упрощения этих систем приводи к выражениями, которые совпадают с уже известными решениями.

Решение для шины с несколькими КС может быть получено по принципу суперпозиции с учётом пространственного сдвига источников из нескольких решений для шины с одним КС. В частности для шины с двумя разнесёнными в пространстве источниками тепла имеем:

$$T_\Sigma(x) - \frac{B}{A} = T_1(x) + T_2(x) - 2\frac{B}{A} = \quad (4)$$
$$= T_1' ch\sqrt{A}(x-l_1) + \Phi_1' sh\sqrt{A}(x-l_1) + T_2' ch\sqrt{A}(x-l_2) + \Phi_2' sh\sqrt{A}(x-l_2),$$

где $T_1(x)$, $T_2(x)$, $T_\Sigma(x)$ — распределение теплового поля вдоль шины для первого, второго КС и суммарное соответственно.

Для установления степени влияния на решение принятых в постановке аналитического решения допущений выполнен расчёт в котором лучистый теплообмен был заменён на на теплообмен по закону Ньютона—Рихмана. Этот расчёт показал, что для температур, характерных для высоковольтного электрооборудования, погрешность не превышает 0,07 К, что лежит ниже погрешности лучших средств измерения.

Для учёта эффектов вызываемых неравномерным распределение температуры в сечении проводника и влиянием эффекта искривления токовых линий, было решено несколько вариантов двухмерного численного решения той же задачи, которые так же показали погрешность ниже точности средств измерения.

На основании вышеописанных выражений было теоретически обосновано, что тепловизионным обследованием могут быть определены все практически значимые величины, кроме расстояния от точки измерения до КС или температуры КС, так как последние являются связанными величинами.

Кроме того, нами были рассмотрены возможные критерии браковки и указано, что наилучшим с точки зрения автора является температура КС.

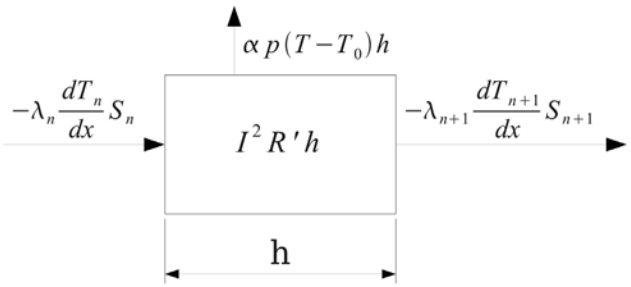


Рис. 1. Значения теплообмена в переходном участке.

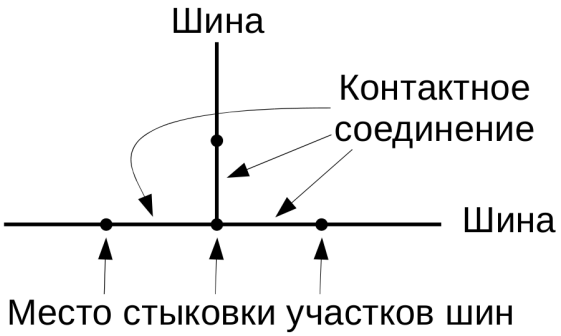


Рис. 2. Разбиение шины.

Так же на основании выведенных зависимостей распределения теплового поля по шине предложен теоретически обоснованный критерий дефектности КС в зависимости от параметров среды и шины:

$$T_{крит.} = \frac{2\sqrt{L}}{n\lambda\lambda\sqrt{A}} \cdot \frac{I^2}{I_{max}} \cdot \sqrt{T_{плав.}^2 - \left(\frac{B}{A}\right)^2} + \frac{B}{A} \quad (5)$$

где $T_{крит.}$ — браковочная температура КС;

$T_{плав.}$ — температуру плавления металла покрытия (если есть) или шины;

I_{max} — максимально возможный на данном присоединении ток;

n — число отходящих от КС участков шин. Для прямой шины без отпаек n = 2;

$L = 2{,}45 \cdot 10^{-8} \frac{Вт \cdot ом}{K^2}$

— коэффициент из закона Франца—Видемана.

Одновременно было теоретически обосновано выражение для связи точности и дальности определения дефектного КС:

Одновременно было теоретически обосновано выражение для связи точности и дальности определения дефектного КС:

$$l < \frac{1}{\sqrt{A}} \ln\left(\frac{\Delta T_{доп}}{\delta T}\right) \qquad (6)$$

где l — расстояние от места измерения до КС;

$T_{доп}$ — минимальный прирост температуры в контакте, регистрация которого необходимо обеспечить;

δT — точность средства измерения температуры.

Для подтверждения теоретических исследований были проведены опытное исследования, подтверждающего правильность полученных теоретических результатов.

Практический пример восстановления картины поля представлен на рис. 3.

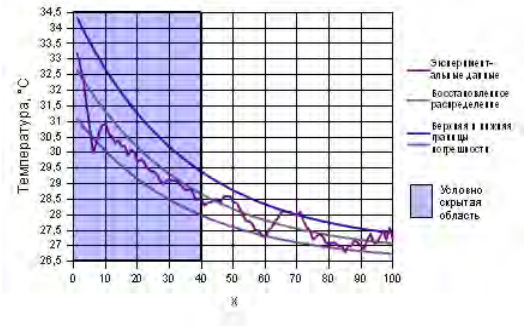


Рис. 3. Распределение температуры вдоль шины по термограмме, восстановленный участок кривой и границы погрешности.

Для примера специально была выбрана термограмма с сильно зашумленным распределением температуры (рис. 4).

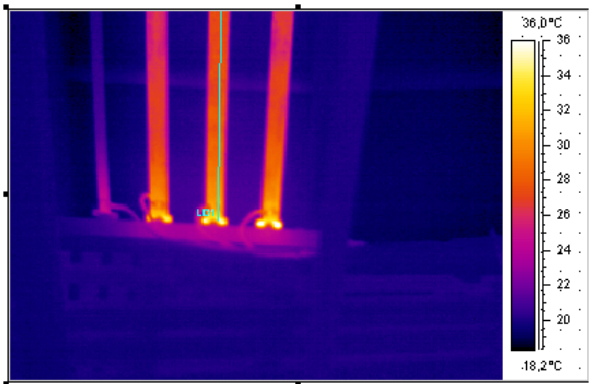


Рис. 4. Термограмма использованная для примера восстановления температуры КС.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом на основе теоретических и экспериментальных исследований получены следующие результаты:

1. Разработана аналитическая модель теплового поля шины произвольной длины с группой контактов. Проведена её верификация.

2. Предложена методика диагностики контакта, находящегося вне зоны измерения, по тепловому полю шины.

3. Предложен критерий дефектности контактных соединений в зависимости от параметров среды и шин.

ОБОБЩЕН ПОДХОД ЗА ПРОЕКТИРАНЕ НА РЕЗОНАНСНИ ИНВЕРТОРИ С КОМПЛЕКСЕН ТОВАР

Никола Градинаров, Николай Хинов, Димитър Арнаудов, Георги Краев

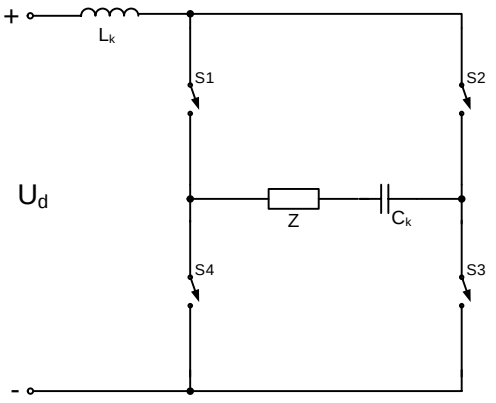
SUMMARY APPROACH FOR DESIGNING RESONANT INVERTERS WITH COMPLEX LOAD

Abstract: In work are taken up the main types of symmetric resonant inverter: with and without reverse diodes, operating in different modes, with natural and forced commutation of power electronic devices, operating under and above resonant frequency. Summary approach for analysis of the entire class resonant inverters is proposed and all the expressions needed for their design are given.
Keywords: Комплексен товар, Проектиране, Резонансни инвертори, Complex Load, Design, Resonant Inverters.

I. ВЪВЕДЕНИЕ

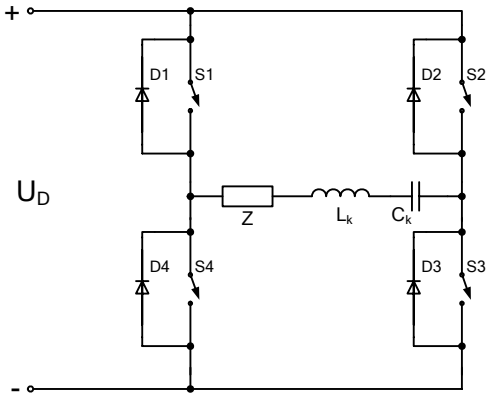
Резонансните инвертори (РИ) са широко използвани в преобразувателите на електрическа енергия. Известни са техните предимства в сравнение с другите инверторни схеми [1, 2, 3, 4, 7]. В настоящата работа въз основа на проведени анализи на РИ с и без обратни диоди, работещи с честота на управление под и над резонансната [3, 4, 5, 6] се предлага обобщен подход за проектиране. Целта на този подход е създаването на удобна методика за инженерно проектиране на РИ, работещи с паралелно компенсиран товарен кръг.

За постигане на еднаквост на разглежданията е използван анализ на мостов РИ, показан на фиг.1 – без обратни диоди и на фиг.2 – с обратни диоди, включени антипаралелно на силовите прибори.



Фигура 1. Мостов РИ без обратни диоди

Ключовете $S_1 \div S_4$ са полупроводникови прибори с еднопосочна проводимост (транзистори или тиристори). Товара Z е паралелно компенсиран товарен кръг, L_k и C_k са комутираща индуктивност и кондензатор, като в някои от схемите могат да липсват и да бъдат заместени от разстройката на паралелния товарен кръг.



Фигура 2. Мостов РИ с обратни диоди

II. ИЗЛОЖЕНИЕ

За получаване на по-добри енергетични показатели на инверторните схеми е разгледано безтрансформаторно съгласуване между инвертора и товара.

Представени са случаи и на използване на усложнени изходни вериги: последователно-паралелна, паралелно-последователна и последователно-паралелна-паралелно-последователна [1, 3].

В основата на предложения от авторите обобщен подход за проектиране на резонансни инвертори с комплексен товар е баланса на мощностите на входа и изхода на инвертора, като при направени допускания за идеалност на активните и пасивни схемни елементи, коефициента на полезно действие на схемата са приема за 100%. Тогава с

достатъчна за инженерната практика точност може да се счита, че:

(1) $P_d = U_d I_d = U I_{(1)} \cos\beta$,

където U_d е напрежението на постояннотоковия захранващ източник, I_d е средната стойност на консумирания входен ток на инвертора, U – ефективна стойност на инверторното (изходното) напрежение, $I_{(1)}$ – ефективна стойност на първия хармоник на инверторния ток, а β е ъгъла на разстройка на променливотоковата резонансна верига.

При работа в целесъобразни режими (ефективни по отношение на използване на силовите прибори по мощност и при добри енергийни показатели на инверторите), с достатъчна за практиката точност се приема, че инверторния ток е със синусоидална форма, а за случаите на работа в режим на силно принудителна комутация на приборите – с правоъгълна форма. При тези допускания се получава удобен израз за определяне на инверторното напрежение:

(2) $$\frac{U}{U_d} = \frac{1}{\frac{I_{(1)}}{I_d}\cos\beta} = \frac{1}{K_F \cos\beta},$$

където $K_F = \frac{I_{(1)}}{I_d}$ е коефициент на формата на инверторния ток. При така направените допускания определянето на K_F не изисква сложни изчислителни процедури.

Определянето на ъгъла на разстройка β, като функция на параметрите: коефициент на разколебаване k, разстройка на последователната резонансна верига (честотен коефициент) ν и начина на свързване на комутиращата индуктивност (извън, в постояннотоковата входна верига или част в променливотоковата изходна верига) е направено в [3] и е:

(3) $$tg\beta = \frac{\frac{\pi}{\ln\frac{k}{k-1}}\left[1-(1-\rho)\nu^2\right] + \frac{\ln\frac{k}{k-1}}{\pi}}{2\nu},$$

където $k = \frac{1}{1-e^{-\frac{\delta\pi}{\omega_0}}}$, δ - затихване на еквивалентния последователен резонансен кръг, ω_0 - резонансна честота на еквивалентния последователен кръг, ω - управляваща честота, $\nu = \frac{\omega}{\omega_0}$, $\rho = \frac{L_{k1}}{L_{k1}+L_{k2}}$ (L_{k1} – комутираща индуктивност, разположена във входната верига, L_{k2} – комутираща индуктивност в изходната верига).

1. *РИ в режим на принудителна комутация на приборите*

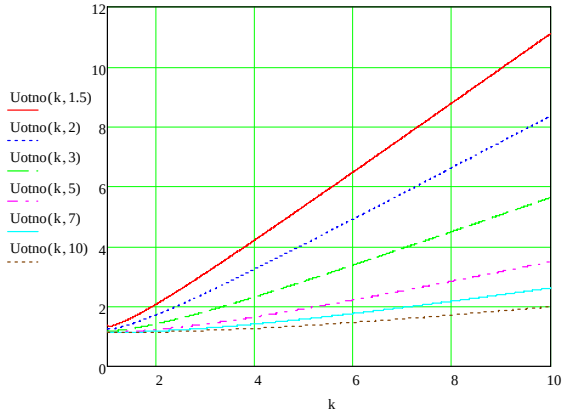
Известно е разглеждането на инвертора на ток, като РИ, работещ в режим на силно принудителна комутация на приборите [1, 3]. При допускането за идеално изгладен входен ток, инверторния ток е с правоъгълна форма с честота, равна на управляващата. В този случай коефициента на формата е от вида:

$$K_F = \frac{I_{(1)}}{I_d} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}.$$

При РИ, в режим на принудителна комутация, комутиращата индуктивност е изцяло във входната постояннотокова верига (ρ=1) и за инверторното напрежение се получава:

(4) $$\frac{U}{U_d} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}\cos\beta} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}\sqrt{1+tg^2\beta},$$

а $$tg\beta = \frac{\frac{\pi}{\ln\frac{k}{k-1}} + \frac{\ln\frac{k}{k-1}}{\pi}}{2\nu}.$$

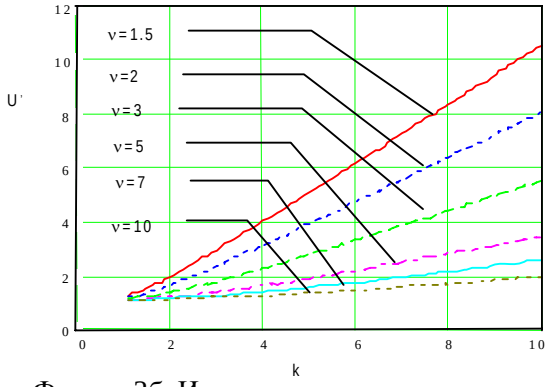


Фигура 3а. Инверторно напрежение при идеална форма на входния ток

На фиг. 3а са представени изходните характеристики на РИ в принудителна комутация, построени при допускането за идеално изгладен входен ток (израз 4). Тези характеристики са сравнени с получените при отчитане на действителната форма на входния ток (с реалните пулсации), които са получени в [3] и са показани на фиг.3б.

От тяхното сравнение се вижда, че има доста добро съвпадение (разлика под 5%), като разликите са при малките стойности на честотния коефициент ν (под 2,5). Това дава

основание с достатъчна за практиката точност да се използва опростената формула за инверторното напрежение.



Фигура 3б. Инверторно напрежение при реална форма на входния ток

2. *РИ в режим на естествена комутация на прибори*

При РИ, работещи в режим на естествена комутация на прибори се прави допускането, че инверторния ток е със синусоидална форма (с амплитуда I_m и честота ω_0). За определянето на коефициента на формата в този случай се използва зависимостта на ефективната стойност на първия хармоник на инверторния ток от неговата максимална стойност [1]:

$$\frac{I_{(1)m}}{I_m}=\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\frac{\cos\frac{\lambda}{2}}{\frac{\pi}{\lambda}-\frac{\lambda}{\pi}},$$

където $\lambda=\pi.\nu$ е нормиран спрямо управляващата честота, ъгъл на провеждане на полупроводниковите ключове.

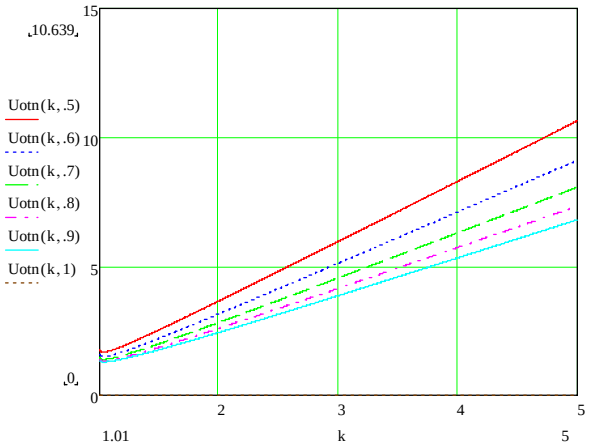
Като се използва връзката между средна и максимална стойност на синусоидален импулс за коефициента на формата на РИ, работещи с естествена комутация се получава:

$$K_F=\frac{I_{(1)}}{I_d}=\frac{\sqrt{2}}{1-\nu^2}\cos\frac{\lambda}{2}.$$

По този начин се определя зависимостта на инверторното към входното напрежения на РИ, в режим на прекъснат ток:

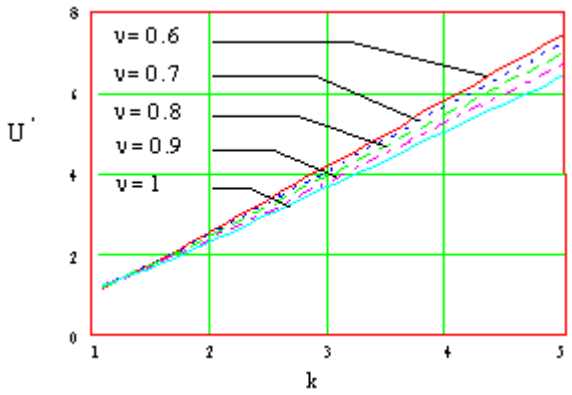
$$(5)\qquad \frac{U}{U_d}=\frac{1-\nu^2}{\sqrt{2}\cos\frac{\lambda}{2}\cos\beta}=\frac{1-\nu^2}{\sqrt{2}\cos\frac{\lambda}{2}}\sqrt{1+tg^2\beta}$$

Получената изходна характеристика - израз (5) е построена на фиг.4а.



Фигура 4а. Инверторно напрежение при синусоидална форма на входния ток

Изходната характеристика на РИ в режим на естествена комутация на приборите и с отчитане на реалната форма на инверторния ток е получена в [11] и е показана на фиг.4б.



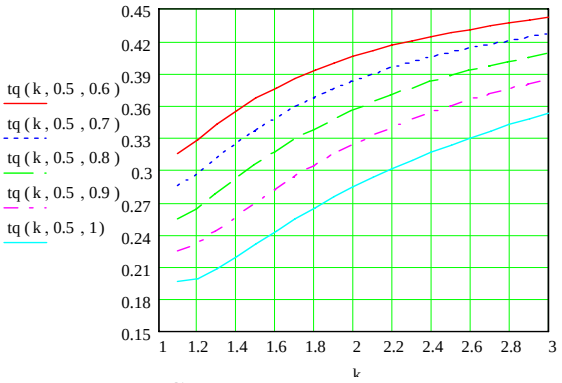
Фигура 4б. Инверторно напрежение при реална форма на инверторния ток

При сравнението на резултатите, получени с помощта на прецизен и опростен анализ, се установява, че за режими на работа близки до граничния ($\nu=0.85\div1$) и коефициент $k\geq1.5$ се получават разлики под 10%.

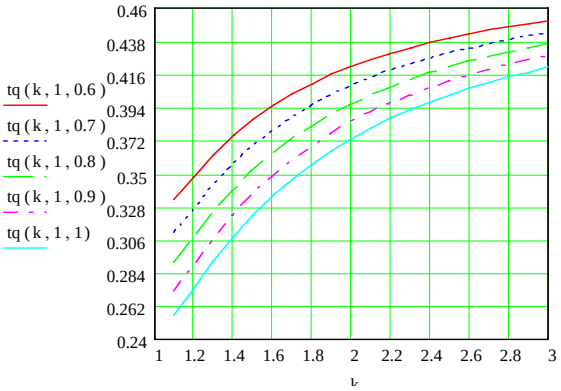
Когато се използват непълно управляеми прибори (еднооперационни тиристори), за осигуряване на нормалната работа на силовата схема е необходимо да се осигури схемно време за възстановяване. Прецизното определяне на схемното време за възстановяване на приборите, изисква числено решаване на трансцедентно уравнение, което е направено в [2, 3]. Друг подход за определяне на този схемен параметър е използването на ъгъла на разстройка на променливотоковата верига β, който е определен с (3), при отчитането на паузата в инверторния ток:

$$(6)\qquad t_{qc}=\frac{1}{\omega}\left(\frac{\pi-\lambda}{2}+\beta\right).$$

На фиг.5а и б са построени зависимостите на схемното време за възстановяване в относителни единици, спрямо полупериода на управление (T/2).

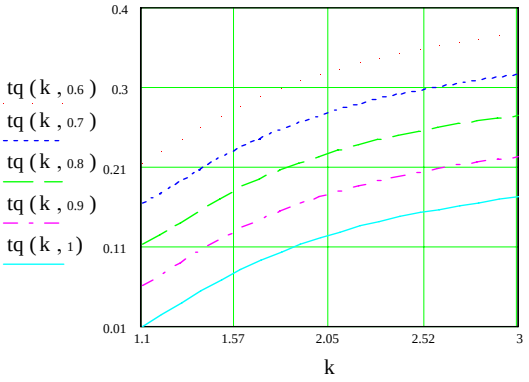


Фигура 5а. Схемно време за възстановяване при синусоидална форма на тока (ρ=0.5)



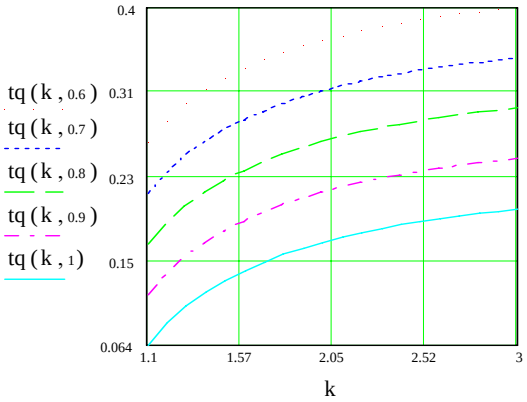
Фигура 5б. Схемно време за възстановяване при синусоидална форма на тока (ρ=1)

На фиг.6 а и б са представени резултати от точното изчисление на схемното време за възстановяване.



Фигура 6а. Схемно време за възстановяване при действителна форма на тока (ρ=0.5)

От сравнението на графиките от фиг.5 и тези от фиг.6, се вижда че разликите са под 10% при ν>0.85 и k>1.5 и следователно при проектиране може да се използва значително по лесния начин, чрез връзката с ъгъла на разстройката на променливотоковата верига β. Друг начин за прецизно определяне на времето за изключване е чрез компютърни симулации.



Фигура 6б. Схемно време за възстановяване при действителна форма на тока (ρ=1)

3. *Резонансни инвертори с обратни диоди*

Резонансните инвертори с обратни диоди (РИОД) се използват като един от начините за ограничение на напреженията на полупроводниковите прибори при промяна на товара. В настоящата работа ще бъде разгледан само по–благоприятния от енергетична гледна точка режим на непрекъснат ток. Известни са два режима на работа в този случай – режим на работа с честота на управление подрезонансната и съответно надрезонансната на последователния резонансен кръг [6].

Друга особеност на РИОД, е че по време на работа на обратните диоди се връща енергия в захранващия източник и за постигане на по-добро използване на силовите елементи по мощност се препоръчва работа с честота на управление близо до резонансната ($0.85 \le \nu \le 1.15$). По този начин би могло за определяне на инверторното напрежение да се счита, че инверторния ток е синусоидален.

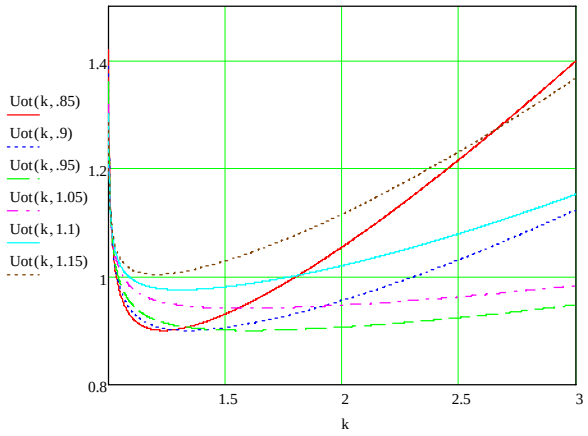
От друга страна за да се получат максимално твърди характеристики на РИОД, комутиращата индуктивност се включва изцяло в променливотоковата верига, както е показано на фиг.2 (ρ=0). При тази условия за ъгъла на разстройка на променливотоковата верига се получава:

$$(7) \qquad tg\beta = \frac{\frac{\pi}{\ln\frac{k}{k-1}}\left(1-\nu^2\right)+\frac{\ln\frac{k}{k-1}}{\pi}}{2\nu}.$$

При така направените допускания за инверторното напрежение в относителни единици се получава израза:

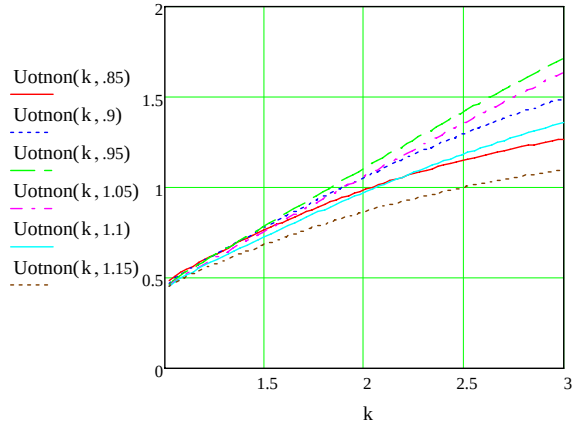
(8) $$\frac{U}{U_d} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi \cos\beta} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}\sqrt{1+tg^2\beta}\ .$$

Външната характеристика на РИОД е построена на фиг.7



Фигура 7. Изходно напрежение, при синусоидална форма на инверторния ток

В [6] е направен обобщен анализ на РИОД, работещ в различни режими. Там е показано, че резултатите от анализа на РИОД с честота на управление под и над резонансната, могат да се обединят и да се представят с общи изрази, като се отчетат особеностите на различните режими. На фиг.8 са представени изходните характеристики, при реална форма на инверторния ток.



Фигура 8. Изходно напрежение, при реална форма на инверторния ток

От анализа на резултатите се установява добро съвпадение при стойности на коефициента на разколебаване под 2, което е оправдано и от енергетична гледна точка, за да се връща по-малко енергия в захранващия източник.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

От представените резултати се вижда, че опростения подход за проектиране дава добро съвпадение прецизния. Тези изводи са потвърдени от симулационни изследвания извършени от авторите [3, 6]. При използване на усложнени изходни вериги за съгласуване между инвертора и товара се използват методиките, представени в [3, 6].

LITERATURE:

[1]. Беркович Е. И., Г. В. Ивенский, Ю. С. Йоффе, А. Т. Матчак, В. В. Моргун. Тиристорные преобразуватели повышенной частоты для электротехнологических установок. Энергоатомиздат, Ленинград, 1983.
[2]. Бобчева М., Н. Градинаров и др. Силова електроника. Изд. ТУ-София, 2001г.
[3]. Градинаров Н., Докторска дисертация за получаване на научната степен Доктор на техническите науки. Изследване, разработка и развитие на автономни резонансни инвертори с електротехнологично приложение. Технически Университет - София 2002г.
[4]. Сенько В. И., Т. С. Тодоров. Силови електронни устройства. Габрово, 1975.
[5]. Табаков С. Тиристорна техника. Техника, София, 1989.
[6]. Gradinarov N., N. Hinov, T. L. Marinov, “General Analysis of Resonant Inverters with Reverse Diodes, Operating at Various Modes”, Proceedings of Papers of the XL International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies - ICEST 2005, Serbia and Montenegro, Niš, June 29 – July 1, 2005, pp.729-732.
[7]. Mottan N., Undeland T. E., Robbins W. Power electronics - Converters, Applications and Design. Second edition, John Wiley&Sons Inc, New York, 1995.
[8]. Rashid Muhammad. Power Electronics: Circuits, Devices and Applications. Pearson/Prentice Hall, 2004.

Contacts:

Nikola Gradinarov, Department of Power Electronics, Technical University of Sofia,
boulevard Kliment Ohridski 8, Sofia, 1000 (SF), Bulgaria
Phone: +359-2-965-25-69, Email: n_gradinarov@tu-sofia.bg
Nikolay Hinov, Department of Power Electronics, Technical University of Sofia,
boulevard Kliment Ohridski 8, Sofia, 1000 (SF), Bulgaria
Phone: +359-2-965-25-69, Email: hinov@tu-sofia.bg
Dimitar Arnaudov, Department of Power Electronics, Technical University of Sofia,
boulevard Kliment Ohridski 8, Sofia, 1000 (SF), Bulgaria
Phone: +359-2-965-22-04, Email: dda@tu-sofia.bg
George Kraev, Department of Power Electronics, Technical University of Sofia,
boulevard Kliment Ohridski 8, Sofia, 1000 (SF), Bulgaria
Phone: +359-2-965-25-69, Email: kraev@dir.bg

THERMAL DESIGN DEVELOPING FOR STEAM POWER PLANTS BY USING CONCENTRATING SOLAR POWER(CSP)TECHNOLOGIES

Fawaz Sultan Abdullah

Abstract: *The main purpose of this study is to discuss the possibility of the development of thermal design power plants to produce electric power conventional steam to work semi-joint system is exploited array of solar collectors concentrated type parabolic cylindrical in processing the amount of thermal energy for steam turbine unit .*

In the Study of the effectiveness of different designs to link Matrix complexes solar concentration in thermal design of the plant steam and as a measure of effectiveness was the use of the amount of savings in the amount of fuel consumed for the production of electric power network ; as a result of the use of matrix compounds CSP study showed economic efficiency and environmental design of the proposed terms of the amount of savings the lowest in the amount of fuel consumed in the network 177.5 Tons / year.

Design of thermal energy for solar collectors concentrated matrix . Accordingly, the decrease in the amount of thermal energy and the amount of nitrogen oxides which produced in the surrounded medium 0.628 tons / year 5204 GJ L year > MW

Keywords: *developing for steam power using(CSP) technologies*

1- Introduction

The Electric power is one of the pillars upon which the modern Renaissance in various forms and the artery that feeds the various social and economic activities. In recent years, have been focused most scientific research in the field of energy on ways to rationalize the consumption of conventional energy sources and the preservation of the environment from pollution sources [1 and 2]. As a result of this focus to develop means and methods for multiple use of secondary sources of energy and new energy sources and renewable energy in the production of electric power. The results of recent studies in the field of solar energy to the effective use of matrices complexes concentrated solar-type parabolic cylindrical in the production of electric power and thermal energy needed for some applications Industrial [3 and 4]

As well as the results of previous studies indicated the possibility of increasing economic efficiency of solar power stations through the achievement of a common system for the operation of this type of stations on the solar radiation energy and traditional fuels. [1,2]

Based on the foregoing, and keep pace with industrial progress and technological development in the area of production of electric power and fulfill the requirements of future consumption for the consumption of conventional energy sources and to maintain the lowest level of contamination of environment we will address in the current study to examine the effectiveness of the development of thermal design power plants to produce electric power conventional steam to work the system Quasi-common

By which trying to exploits the thermal energy matrix of the steam turbine unit. Of course, in this case must take into account the impact of design features and specifications of the steam turbine unit, climatic conditions and the nature of weather in the site being considered on the effectiveness of the proposed design of the station similarities shared solar.

2- Basic design of the plant steam: The basic design Consists of steam boiler plant with a production capacity (338.26 tons / hour) and the condensing steam turbine unit with one axis and the design capacity of 120 megawatts. Steam turbine operating at an elementary properties of steam (To =535 C; Po 128.47 bar) One stage to re-heat the steam in the boiler (PRH = 29.87) bar (TRH = 535 C) as shown in figure 1. The steam turbine consist of three cylinders (HPT; IPT; LPT)

Ready from the expansion of steam boiler (TSB = 540 C; PSB = 137.47 bar) Include six points to drain the steam from the cylinder for the purpose of a retrospective of heating feed water table (1)

Table (1) the properties of steam at various points of attrition of steam turbine.

Table 1

point	1	2	3	D	4	5	k
p	29.8	16.2	9.43	4.7	2.15	0.7	0.5
TC	329	460	381	296	211	108	34

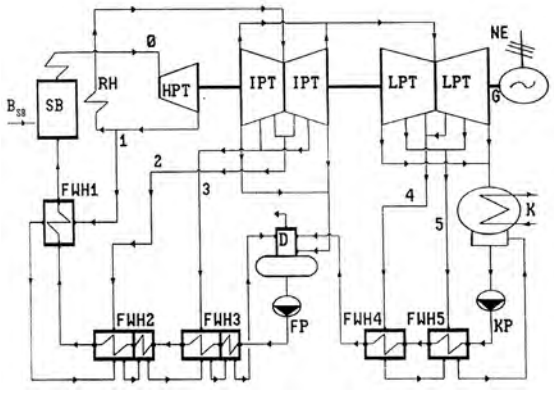
3 – Designs of the studied Plant similarities shared solar:

The proposed design of the station similarities solar array that contains matrix of solar concentrated collectors of both the concentration type solar parabolic cylindrical parts in addition to the above-mentioned in the basic design of the steam plant (paragraph 2). Where they are in accordance with the design of the proposed use of concentrated solar matrix complexes in the processing of the amount of thermal energy for steam turbine unit through the heating system for water retrospective feed water.

Which lead to a decline in the amount of steam from the turbine user for the purpose of heating water for retrospective compensation, and then the low rate of fuel consumption in the boiler due to the fall amount of steam supplier of steam turbine unit. Where the modus operandi of the proposed design of the system similar to the common characteristics and specifications on the design of the steam turbine unit. Therefore, the study includes the following methods to the functioning of the station in the semi-common:

The first Method (in the case of a reserve to increase the rate of increase in the flow of steam in the final stages of the steam turbine and the amount of electrical power produced by the generator): In this way The steam turbine unit works at the design flow rate to the amount of processed steam boiler(DO = con)

And within the steam turbine is the extending amount of steam for the process of non-extracted For heating retrospective of feed water. Thereby increasing the flow rate of steam to the condenser (DK=var) ,and then increasing of electrical energy produced by the steam turbine(NE=var.



HPT-HIGH PRESSURE TURBINE, IPT-INTERMEDIATE TURBINE,LPT-LOW TURBINE

Figure 1. The basic design of The Steam Station

The second method (in the absence of a reserve to increase the power of the generator): In this way is within the steam turbine extend the amount of steam for the process of un extracted heating retrospective of the feed water (DK= var.) in this case the constant amount of Electric energy produced were maintained (NE = con.) . This leads to a lower rate of consumption of fuel in the boiler.

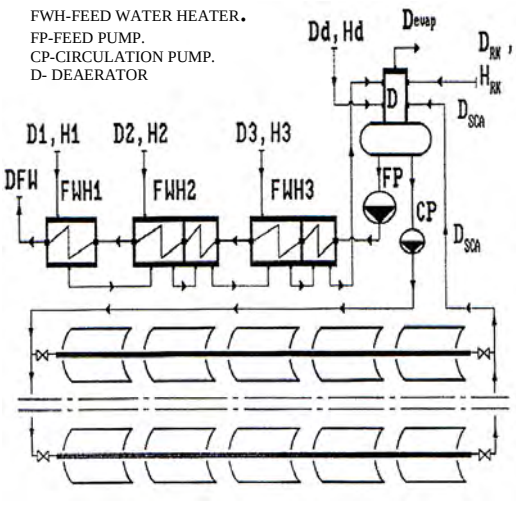
The third method

(In case of The absence of a reserve to increase the flow rate of steam in the final stages of steam turbine) : In such a way as to reduce the amount of processed steam for steam turbine unit by the largest amount of non-steam extracted retrospective of the heating process of water nutrition. In order to maintain the rate design for the flow of steam in the last stage of steam turbine (Dk = con) Which lead to a decline in the amount of electricity produced (NE = var.) of the turbine unit and decline the rate of consumption of fuel in the boiler From the foregoing that the effectiveness of the proposed design of the plant similar to the common solar system will depend on how connecting solar Concentrated matrix complexes in the thermal design of the steam plant. This is in addition to the technical limitations of the work station in the solar system similar to the joint.

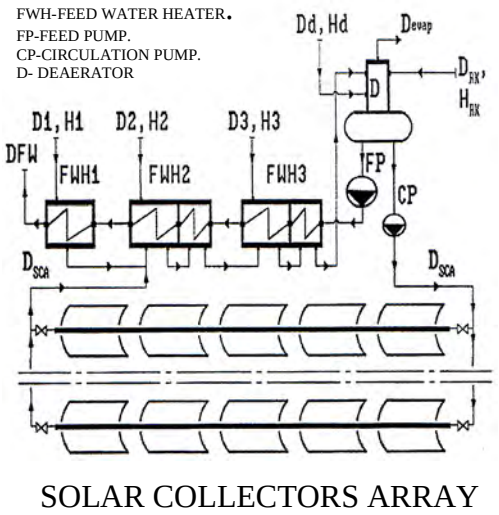
To that end, in the current study, the following proposal to link the design matrix complexes concentrated solar heating system in the retrospective of the feed water.

3.1 – First Studied Design

This is will be according to the suggested design (Figure 2); Link matrix complexes solar concentrated with a tank of disarmament air and gases dissolved in the water feeding (D). Thus, in the case of solar radiation is processing the amount of thermal energy producing a matrix complexes Dream Castle solar heating system to the retrospective of feed water. which leads to a decline in the amount of steam turbine extracted of steam tank to remove dissolved air and gases. And then either increase the power producing steam turbine unit in the first case the way for the operation of the station If the first method for the operation of the station in the system similar to a joint or lower the amount of processed steam turbine unit in the case of the other methods of joint working station solar similarities and thus drop the amount of fuel consumed to produce electricity[5].



(Figure 2) design considered the first to link a matrix solar collector at the plant steam.



(Figure 3) design considered the second to link the *matrix compounds in the Solar steam Plant*

3.2- The second studied design:

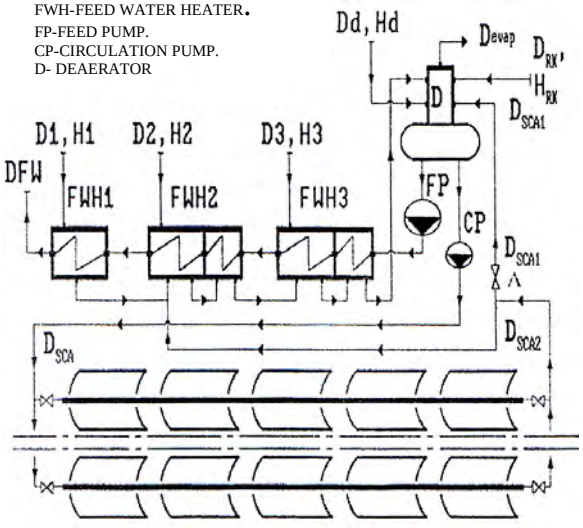
As is well known when using the process of re-heating steam in the thermal design of the steam plant to be the maximum temperature of the steam turbine extracted of steam for the purpose of heating water retrospective Nutrition is located at the point of attrition after re-heating operation directly. So as to reduce the amount of loss in the steam extracted to the process of heating retrospective and increase the effectiveness of the proposed design of the station near the joint has been developed design considered the first(paragraph 3-1) where it was in accordance with the proposed design (Figure 3) processing the amount of thermal energy produced for a matrix solar collectors for concentrated heated gases II (FWH2).

Which lead to a decline in the amount of steam turbine extracted of steam heaters for kinetic second,(FWH2) ,and third (FWH3) and tank removal of dissolved air and gases. And this will depend the amount of thermal energy to the design matrix Concentrated solar collectors on the amount of thermal energy needed for heating Feed water heater in the heat of this second addition to the technical parameters of the functioning of the proposed design of the system similar to a common.[6,7].

3- 3: The third studied design:

Featuring some of the designs of conventional steam stations the high number of heaters in thermal heating system used in the retrospective of water nutrition. Which lead to a decline in the amount of thermal energy needed to heat the feed water and condensate in the main heated gases.

In order to increase the effectiveness of the proposed design of the station shared similarities in the case of falling solar thermal energy design of the heated gases and when there is a big reserve to increase the flow rate of steam in the final stages of the steam turbine has been considered second to modify the design (paragraph 2.3). Where they are in accordance with the proposed design (Figure 4) processing the heat transfer fluid After his release from matrix compounds concentrated solar to the tank remove the air and dissolved gases as well as to system heating retrospective of the feed water with high pressure, taking into account the amount of loss in the steam out of the system. which leads in the case of design lessons (Figure 4) any decline in the amount of steam Leech Of steam turbine for heating the heated gases in retrospective II (FWH2) Removal and tank air and gases dissolved (D) in addition to heated gases III (FWH3) . And this will depend the amount of thermal energy to the design matrix complexes the concentrated solar thermal energy needed to heat the heated gases in the retrospective and the second tank remove dissolved air and gases. matrix complexes in the plant steam.



(Figure 4) design considered the third link solar matrix complexes in the plant steam

4- Method of studying the effectiveness of the proposed designs:

To study the effectiveness of using solar concentrated matrix complexes of the type of parabolic cylindrical in thermal design of the conventional steam plants it requires the expense of several different alternatives of the proposed design of the plant similar to the common solar features from each design change considered to link the matrix complexes concentrated in solar thermal design Unity turbine steam and the way the leg work in the semi-joint. In a measure of the effectiveness of economic and maintaining the lowest level of pollution of the Central Pacific was to study the adoption of the amount of savings in the amount of fuel consumed for the production of electric power network as a result of the use of matrix compounds in solar thermal design of the plant steam so they can Reflects the amount of savings in the amount of Fuel consumed for the production of electric power the following relationship:

$$DBST = (BSB)\,0 + \frac{3600 * DNE}{Qcv * EST} - BSB \Rightarrow \max \quad (1)$$

Where:

BSB (BSB) - Fuel consumption rate of the boiler in the basic design of the steam plant and the proposed design of the joint sub-station solar order (ton\hr)

-EST The efficiency of the plant for the production of countervailing power

Qcv- Calorific value of fuel quality (kj /kg)

DNE- Amount of change in the amount of electrical power produced by steam turbine unit as a result of the use of concentrated solar array complexes (MW) and is calculated from the following relationship:

$$DNE = NE - (NE)0 \Rightarrow \quad (2)$$

NE, (NE)0 - Electricity-producing steam turbine unit in the basic design of the plant steam and proposed design of the plant similar to the common solar order (MW)

Thus, the appropriate replacement is the one who gives the maximum value of the integration of equation (1) year round. To undertake this study method was used mathematical modeling. where was written algorithm, the mathematical model proposed for the station in accordance with the nature of the technical and physical designs studied and the way the work station in the system similar to the common Solar, according to the methods adopted and used to conduct these types of accounts and- method of calculating the thermal design of the steam stations [5] - clear sky method to estimate the amount of solar radiation on the surface of the land [6] - method of calculating the thermal design and specifications for the design of solar collectors Concentrated parabolic cylindrical[4]. it should be noted in the study was to calculate the amount of solar radiation on the surface of the earth the adoption of the nature of weather and climatic conditions of the station site at the corner of latitude 37.78 degrees [2]. And the properties used in the approved design [4] for concentrating solar collectors.

5- Results of a study the effectiveness of the station similarities shared solar system: The effectiveness of the proposed design for the station Similarities common solar mainly on the properties and specifications design of the unit turbine steam. so it has been a study to examine the effect of method of operation of the proposed design of the system similar to a common solar (paragraph 3) on the amount of savings in the amount of fuel consumed by the relationship (1) and determining the effectiveness of designs studied to link the matrix Complexes concentrated solar In the thermal design of the plant steam. The results indicate that the proposed design of the station common solar design in the case considered the first high amount of savings in the amount of spent fuel(DBST) With more time virtual (LAT) in the morning (Figure 5) to be up to the maximum value at midday (LAT= 12 h) dropped by the virtual g The reason for this is to increase the amount of thermal energy-producing

complexes concentrated solar array (QSC) as a result of the high amount of solar radiation that falls on the surface of the matrix(ETA). And then decline in the amount of steam from the turbine steam extraction to remove the air tank and dissolved gases.

And therefore the high amount of the increase in the amount of electric power producing steam turbine unit (DNE) according to the method first proposed design for the operation of the system similar to a common solar. Then, as shown in Figure (5) start value of the amount of savings in the amount of fuel consumed in the fall Increase the

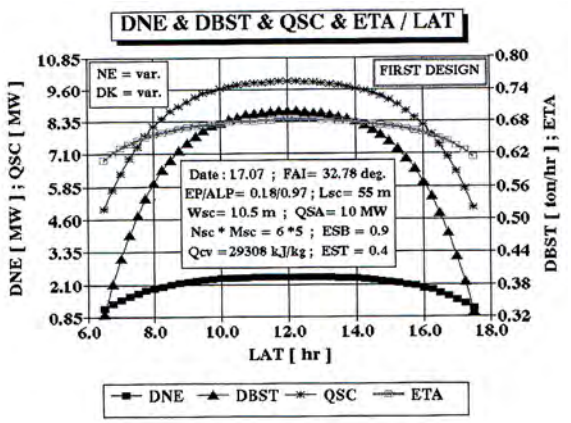


Figure (5) the relationship of the design specifications for the station shared similarities with the solar time in the case of virtual design and the way I studied first for the operation of the station.

time with the virtual. Because of the decline in the amount of direct solar radiation that falls on the surface of a matrix complexes concentrated solar and low efficiency of this matrix. Leading to a decline in the amount of electricity-producing steam turbine unit as a result of low thermal energy produced for matrix solar collectors. It is noted from Figure (5) increase the efficiency of a matrix solar collectors in the morning (LAT< 12 h) for the operation of a matrix solar collectors and a decrease in the evening (LAT> 12h). The reason for this could be interpreted to increase the amount of solar radiation absorbed and the high temperature of the surrounding medium in the morning. And then increase the amount of thermal energy produced for a matrix solar collectors by the biggest rise in the amount of heat loss to the middle of the ocean. either in the evening, the amount of decrease in the amount of thermal energy produced for a matrix solar collectors is greater than the decline in the amount of heat loss to the middle of the ocean. Has been studying the impact of the second design considered (paragraph 2.3) and third (paragraph 3.3) on the effectiveness of the proposed design of the plant similar to the common solar system. As seen from Figure (6) the high amount of savings in the amount of fuel consumed (DBST) and the amount of the increase in the amount of electricity produced (DNE) compared with the design considered the first (Figure 5) due to the increase in the amount of thermal energy to the design matrix solar collectors (QSA3 = 21MW) ; QSA2 = 14 MW) ; The decline in the amount of loss extracted steam for heating water revisionist nutrition, particularly in the second heat of the heated feed water and then rise in the amount of work done by steam (un extracted retrospective of the heating process) within the steam turbine.

As well as shown in Figure (6) the high effectiveness of the proposed design of the station shared similarities with the increase in the amount of solar thermal energy design matrix complexes

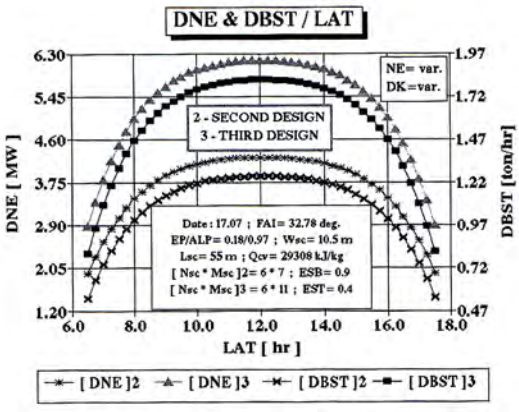


Figure (6) The relationship of the design specifications for the station shared similarities with the solar time in the case of virtual designs studied the second, third and first method of operation of the station.

concentrated solar. And so was study the effect of using the second method for the operation of the proposed design of the station similarities shared solar on the amount of savings in the amount of fuel consumed (DBST) . Where we note from Figure (7) as compared to (6) that there are closely related to the amount of savings in the amount of fuel consumed with the virtual time. But in this case, increase the amount of thermal energy producing compounds concentrated matrix leads to high amount of the increase rate of flow of steam in the final stage of the steam turbine (DDK) The amount of decline in the amount of processed steam for steam turbine unit (DDO). And then the low rate of fuel consumption of the boiler as a result of the fall in the amount of steam-producing boiler in a solar system similar to the joint. As well as shown in Figure (7) there is a slight decrease by savings in

the amount of fuel consumed, compared with (Figure 6).

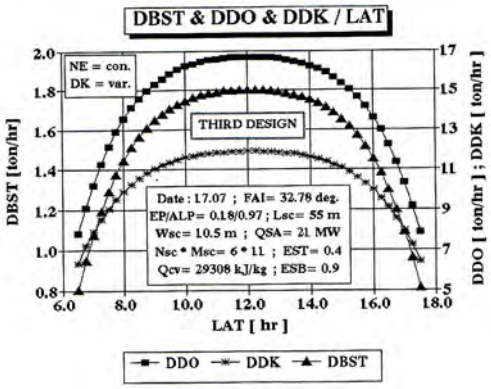


Figure (7) the relationship of the design specifications for the station shared similarities with the solar time in the case of virtual design considered the third and second method of operation of the station.

The reason for this is due to the slight difference between the efficiency of the station compensated to produce electric power and efficiency of the basic design of the plant steam {(EST)o= o.395 }. It is noted from Figure (7) that the amount of decline in the amount of steam supplier of steam turbine unit greater than the amount of the increase in the rate of flow of steam in the last stage of steam turbine . Because of the high extracted steam to the heating process in retrospective heaters heat that affect them the amount of thermal energy-producing complexes concentrated solar array in accordance with the design considered the third (paragraph 3.3).

Has been studying the impact of the use of third way for the operation of the proposed design of the plant similar to common on the amount of solar saving the amount of fuel consumed during the month (DBM) at different values of the efficiency of the plant for the production of countervailing power (EST). Where the notes of the figure (8) high amount of savings in the amount of fuel consumed during the month in the summer (8, 7, 6, 5 months) compared with winter months (2, 1.12, 11). The reason for this could be interpreted to increase the amount of direct solar radiation that falls on the surface of complexes concentrated solar array during Summer compared with winter due to the nature of the control system used in the routing matrix complexes concentrated solar (radiation center movement about one axis elongated horizontally from the north to the south) . This, along with the sun passes over the northern hemisphere during the summer and the weather at the site studied (the angle of latitude 37.78 degrees). And then the high amount of thermal energy vector of a matrix solar collectors. And thus increase the amount of decline in the amount of steam supplier of steam turbine unit. which leads to high drop in electric power producing steam turbine unit during the month (DNM) and the rate of fuel consumption at the boiler . As well as the note of the figure (8) high amount of savings in the amount of fuel consumed during the month with compensatory increase the efficiency of the plant to produce electric power. Because of the low rate of fuel consumption to produce electric power station in compensatory compared with the basic design of the station. The integration was conducted throughout the year to the amount of savings in the amount of fuel consumed from the relationship (1) and all methods studied for the operation of the proposed design of the plant similar to the common solar at different values of the efficiency of the plant compensatory**.**

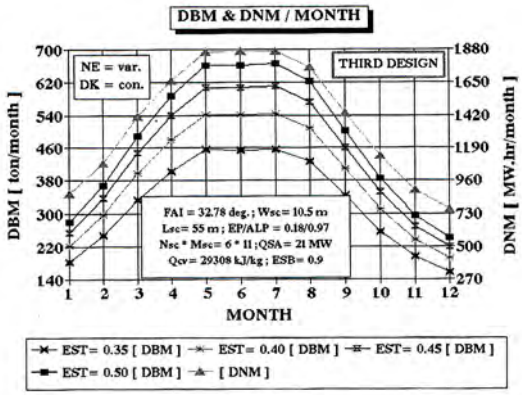


Figure 8) relationship with the amount of savings in the amount of fuel consumed (DBM) and the amount of the decline in electrical power produced (DNM) during the month of the station and solar similarities shared different month of the year in the case of third way for the operation of the station.

6 – Conclusions

Results of a study the effectiveness of common solar plant similarities suggest:

6.1-effectiveness of using concentrated solar array complexes of the type of parabolic cylindrical in processing the amount of thermal energy for steam turbine unit through the heating system retrospective of water nutrition. Where it reached the lowest savings in the amount of fuel consumed for the production of electrical energy (177.5 ton /year) per MW Of thermal energy to the design matrix complexes concentrated solar, according to the amount of the decrease in thermal energy and the amount of nitrogen oxides in the environment surrounding (0.628 ton /year ; 5204 GJ/year. MW)

6.2-dependent effective solar station similarities shared mainly on the properties and design specifications of the steam turbine unit.

6.3-compensatory increase the efficiency of the plant to produce electric power by 25% on the efficiency of the basic design of the plant steam lead to the high amount of savings in the amount of fuel consumed during the year by 22% in the case of maintaining a fixed rate for the flow of steam in the final stage of the steam turbine.

6.4-Need for a economic study - to determine the thermal properties and specifications to design the ideal matrix of solar collectors, which gives the maximum possible economic effectiveness

References

[1] Ricardo Rivero&Roberto Del Rio(2000) An advance for energy and the Environment /Strategic planning for energy and the Environment Journal(USA),Vol.19 No.3,pp.9-24,Winter 2000
[2] Messenger,R.A.and J. Venter. photovoltaic Systems Engineering- Second Edition. Taylor &Francis e-Libray,2005.
[3] Ivanov p. Practical usage of solar energy in Bulgaria for hot water production, Sofia J. Energy, vol. 4, 2007,pp.28-37,in (Bulgaria).
[5] Power plant Engineering A.K.Raja- 2006 New Age International (p) Ltd ,publishers.
[6] Philip Kiameh, Power Generation HAND BOOK-2002.
[7] Fundament of Engineering Thermodynamic – Michael J. Moran (2006),
John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate, Chichester,
West Sussex PO19 8SQ, England

Biographies



Dr. Fawaz Sultan Abdullah was born in Mosul, Iraq in 1960. In 1989 he graduated from Technical University (TU) – Sofia as M.Sc in 2009 when he joined the Technical Collage of Mosul academic staff Currently he is assistant professor in electric power department. His research interests are in the fields of electric power plants construction and optimal power plants and systems operation. He is pursuing a Ph.D. degree at the Faculty of Electrical Engineering of TU-Sofia- Bulgaria.
Address: Technical College – Mosul, Iraq
Dr. Fawaz S. Abdullah
(e-mail, fawazsyltan@yahoo.com)

МЪЛНИЕЗАЩИТА - ОЦЕНКА И УПРАВЛЕНИЕ НА РИСКА ОТ ПОРАЖЕНИЯ НА МЪЛНИИ

маг. инж. ХРИСТОМИР НИКОЛАЕВ ИВАНОВ – управител на „Евро Инженеринг – *Христомир Николаев*", проектант с пълна проектантска правоспособност

София 1784, бул. „Цариградско шосе" 133 /БИЦ-ИЗОТ/, офис 306, E-mail: info@euroengineeringbg. com

PROTECTION AGAINST LIGHTNING – EVALUATION AND MANAGEMENT OF RISK

Abstract: In the Publication is it produced: Used basic terms, definitions, symbols and abbreviations; Types of damages and losses. Source of the damage; Risk and risk components – sufficient and calculated values; Assesment of risk due to lightning flashes near or to the protectioned structure; Determination of the necessary protection level and type of the lightning protection installation of the evaluationed structure.

Keyword: assesment = evaluation – оценка, damage – повреда, lightning flashe – мълния, светкавица, loss – загуба, source – източник

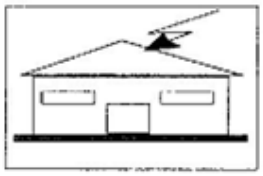
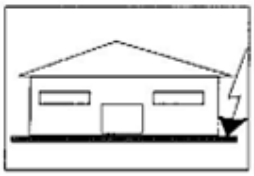
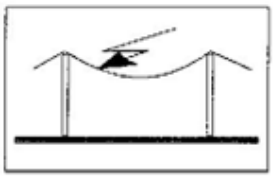
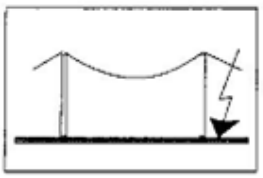
За разлика от другите природни бедствия (земетресения, тайфуни, наводнения и др.), мълнията се проявява многократно по-често и се характеризира с изключителна мощност и поразяващо действие. За съжаление, пораженията от мълнията се изразяват в загуба на хора и животни, както и възникването на множество пожари и разрушения на сгради, външни съоръжения и скъпоструващо оборудване - от различен вид и предназначение. Резултатите от нейното пагубно действие са свързани с огромни материални щети. Статистиката показва, че в различни региони на земното кълбо ежедневно бушуват около 10 млн мълниеносни бури, т. е. над 100 за всяка секунда. Нашата страна е с доказано силна мълниеносна /керонична/ дейност, като средния брой на годишните проявления на мълнии варира от 3 до 12 на 1 км^2 площ. За съжаление, с всяка изминала година техния брой непрекъснато нараства....

Вредното влияние на мълнията има и второ лице - поражения от вторичните нейни въздействия – електрически пренапрежения /токови удари/. На тях се дължат около 28% от повредите на компютрите, телевизорите, интернет комуникациите и другата прецизна електронна техника (сигнално-охранителна, пожаро-известителна, пожарогасителна и др.). Щети понасят и обекти, намиращи се на разстояние до ∔ 1,5км от мястото на попадение на мълнията. Доказано е, че средногодишната стойност на загубите, причинени от атмосферни пренапрежения в електрическата мрежа за Европа са в порядъка на над 500 млн €, а за България – около 60 млн лева.;

Посоченото категорично доказва необходимостта от преосмисляне отношението ни към този вид бедствия и водене на превантивна борба – управление на риска, с цел недопускане на загуби или редуцирането им в допустими граници. Основа на тази борба е извършване надеждна оценка на всички рискови елементи и фактори, позволяващи проектирането и изграждането на адекватна със степента на риска мълниезащита на съответните сгради и външни съоръжения. Ето защо, и целта на настоящия доклад е - да запознае уважаемата аудитория с разработеното от ръководения от мен екип специалисти **Методическо ръководство за оценка и управление на риска от поражения на мълнии на различни по структура и предназначение сгради и външни съоръжения.**

Теоретико-методологическа основа за изготвянето на това ръководство са постановките и изискванията, заложени в стандарт БДС EN 62305 - 2 "Оценка на риска".

Извършването на оценката /степента/ на риска се основава на определяне вероятните видове щети /вреди/ и загуби за посочените по-горе структури (в т. ч. и ползвани от хора и животни открити пространства), които би могло да възникнат, вследствие попадение на мълния и проявили се по друг път комуникационни пренапрежения (фиг. 1).

Местополадение на мълнията		Обозначение на местополадението	Обозначение на видовете щети /вреди/	Обозначение на видовете загуби
Обект				
В сграда		S1	D1 D2 D3	L1, L4** L1, L2, L3, L4 L1*, L2, L4
Близо до сградата		S2	D3	L1*, L2, L4
В комуникация, навлизаща в сградата		S3	D1 D2 D3	L1, L4** L1, L2, L3, L4 L1*, L2, L4
Близо до комуникация		S4	D3	L1*, L2, L4

* Само за сгради с риск за аксплозия и за болници или аналогични сгради, в които излизането от строя на вътрешни мрежи поставя в опасност човешки живот.
** Само в случай на загуба на животни.

Фиг. 1

Щетите, обозначени с $\mathbf{D_1}$, $\mathbf{D_2}$ и $\mathbf{D_3}$, включват:

$\mathbf{D_1}$ -травми на живи същества, предизвикани от допирни или крачни напрежения;

$\mathbf{D_2}$ - физически вреди (пожар, взрив, механично разрушаване, химическо замърсяване), причинени от тока на мълнията /включително и опасни искри/;

$\mathbf{D_3}$ - отказ на вътрешни мрежи, дължащи се на електромагнитни импулси, предизвикани от тока на мълнията.

Забележка: За по-кратко изразяване, по-нататък в ръководството вместо понятията „сграда” и „външно съоръжение”, ще се използва определението „структура”.

Видовете щети на защитаваната структура, получени вследствие на мълния и проявили се по друг път комуникационни пренапрежения, са в пряка зависимост от мястото на тяхното инициране.

Местополаденията на мълниите /с техните обозначения/ могат да бъдат:

$\mathbf{S_1}$ - мълнията попада директно върху сградата или външното съоръжение;

$\mathbf{S_2}$ - попадение на мълнията върху земята около структурите, които трябва да се защитават;

$\mathbf{S_3}$ - мълнията попада директно върху системата (мрежата), обслужваща, защитаваната структура;

$\mathbf{S_4}$ - мълнията пада на земята в близост до обслужващата система, свързана със защитаваната структура.

Всеки вид щета (самостоятелно или в комбинация) може да предизвика загуби в дадената структура и подвключената към нея обслужваща система. Загубите се приемат като крайни /невъзстановими/ щети.

Дефинират се следните видове загуби:

$\mathbf{L_1}$ - загуба на човешки живот;

$\mathbf{L_2}$ - загуба на обслужващата система;

L_3 - загуба на културно наследство;
L_4 - икономическа загуба (за защитаваната структура, намиращото се в нея имущество, обслужващата система, вида дейност, и т. н.).

Размерите на възможните загуби са основа за определяне вероятността за проявяване на отделните **компоненти** на риска /R_1, R2, R3 и R4/ и техните допустими стойности /RD_1,RD_2, RD_3 и RD_4/, а именно:
- вероятност за проявяване на отделните компоненти на риска от загуби, вследствие на мълнии и проявили се по друг път комуникационни пренапрежения:
R_1 – риск за загуба на човешки живот;
R_2 – риск за загуба на обслужващата система;
R_3 – риск за загуба на културно наследство;
R_4 – риск от икономически загуби.
- допустими стойности на компонентите на риска от загуби, вследствие на мълнии и проявили се по друг път комуникационни пренапрежения:
R_{D1} –допустими стойности на компонента «Риск за загуба на човешки живот";
R_{D2} – допустими стойности на компонента «Риск за загуба на обслужващата система";
R_{D3} – допустими стойности на компонента «Риск за загуба на културно наследство";
R_{D4} – допустими стойности на компонента «Риск от икономически загуби.

Чрез съпоставяне допустимите стойности се определя вероятността за проява на всеки един от компонентите на риска и на тази основа се извършва оценката на риска за поражения от мълнии на всяка една защитавана структура.

За да бъде една структура надеждно защитена от поражения на мълнии, то стойностите на вероятността за проявление на всеки един от компонентите на риска, трябва да бъдат по-малки от съответните допустими стойности на тези компоненти, т.е. да е изпълнено неравенството (1):

$$\mathbf{R_1<R_{D1}, R_2<R_{D2}, R_3<R_{D3}} \text{ и } \mathbf{R_4<R_{D4}} \qquad (1)$$

Необходимо е да се уточни, че определянето на вероятността за проявяване на компонента „Риск от икономически загуби" (R_4**)** и нейната съпоставка с неговата допустима стойност, се извършва само тогава, когато материалите за изграждане и предназначението на защитаваната структура предразполагат към икономически загуби (например сгради и съоръжения на промишлени предприятия, офиси, летища, складове и др.). Освен това, намаляването на вероятността за проява на всеки от компонентите на риска под техните допустими стойности, се извършва чрез избор на подходящи **средства за мълниезащита**. Като такива могат да бъдат:
- средства за защита от преки попадения на мълнии – мълниезащитни уредби (конвенционални /пасивни/ и с мълниеприемник с изпреварващо действие /активни/);
- средства за вътрешна мълниезащита - специализирани системи за изравняване на потенциалите (арестери и арестерни групи /Surge protectors/), монтирани на точно определени места, с цел защита от пренапрежения, предизвикани не само от мълния, а и от работата на неизправни електрогенератори, електрожени или други средства, инициращи несанкционирани електрически високоволтови импулси. Чрез тях се защитават от атмосферни и други комутационни пренапрежения различни интернет-, видео-, сигнално-охранителни, пожаро-известителни, пожарогасителни и други линии, по които може да премине електрически ток.

Забележка: В категорията „Оценка на риска за поражения от мълнии" влиза и оценката за поражения, проявили се вследствие на комутационни пренапрежения, възникнали както от попадения на мълнии, така и от работата на неизправни електрогенератори, електрожени и други. Ето защо, по-нататък в ръководството, за по-кратко се използва обобщеното понятие „мълния", тъй като този фактор е почти несравнимо най-голям източник на пренапрежения и причинява най-големи щети и загуби.

С цел съхраняване на финансов ресурс, постигането на стойности на отделните компоненти на риска под допустимите, се препоръчва да се извършва с минимално необходимите средства за мълниезащита.

Определянето с висока точност на вероятността за проявяване на всеки един от компонентите на риска /R_1, R_2, R_3 и R_4/ от причинени от мълнии загуби изисква изследването на следните съставящи тези компоненти **елементи** на риска:
- **R_A** – елемент, отчитащ увреждане на живи същества от породени крачни и допирни напрежения в защитаваната структура и до **3**

m вън от нея, вследствие на попадение на мълния върху самата структура;
- **R_B** - елемент, отчитащ физическите вреди, причинени от опасни искри в защитаваната структура, причиняващи пожар или експлозия, вследствие на попадение на мълния върху нея;
- **R_C** – елемент, отчитащ повреди на вътрешните системи, причинени от електромагнитни импулси и вторични токове на мълнии, вследствие на попадение на мълния върху защитаваната структура;
- **$R_м$** – елемент, свързан с повреда на вътрешните уреди, причинени от електромагнитни импулси и вторични токове на мълнии, породени от попадение на мълния в близост до защитаваната структура;
- **R_u** – елемент, отчитащ увреждания на живи същества, причинени от допирни напрежения вътре в сградата, поради токове, които се появяват по обслужващите мрежи /системи/, вследствие на пряко попадение на мълния върху тях;
- **R_v** – елемент, отчитащ физически загуби при пожар или експлозия от искри, получени между външните инсталации и металните части от възникнали токове, които се появяват по обслужващите мрежи /системи/, вследствие на пряко попадение на мълния върху тях;
- **R_w** – елемент ,отчитащ увреждане на вътрешните системи, вследствие на пренапрежения, получени по обслужващите мрежи /системи/, вследствие на пряко попадение на мълния върху тях;
- **R_z** – елемент , отчитащ увреждане на вътрешните системи, причинени от пренапрежения върху обслужващите мрежи /системи/, вследствие на попадения на мълнии в близост до тях и попаднали чрез тях в сградата.

Всичките посочени елементи на компонентите на риска са в правопропорционална зависимост от местопопадението на мълнията.

Стойностите на вероятността за проявяване на всеки един от компонентите на риска от загуби, получени вследствие попадение на мълнии /R_1, R_2, R_3 и R_4/, могат да се определят като сума от вероятностите за проява на всеки един от съставящите ги елементи. От своя страна, определянето на стойността на всеки един елемент /**R_A, R_B, R_C, R_M, R_u, Rv, R_W, R_Z,**/ от дадения компонент на риска от загуби в защитаваната структура зависи от редица фактори и в най-общ вид може да се изрази чрез формулата (2):

$$R_x = N_x.P_x.L_x \qquad (2),$$

където: **N_x** – очакван /вероятен/ брой попадения на мълнии с проявление на дадения елемент на изследвания компонент на риска;

P_x - вероятност от получаване на щети по защитаваната структура, вследствие проявление на дадения елемент на изследвания компонент на риска;

Lx – последващи загуби, получени вследствие проявление на дадения елемент на изследвания компонент на риска.

Редът на изчисляване стойностите на всеки един елемент от съответния компонент на риска от загуби в защитаваната структура (в зависимост от местопопадението на мълнията), е съгласно таблица № 1.

Таблица № 1: Изчисляване стойностите на елементите /R_A, R_B, R_C, R_M, R_u, Rv, R_W, R_Z/ на рисковите компоненти за защитаваната структура (сграда, външно съоръжение) при:

Щети	Пряко попадение върху защитаваната структура (S_1)	Попадение близо до структурата (S_2)	Попадение върху мрежите на обслужващите системи (S_3)	Попадение близо до мрежите на обслужващите системи (S_4)
1.	2.	3.	4.	5.
D_1	$R_A = N_D.P_A.r_a.L_t$		$R_U = (N_L + N_{Da}).P_u.r_u.L_t$	
D_2	$R_B = N_D.P_B.r_p.h_z.r_f.L_f$		$R_V=(N_L+N_{Da}).P_v.r_p.h_z.r_f.L_f$	
D_3	$R_C = N_D.P_C.L_0$	$R_M = N_M.P_M.L_0$	$R_W = (N_L + N_{Da}).P_w.L_0$	$R_Z = (N_I - N_L).P_Z.L_0$
	Обобщен риск според източниците на щетите: $R_D = R_A + R_B + R_C$	Обобщен риск според източниците на щетите: $R_I = R_M + R_U + R_V + R_W + R_Z$		

Където: $\mathbf{N_D}$ – очакван брой опасни събития, причинени на защитаваната структура (сграда/съоръжение) от попадения на мълнии;

$\mathbf{N_{Da}}$ – очаквано количество опасни събития, дължащи се на попадения на мълнии върху обследваните структури;

$\mathbf{N_I}$ – брой очаквани опасни събития (щети), дължащи се на попадение на мълния непосредствено близо до обслужващата/поддържащата/ система/мрежа/;

$\mathbf{N_L}$ – брой очаквани опасни събития (щети), дължащи се на попадение на мълния върху обслужващата система;

$\mathbf{N_M}$ – очакван брой на опасните събития, които се дължат на попадения на мълнии върху обследваната структура;

$\mathbf{P_A}$ – вероятност за ощетяване (неблагоприятна промяна) на установения начин на живот (при попадение на мълния върху обследваната структура);

$\mathbf{P_B}$ - вероятност от физически щети /повреди/ по обследваната структура (вследствие на попадение на мълния върху нея);

$\mathbf{P_C}$ - вероятност от поразяване вътрешните системи /инсталации/ на обследваната структура (при попадение на мълния върху нея);

$\mathbf{P_M}$ - вероятност от поразяване на вътрешните системи, поради попадение на мълния непосредствено до обследваната структура;

$\mathbf{P_u}$ – вероятност за получаване на щети на съществуващия начин на живот (поражения върху живи същества и техника), причинени от удар на мълния върху свързаната с обследваната структура обслужваща система;

$\mathbf{P_v}$ – вероятност от щети /физически повреди/ на обследваната структура (поради пряко попадение на мълния върху обслужващата система);

$\mathbf{P_w}$ - вероятност от поразяване на вътрешните системи на обследваната структура (поради попадение на мълния върху обслужващата система);

$\mathbf{P_Z}$ – вероятност от поразяване на вътрешните системи на обследваната структура (поради пряко попадение на мълния в непосредствена близост до разклонение на обслужващата система).

$\mathbf{r_a}$ – понижаващ /редуциращ/ коефициент, свързан с вида на почвата (чернозем, глинеста, песъклива, камениста, суха, влажна и т. н.);

$\mathbf{r_f}$ - понижаващ коефициент за загуби, в зависимост от степента на риска от пожар в обследваната структура;

$\mathbf{r_p}$ - понижаващ коефициент за загуби, дължащ се на осигуреност на обследваната структура с пожаро-известителни и пожарогасителни системи и средства;

$\mathbf{r_t}$ -.редуциращ коефициент за човешки загуби, вследствие на междукрачкови напрежения;

$\mathbf{r_u}$ – понижаващ коефициент, свързан с вида на повърхността на пода /подовата настилка/ в обследваната структура (пръст, бетон, плочки, мозайка, паркет /дъски/, мокет, балатум, и т. н.);

$\mathbf{L_f}$ – загуби за обследваната структура, причинени от физически щети;

$\mathbf{L_0}$ - загуби за обследваната структура, дължащи се на поразяване на вътрешните системи;

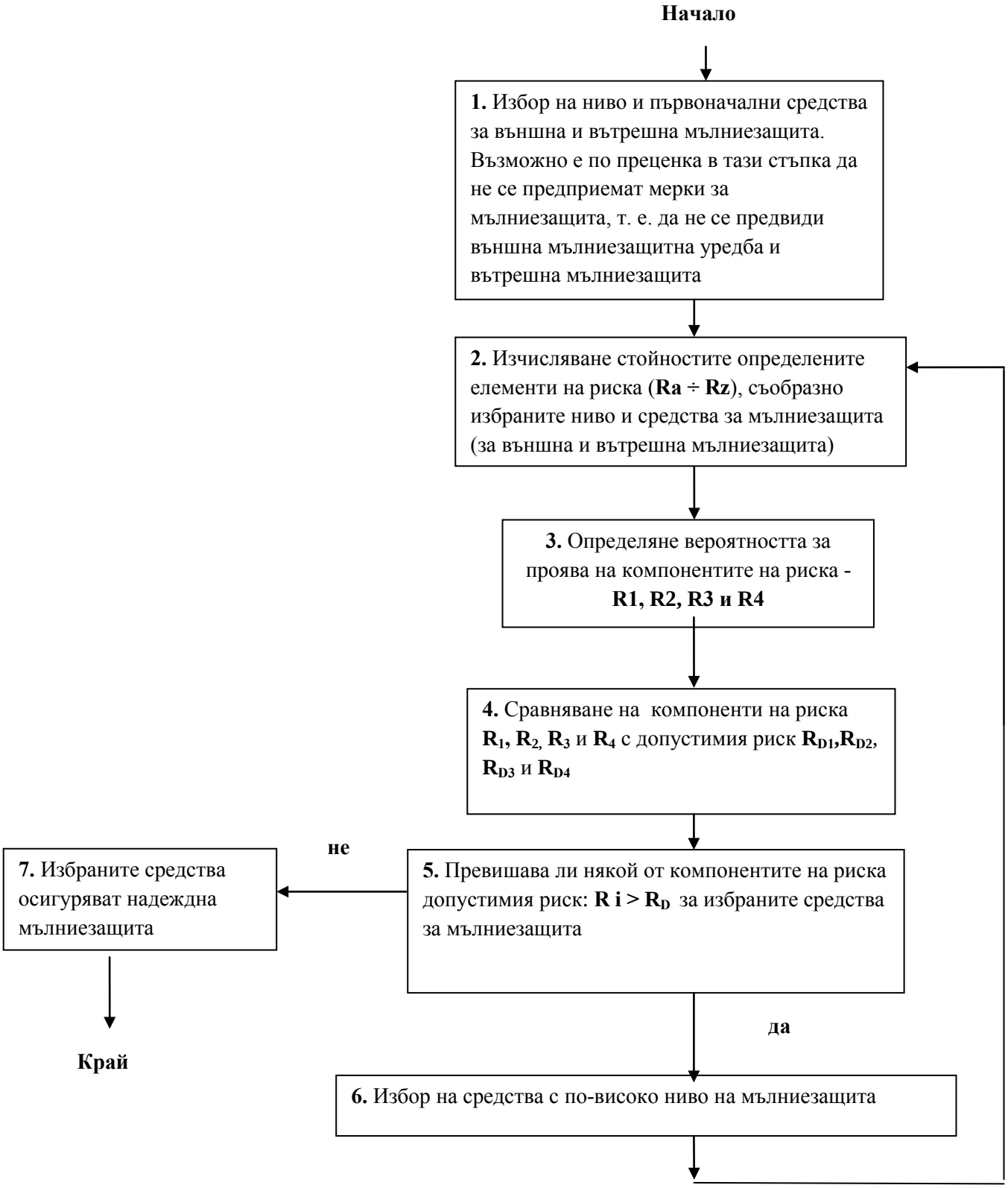
$\mathbf{L_t}$ - загуби за обследваната структура, причинени от допирни и крачкови пренапрежения. Размерите на тези загуби зависят основно от местонахождението на хората или животните (вътре или извън структурата);

$\mathbf{h_z}$ – коефициент увеличаващ загубите при проява на допълнително възникнала рискова опасност (от експлозия, задушаване, отравяне, обгаряне и други).

Забележка: **1.** Компонентите $\mathbf{L_F}$ и $\mathbf{L_0}$ се променят в зависимост от вида на риска, за който ще се изчислява загубата: човешки живот ($\mathbf{R_1}$), публично обслужване ($\mathbf{R_2}$) или културно наследство ($\mathbf{R_3}$);

2. При изчисляване стойностите на риска $\mathbf{R_z}$ да се отчита че, ако $(\mathbf{N_l} - \mathbf{N_L}) \leq 0$, тогава $\mathbf{R_z} = 0$.

Алгоритъмът за определяне на най-ефективните средства за мълниезащита, съобразно с оценката на риска от поражение на мълнии е следния:



С цел проектиране и изграждане на финансово най-изгодна мълниезащита, при оценката на риска на дадената структура се прави анализ дали е необходима такава уредба, от кой вид да е тя (външна – конвенционална или с мълниеприемник с изпреварващо действие; вътрешна или комбинирана). Така например за структурата

може да бъде достатъчно IV^{то} ниво на външна мълниезащитна уредба и да не се прави вътрешна мълниезащита.

Посоченият алгоритъм последователно показва следната логическа последователност:

• Ако за структурата е необходима мълниезащитна и заземителна уредба, първоначално се залагат минимално необходимите елементи за нейното изграждане и се пристъпва към изчисляване стойностите на избраните компоненти на риска.

• Когато при съпоставянето изчислената стойност дори на един от компоненти на риска превишава съответната му допустима стойност, тогава за обследваната структура се избират следващите по-високи нива на мълниезащита - например III^{то} ниво на външна мълниезащита и IV^{то} ниво за средства за защита от атмосферни и комутационни пренапрежения.

• След новите изчисления определените стойности на компонентите на риска се сравняват със съответните им допустими стойности. Този цикъл продължава, докато бъде изпълнено условието, че компонентите на риска достигнат стойности по-малки или поне равни с допустимите.

ОСОБЕНОСТИ, КОИТО Е НЕОБХОДИМО ДА БЪДАТ ОТЧИТАНИ ПРИ ИЗВЪРШВАНЕ ОЦЕНКА НА РИСКА ОТ ПОРАЖЕНИЯ НА МЪЛНИИ И ПРЕНАПРЕЖЕНИЯ

Практиката показва, че при определяне нивото на мълниезащита на дадена структура (сграда или външно съоръжение), най-голяма тежест имат следните фактори:

- еквивалентната защитавана площ на тази структура ($\mathbf{A_{d/b}}$, $\mathbf{A_{d/a}}$);
- факторът на загуби, поради физически вреди, вследствие на проява на специална опасност /ниво на паника/ ($\mathbf{h_z}$);
- редуциращият коефициент за човешки загуби, вследствие на междукрачкови напрежения ($\mathbf{r_t}$). Неговата стойност зависи основно от местонахождението на хората /вътре или извън сградата/ ($\mathbf{L_f}$);
- редуциращият фактор на загуби, поради физическата вреда, зависима от риска за запалване (пожар) на сградата ($\mathbf{r_f}$);

Забележка: 1. Практиката показва, че ако бъдат взети предвид посочените по-горе фактори и се пристъпи към определяне нивото на мълниезащита на дадена структура чрез оценка на риска само на тях, резултатите са много близки до тези, при които се извършва пълна оценка на риска. Това се отнася само за определяне нивото на външна мълниезащитата на тези структури, а не и за определяне нивото на средствата за вътрешна мълниезащита.

2. За определяне нивото и средствата за вътрешна мълниезащита е необходима пълна оценка на риска, с вземане предвид на всички рискови фактори.

Предвид посоченото в **Забележка 1**, е направена приблизителна оценка на риска от поражения на мълнии и с удовлетворяваща практиката степен на достоверност е определено нивото на мълниезащита на типови групи сгради и външни съоръжения от различни класове на функционална пожарна опасност, постановени в **Чл. 8** на **Наредба № Із-1971** от 29. 10. 2009 г. **за строително-технически правила и норми за осигуряване на безопасност при пожар** и **чл. 17** на **Наредба № 4** от 22 декември 2010 г. **за мълниезащитата на сгради, външни съоръжения и открити пространства.**

Точното определяне степента на риска от поражения на мълнии, е основа за проектиране и изготвяне на най-целесъобразната мълниезащитна и заземителна уредба на всяка конкретна сграда и открито съоръжение (в професионално и финансово отношение), което е сигурна гаранция и за тяхното оцеляване.

- предназначението на защитаваната сграда , което определя загубите , получени вследствие на физически вреди ($\mathbf{L_f}$).

БИБЛИОГРАФИЯ /LITERATURE/:

[1]. International standard IEC 62305-:2006, Protection against lightning – Part 2: Risk management;

[2]. International standard IEC 62305-:2006, Protection against lightning – Part 3: Physical damage to structures and life hazard;

[3]. МВР, МРРБ, Наредба № із-1971 от 29 октомври 2009 г. за строително-технически правила и норми за осигуряване на безопасност при пожар, обн. ДВ. бр.96 от 4 Декември 2009г.,

[4]. МРРБ, Наредба № 4 от 22 декември 2010 г. за мълниезащитата на сгради, външни съоръжения и открити пространства, изм. ДВ. бр.6 от 18 Януари 2011 г.

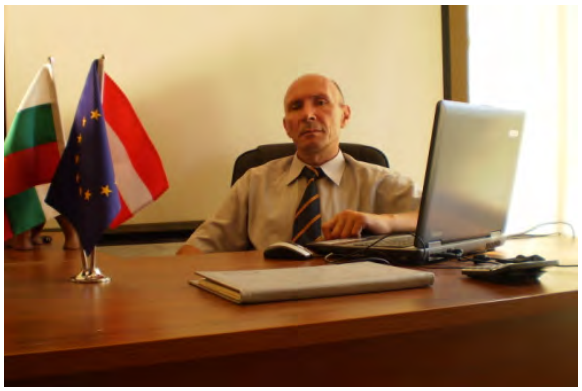
ЗА КОНТАКТИ /CONTACS/:

Евро Инженеринг
Euro Engineering
BULGARIA
ЗАЩИТА·ОТ·МЪЛНИИ·И·ПРЕНАПРЕЖЕНИЯ¶

1784 София, бул. "Цариградско шосе" 133 (7^ми km, БИЦ – ИЗОТ); Офиси: 306, 307, 329 и 332
Тел. /Факс: (+359 2) 971 83 69, Тел.: (+359 2) 80 90 441, E-mail: info@euroengineeringbg.com
Web site: www.euroengineeringbg.com

инж. Христомир Николаев Иванов

(управител на ЕТ „Евро Инженеринг – *Христомир Николаев*")



Маг. инж. Христомир Николаев Иванов защитава магистърската си степен „Инженер по поддръжка и експлоатация на ЕИМ" във ВНВАУ „ Г. Димитров, гр. Шумен през 1982 г. До есента на 1987 г. е преподавател по микрокомпютърна техника в ШПЗО „Г. Делчев"-Враца. До началото на 1992 г. работи в МО-Научно управление, като военен представител към БАН. След това последователно основава и управлява фирмите „Комтех" ООД - 4 години и „Месимпекс" ЕООД – 8 години. От м. Януари 2004 г. до сега е собственик и управлява ЕТ „Евро Инженеринг „*Христомир Николаев*". Фирмата е с разгърната структура у нас и в част от балканските страни и с изградените над 5 000 обекта е завоювала лидерско място в пълния инженеринг на мълниезащитни и заземителни уредби и системи за защита от атмосферни и комутационни пренапрежения на сгради и външни съоръжения, разположени като в равнинни, така и в планински /скалисти/ райони.

ЕТ „Евро Инженеринг „*Христомир Николаев*" осъществява и контрол на състоянието на електрически централи, подстанции, електропроводи и електрически мрежи (ниско, средно и високо напрежение) на различни енергийни и промишлени обекти в нашата страна. Притежава сертификат за управление на Системата за контрол на качеството по световния стандарт EN ISO 9001:2008.

Маг. инж. Христомир Николаев е автор и съавтор на 16 научно-технически публикации и има патентовани три изобретения в областта на външната и вътрешната мълниезащита, които са с призната практико-приложна стойност. Ръководен от него колектив изготви проекта на обнародваната през м. Януари 2011 г. „Наредба № 4 за мълниезащитата на сгради, външни съоръжения и открити пространства, което е доказателство за нейното признание в средите на специалистите от бранша. Същият е проектант с пълна проектантска правоспособност и членува в редица браншови организации и съюзи, като: КИИП, КСБ, БИС /ТК-49/, СЕЕС и др. Поради високата си професионална подготовка и натрупан богат опит е търсен и участва в редица международни конференции (Международен енергиен форум, SIELA, Атомекс, ЕЛМА и др.). Определен е и за доставчик по Кодификационната система на NATO и на армията на САЩ.

ОПТИМИЗИРАНЕ КОМПЕНСАЦИЯТА НА РЕАКТИВНИТЕ ТОВАРИ, ИЗВЪРШВАНА С ПОМОЩА НА СИНХРОННИ ДВИГАТЕЛИ И КОНДЕНЗАТОРНИ БАТЕРИИ В ЕСС НА МОЩНИ ПРОМИШЛЕНИ ОБЕКТИ.

Киров Р.М., Гюров В.Н., Чиков В.Ч., Македонски Н.И.

OPTIMIZING COMPENSATION OF THE REACTIVE LOADS, PERFORMED WITH HELP OF SYNCHRONOUS MOTORS AND CAPACITORS IN POWER SYSTEMS OF POWERFUL INDUSTRIAL PLANTS.

Abstract: In this research the authors are attempted to make an experiment for optimizing compensation of the reactive loads in power system of industrial plant "Solvey - Sodi" AD - Devnia. The research has strong expressed practical-applied character and it is an example for real approbation of theoretical methodological formulation in concrete object.

Keywords: Оптимизация, Реактивни Товари, Синхронен Двигател. Optimization, Reactive Loads, Synchronous Motor.

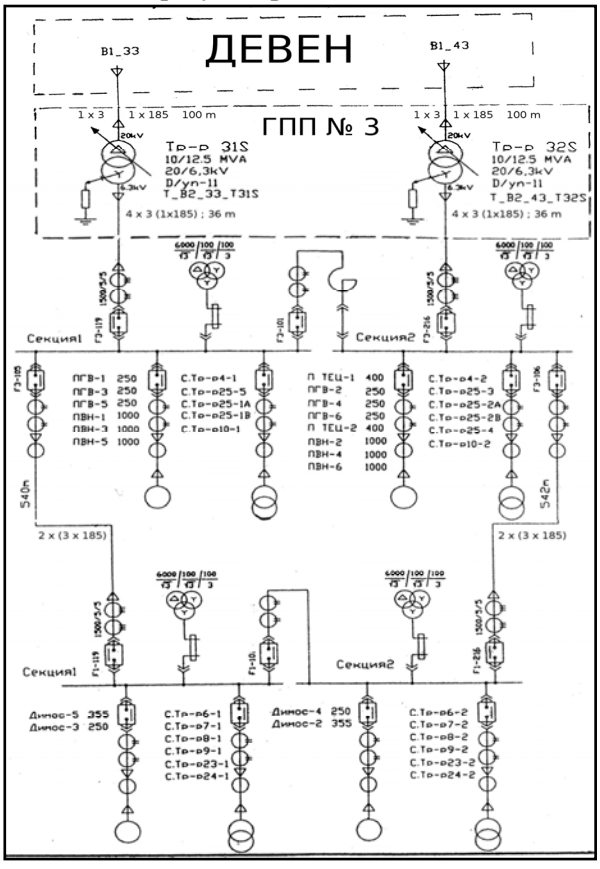
I. ВЪВЕДЕНИЕ

В настоящето разглеждане, с помощта на синтезираната в [1,2] методика, е направен опит за оптимизиране компенсацията на реактивните товари (К.Р.Т) в ЕСС на ф.“Солвей – Соди“АД – гр. Девня. Изследването има силно изразен практично-приложен характер и е пример за реална апробация на теоретично методическа постановка в конкретен обект.

II. ОПТИМИЗИРАНЕ КОМПЕНСАЦИЯТА НА РЕАКТИВНИТЕ ТОВАРИ

1. Описание на изследвания обект.

В разглеждания обект се произвеждат лека и тежка калцинирана сода, сода бикарбонат, очистен разсол, вар и други продукти. ЕСС на фирмата е реализирана с две ГПП 21/6,3 kV (№ 2 и №3), една ГРП (№1) и двадесет и пет ЦП, като захранването се осъществява от ТЕЦ „Девен“, в които се поддържа ниво на напрежение в рамките на (21,78 ÷ 22) kV. Силовите трансформатори (СТ) са с мощност 2x20 MVA и 2x12,5 MVA, а в ЦП са съответно : 1 000 kVA – 55 бр.; 1 600 kVA – 8 бр. и 2 000 kVA – 5 бр. Самият ТЕЦ е свързан с Електроенергийната система (ЕЕС) на страната посредством три въздушни електропроводни линии на 110 kV – две линии идват от ГПП - „Полимери“ и една (Соди Моряк) – от ТЕЦ – Варна. В ТЕЦ „Девен“ е въведена диспечерска система „SCADA POWER CC“ на фирмата Siemens, която управлява и контролира цялата ЕЕС на територията на обекта на Солвей Соди, в това число генератори, СТ и оперативни превключвания. Възбуждането на синхронните генератори се извършва ръчно, тъй като съществуващите в схемата автоматични регулатори са бавнодействащи.



Фигура 1.

Факторът на мощността cos (φ) на обекта варира в границите 0,77 ÷ 0,86 и това налага К.Р.Т, която може да се осъществи с помощта на кондензаторни батерии (КБ), а също така и с монтираните общо осем синхронни двигателя (СД) от които шест са захранени от първа и втора секция на ГПП №3 (фиг.1), обвързани са с технологичния процес и се използват за задвижване на „Помпи за вода с високо налягане“ с номера от №1 до №6 (ПВН 1,2,...,6). СД са с управляема тиристорна възбудителна система тип ТВЕ – 320/75Т – 6 УХЛ4, със номинално напрежение и ток U_H = 59 V ; I_H = 320 А и имат данни представени в табл. 1. Те работят с коефициент на натоварване β = 0,3 ÷ 0,7 и не се използват за К.Р.Т.

Таблица 1.

Техн. позиция	**ПВН №1**	**ПВН №2**	**ПВН №3**	**ПВН №4**	**ПВН №5**	**ПВН №6**
Тип наСД	СДН 15-39-10	СДН 15-39-10	СДН 15-39-10	СДН 15-39-10	СДН 15-39-10	СДН 15-39-10
P_H [kW]	1 000	1 000	1 000	1 000	1 000	1 000
Q_H [kVAr]	511	511	511	511	511	511
U_H [kV]	6	6	6	6	6	6
I_H [A]	113	113	113	113	113	113
КПД [%]	94,6	94,6	94,6	94,6	94,6	94,6
cos (φ) [-]	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9
Обороти [s^{-1}]	600	600	600	600	600	600
Комп. способ-ност q [%]	45,5	45,5	45,5	45,5	45,5	45,5

2. *Методика на изследването [2]*

За група от N паралелно работещи еднотипни СД с еднакъв режим на работа и сумарна реактивна мощност Q, големината на сумарните загуби $\Delta P_{СД}$ се определят от израза :

$$\Delta P_{СД} = \frac{D_1}{Q_{H_{СД}}}.Q + \frac{D_2}{Q_{H_{СД}}.N}.Q^2 \qquad (1)$$

където: D_1 и D_2 [kW] – коефициенти, зависещи от техническите параметри на СД (табл.2).

Ако до присъединяване на разглежданите СД с обща реактивна мощност Q, се е генерирала за К.Р.Т реактивна мощност Q_0 , то тогава в съответствие с (1) $\Delta P_{СД}$ се определя като разлика на общите загуби $\Delta P_{общо}$, определени от реактивната мощност $Q+Q_0$ и загубите ΔP_0 , определени от реактивната мощност Q_0 , т.е. [2] :

$$\Delta P_{СД} = \Delta P_{общо} - \Delta P_0 =$$

$$= \left[\frac{D_1}{Q_{H_{СД}}}.(Q+Q_0) + \frac{D_2}{Q_{H_{СД}}.N}.(Q+Q_0)^2 \right] - \left(\frac{D_1}{Q_{H_{СД}}}.Q_0 + \frac{D_2}{Q^2_{H_{СД}}.N}.Q_0^2 \right)$$

или :

$$\Delta P_{СД} = \frac{D_1}{Q_{H_{СД}}}.Q + 2.\frac{D_2}{Q_{H_{СД}}.N}.Q_0 Q + \frac{D_2}{Q^2_{H_{СД}}.N}.Q^2 \qquad (2)$$

Следователно допълнителните загуби на мощност след присъединяване на СД се представят като сума от три съставящи – първата е пропорционална на Q, втората на Q_0 .Q и третата на Q^2.

Таблица 2а.

Тип на СД	Ном. мощност		КПД [%]	Коефициенти	
	P_H [kW]	Q_H [kVAr]		D_1 [kW]	D_2 [kW]
n = 1 000 [об./мин.]					
СДН-14-49-6	1 000	511	95,37	5,09	3,99
СДН-14-59-6	1 250	633	95,95	4,74	4,42
СДН-15-30-6	1 600	812	95,75	6,65	6,8
СДН-15-49-6	2 000	1 010	96,06	8,06	7,53
СДН-15-64-6	2 500	1 260	96,50	8,13	7,74
СДН-16-76-6	3 200	1 610	96,75	10,3	8,9
СДН-16-69-6	4 000	2 000	96,43	14,1	11,8
СДН-16-84-6	5 000	2 500	96,90	13,8	11,5
СДН 161046	6 300	3 150	97,22	14,6	13,1

Таблица 2б.

Тип на СД	Ном. мощност		КПД [%]	Коефициенти	
	P_H [kW]	Q_H [kVAr]		D_1 [kW]	D_2 [kW]
n = 600 [об./мин.]					
СДН-14-44-10	630	325	93,98	5,6	4,06
СДН-14-56-10	800	410	94,65	5,76	4,63
СДН-15-39-10	1 000	511	94,68	7,66	5,38
СДН-15-49-10	1 250	637	95,16	7,54	6,56
СДН-15-64-10	1 600	812	95,78	7,79	6,99
СДН-16-54-10	2 000	1 010	95,66	10,7	8,68
СДН-16-71-10	2 500	1 265	96,22	10,9	8,46
СДН-16-86-10	3 200	1 651	96,58	11,6	10,5
СДН-17-59-10	4 000	2 010	96,67	12,9	12,7
СДН-17-76-10	5 000	2 510	97,06	14,6	11,7
СДН-17-94-10	6 300	3 150	97,24	17,1	14,4
СДН-18-71-10	8 000	4 000	96,94	22,3	20,1
СДН-18-91-10	10 000	5 000	97,26	22,7	22,1

В съответствие с (2) стойността С в лева, на активните загуби при генериране на реактивна мощност, се определят от израза [1,2] :

$$C = C_0\left(\frac{D_1}{Q_{H_{СД}}} + 2.\frac{D_2}{Q_{H_{СД}}.N}.Q_0\right)Q + C_0\frac{D_2}{Q^2_{H_{СД}}.N}.Q^2 \quad (3)$$

където: C_0 – относителна стойност на загубите на активна мощност – C_0 = (60 – 120) [лв./kW] при съвременните условия на експлоатация на ЕСС.

Ако групата СД осъществяват регулиран режим на генерация на реактивна мощност с помощта на различни по вид и тип регулатори на възбуждането, чиято стойност е една постоянна, независеща от Q величина, може да се определят приведените годишни разходи (ПГР) З които представляват целева функция (ЦФ) в настоящето разглеждане [2] :

$$З = З_0 + З_1 Q + З_2 Q^2 \quad (4)$$

където:

$$З_0 = \alpha_P.N.Ц_P\ (5);\ З_1 = C_0\left(\frac{D_1}{Q_{H_{СД}}} + 2.\frac{D_2}{Q^2_{H_{СД}}.N}.Q_0\right)(6)$$

$$З_2 = C_0\frac{D_2}{Q^2_{H_{СД}}.N}\ (7)$$, $Ц_P$ – стойност (цена) на регулаторите; α_p – сумарни ежегодни отчисления (α_p = 0,23) от стойността на регулатора.

При Q_0 = 0, т.е. до момента на присъединяване на групата СД не е била извършвана К.Р.Т, $З_1$ не зависи от броя на СД N, а $З_2$ е обратно пропорционално на N. Относителните ПГР за СД серия СДН 6 kV, определени по (5),(6) и (7) са дадени в табл.3, като $З_1$ и $З_2$ са изчислени за C_0 = 60 и C_0 = 70 [лв./kW]

Таблица 3.

Тип на СД	P_H [kW]	Q_H [kVAr]	КПД [%]	Обороти [об./мин.]	C_0 [лв/kW]
СДН-19-39-60	1 000	532	91,55	100	70
СДН-18-36-36	1 000	523	92,86	167	60-70
СДН-18-34-32	1 000	524	92,76	187	60-70
СДН-17-39-24	1 000	520	93,37	250	70-80
СДН-17-31-20	1 000	519	93,22	300	60-80
СДН-16-41-16	1 000	515	94,08	375	60-80
СДН-15-49-12	1 000	511	94,89	500	70-90
СДН-15-39-10	1 000	511	94,68	600	60-90
СДН-14-59-8	1 000	511	95,61	750	60-100

Тип на СД	P_H [kW]	Q_H [kVAr]	КПД [%]	Обороти [об./мин.]	C_0 [лв/kW]
СДН-14-49-6	1 000	511	95,37	1 000	70-110

Тип на СД	$З_0$ [лв.]	$З_1$ [лв/kVAr]	$З_2$ [лв/kVAr^2]
СДН-19-39-60	1 390	2 013	2 620
СДН-18-36-36	1 390	1 296	1 822
СДН-18-34-32	1 390	1 317	1 816
СДН-17-39-24	1 390	1 346	1 860
СДН-17-31-20	1 390	1 110	1 715
СДН-16-41-16	1 390	967	1 481
СДН-15-49-12	1 390	905	1 576
СДН-15-39-10	1 390	899	1 235
СДН-14-59-8	1 390	513	1 140
СДН-14-49-6	1 390	697	1 070

Задачата за решаване се формулира по следния начин: трябва да се определи кои СД и в каква степен да се използват за К.Р.Т в цеха или по-икономичен ще окаже начина за компенсация с помощта на КБ. Относителната стойност за КБ е приблизително $К_у$ = 5 000 [лв./MVAr]. Стойността на килията на ККУ, заедно с цялото оборудване се приема $К_0$ = 3 000 лв.; специфичните загуби в КБ са ΔP_K = 2,3 kW/MVAr ; броя на секциите; стойността на загубите на активна мощност е C_0 = 70 [лв./kW], а напрежението на шинната система и на КБ са съответно U = 6 kV и $U_{НК} = 1{,}05U_H$. ПГР за инсталиране и експлоатация на КБ са линейна функция на генерираната от тях мощност и се определят от изразите :

$$З = З_0 + З_1 Q_K\ (8);\ З_0 = \alpha K_0\ (9);$$

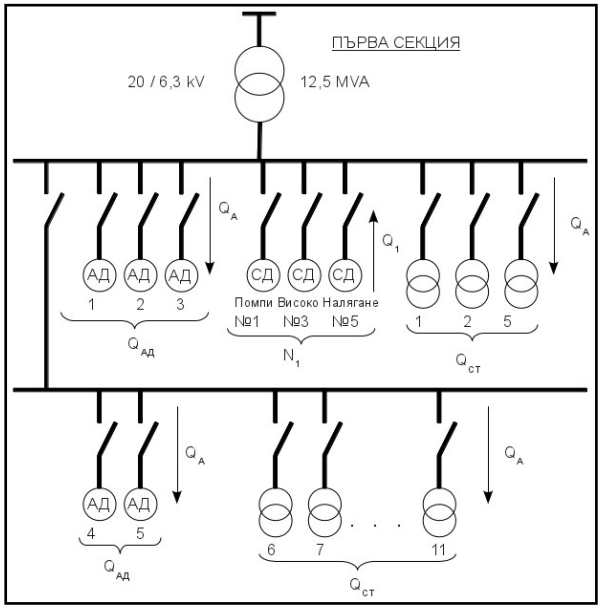
$$З_1 = \alpha K_y\left(\frac{U_{НК}}{U}\right)^2 + C_0\Delta P_K\ (10)$$

където: α – коефициент на ефективност на капиталовложенията, амортизационните отчисления и разходите за обслужване и експлоатация – приема се α = 0,203. В съответствие с (9) и (10) се получава З0 = 609 [лв.] и З1 = 1 280 [лв.].

3. Практически резултати от изследването.

ГПП №3 секция първа.

Схемата с присъединените към първа секция източници на реактивна мощност и реактивни товари е показана на фиг.2.



Фигура 2.

Вижда се, че към тази секция са присъединени три броя еднотипни СД тип СДН 15-39-10 с n = 600 об./мин. и β = 0,7 , които до момента не са използвани за К.Р.Т и следователно Q_0 от израза (2) има стойност $Q_0 = 0$. В съответствие с (5), (6), (7) са определени следните стойности за $З_0$, $З_1$ и $З_2$:

$З_0$ = 1 390 лв. ; $З_1$ = 1 049 лв. ; $З_2$ = 481 лв. ;

За определяне на оптималната мощност Q_1, генерирана от СД при положение, че на територията на промишления обект не са монтирани КБ се използва израза [1,2] :

$$Q_1 = \frac{З_0 - З_1}{2З_2} = 0{,}35[MVAr]$$

АД, присъединени към първа секция са 5 на брой, като данните им са показани в табл.4. СТ са на брой 11 и са представени в табл.5. В табл.6 са показани стойностите на изчислените реактивни мощности от всички кабелни линии присъединени към разглежданата секция.

В съответствие с ограничителните условия, формулирани в [1] и [2] сумата от всички генерирани мощности $\sum_{i=1}^{n} Q_i$ трябва да бъде равна на сумата от всички потребявани мощности $\sum_{j=1}^{m} Q_j$, включително и сумарните загуби ΔQ в мрежата, т.е. $\sum_{i=1}^{n} Q_i = \sum_{j=1}^{m} Q_j + \Delta Q \ (11)$.

В съответствие с (11) се записва

$$\sum_{i=1}^{3} Q_i = \sum_{j=1}^{16} Q_j + \Delta Q \ ; \sum_{i=1}^{n} Q_i = Q_1 = 0{,}35[MVAr]$$

:

$$\sum_{j=1}^{32} Q_j = \sum_{j=1}^{5} Q_{АД} + \sum_{j=1}^{11} Q_{СТ} + \sum_{j=1}^{16} Q_C =$$

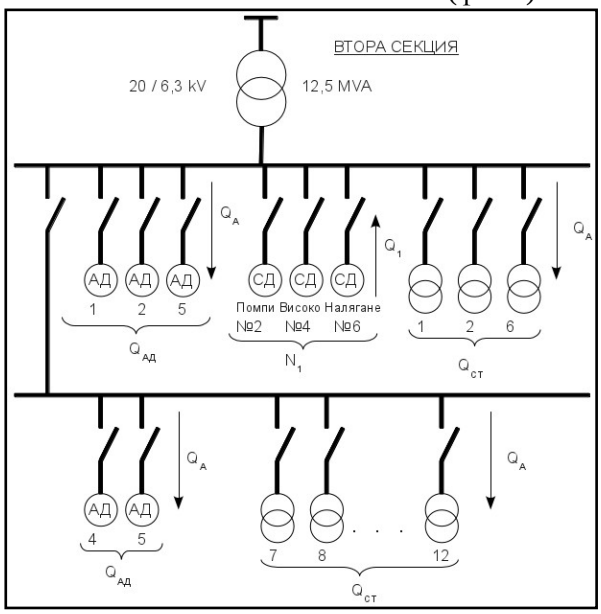
$$= 0{,}736 + 0{,}604 + 0{,}01 = 1{,}35[MVAr] ;$$

$$0{,}35 < 1{,}35[MVAr]$$

Последното неравенство показва, че К.Р.Т само с помощта на СД е недостатъчно и трябва към схемата да се включат и КБ с мощност Q_{K1} = 1,35 – 0,35 = 1 [MVAr].

ГПП №3 секция първа.

Към тази секция са присъединени три броя СД, 7 броя АД и 12 броя СТ със принадлежащата им кабелна мрежа, данните за които са поместени в табл. 4 ÷ 6 (фиг.3).



Фигура 3.

Фигура 3.

Таблица 4.

Технол. позиция	P [kW]	cos φ	tg φ	η	β	$Q_{АД}$ [MVAr]
ПГВ № 1	250	0,81	0,72	0,875	0,7	0,145
ПГВ № 3	250	0,81	0,72	0,875	0,7	0,145
ПГВ № 5	250	0,81	0,72	0,875	0,7	0,145
Димосму кател № 3	250	0,82	0,70	0,875	0,7	0,140
Димосму кател № 5	355	0,86	0,59	0,91	0,7	0,162
						∑Q = 0,737

Таблица 5.

Технол. позиция	S_H [kVAr]	i_0 [%]	u_K [%]	β	Q_{CT} [MVAr]
Тр-р 4-1	1 000	1,2	5,5	0,7	0,04
Тр-р 25-1 А	1 000	2,8	5,5	0,7	0,05
Тр-р 25-5	2 000	1,1	6	0,7	0,08
Тр-р 25-1 В	1 000	2,8	5,5	0,7	0,05
Тр-р 10-1	1 600	1,2	5,5	0,7	0,04
Тр-р 6-1	1 000	2,8	5,5	0,7	0,09
Тр-р 7-1	1 000	2,8	5,5	0,7	0,05
Тр-р 8-1	1 000	2,8	5,5	0,7	0,05
Тр-р 9-1	1 000	2,8	5,5	0,7	0,05
Тр-р 23-1	630	1,7	5,5	0,7	0,03
Тр-р 24-1	1 000	2,8	5,5	0,7	0,05

Таблица 6а. **$\sum Q$ = 0,604**

Кабел	U [kV]	C0 [μF/km]	l [km]	Брой кабели	Q_C [kVAr]
ГПП№3 – Силов тр-р 4-1	6	0,235	0,3	1	0,80
ГПП№3 – Силов тр-р 25 - 5	6	0,3886	0,05	1	0,22
ГПП№3 – Силов тр-р 25 – 1 А, 1	6	0,235	0,05	2	0,27
ГПП№3 – Силов тр-р 10 - 1	6	0,2667	0,12	1	0,36
Помпа Гореща Вода № 1	6	0,235	0,115	1	0,31
Помпа Гореща Вода № 3	6	0,235	0,125	1	0,33
Помпа Гореща Вода № 5	6	0,235	0,135	1	0,36
ГПП№3 на шинната система на секция I				**$\sum Q$ = 2,64**	

Таблица 6б.

Кабел	U [kV]	C0 [μF/km]	l [km]	Брой кабели	Q_C [kVAr]
ГПП№3 – ГРП№1	6	0,3886	0,54	2	4,74
ГПП№3 – Силов тр-р 6 - 1	6	0,3886	0,17	1	0,75
ГПП№3 – Силов тр-р 7 - 1	6	0,235	0,07	1	0,19
ГПП№3 – Силов тр-р 8 - 1	6	0,235	0,05	1	0,13
ГПП№3 – Силов тр-р 9 - 1	6	0,3886	0,11	1	0,48
ГПП№3 – Силов тр-р 23 - 1	6	0,235	0,33	1	0,88
ГПП№3 – Силов тр-р 24 - 1	6	0,235	0,36	1	0,96
Димосмукател №3	6	0,235	0,16	1	0,43
Димосмукател №5	6	0,22	0,2	1	0,50
ГРП№1 на шинната система на секция I				**$\sum Q$ = 9,05**	

Изчисленията са аналогични на тези за първа секция и получените резултати са следните :

$$\sum_{j=1}^{16} Q_j + \Delta Q = 1{,}729[MVAr];$$

$$\sum_{i=1}^{3} Q_i = Q_1 = 0{,}60[MVAr]$$

$$0{,}60 \ll 1{,}729[MVAr]$$

Следователно за пълна К.Р.Т в ГПП 3 е необходимо допълнително монтиране на КБ с мощност съответно за I секция 1 MVAr и за II секция 1,13 MVAr.

За целта в различните ЦП могат да се изградят няколко броя ККУ, като данните за степените на реактивните мощности са представени в табл.7.

Таблица 7.

Подстанция №	**Брой кондензатори**			**QKБ [kVAr]**
	30 [kVAr]	**20 [kVAr]**	**10 [kVAr]**	
4 - 1	4	1	1	150
6 - 1	10	1	1	330
10 - 1	8	1	1	270
7 - 2	10	1	1	330
8 - 2	8	1	1	270
9 - 2	10	1	1	330
24 - 2	6	-	2	200

С така направените разчети може да се направи следния баланс на реактивните мощности :

- за I секция : $\sum_{i=1}^{3} Q_i - \sum_{j=1}^{32} Q_j - Q_{K1} = 1{,}35 - 0{,}35 - 1 = 0[MVAr]$
- за II секция : $\sum_{i=1}^{3} Q_i - \sum_{j=1}^{35} Q_j - Q_{K2} = 1{,}729 - 0{,}60 - 1{,}13 = -10^{-3}[MVAr]$

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

За получаване на оптимална К.Р.Т в разглеждания обект е необходимо да се използват както СД, така и КБ, като за постигане на максимален ефект е необходимо избраните ККУ да бъдат присъединени максимално близко до индуктивните товари.

В ЦП към ГППЗ следва да се изградят и включат в експлоатация няколко броя ККУ с помощта на които ще се получи оптимален баланс на реактивните мощности в разглежданите секции.

LITERATURE:

[1]. Карпов Ф.Ф., Компенсация реактивной мощности разпределительных сетях, М, Энергия 1975.

[2]. Киров Р.М., и др., Относно възможностите за постигане на оптимална компенсация на реактивните товари в промишлени обекти при съвременните условия на експлоатация на ЕСС.

ОТНОСНО ВЪЗМОЖНОСТИТЕ ЗА ПОСТИГАНЕ НА ОПТИМАЛНА КОМПЕНСАЦИЯ НА РЕАКТИВНИТЕ ТОВАРИ В ПРОМИШЛЕНИ ОБЕКТИ ПРИ СЪВРЕМЕННИТЕ УСЛОВИЯ НА ЕКСПЛОАТАЦИЯ НА ЕСС.

Киров Р.М., Гюров В.Н., Чиков В.Ч., Македонски Н.И.

ABOUT THE POSSIBILITIES FOR ACHIEVEMENT OPTIMUM COMPENSATION FOR THE REACTIVE LOADS IN INDUSTRIAL PLANTS IN MODERN WORKING CONDITIONS FOR POWER SYSTEM.

Abstract: The modern working conditions for power system in the industrial plants are characterized with low consumption mode. The possibilities for optimization in the compensation of the reactive loads are related with rational use of synchronous motors as adjustable and controllable source of reactive power. By studying and analyzing of certain number theoretical works, in this research the authors are attempted to make systematization and formulation of principal settings, which are proper for use in the specific energetic characteristics of the processes with low loading.

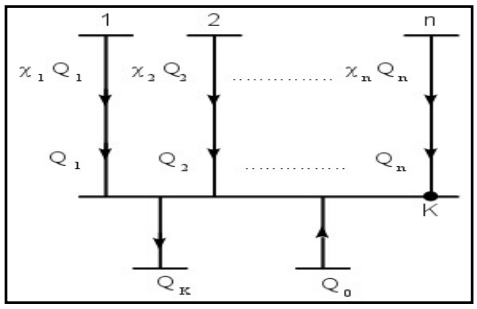
Keywords: Оптимизация, Реактивни Товари, Синхронен Двигател. Optimization, Reactive Loads, Synchronous Motor.

I. ВЪВЕДЕНИЕ

При съвременните условия на експлоатация на ЕСС на промишлените обекти, характеризиращи се с режим на понижена консумация, възможностите за оптимизиране на процеса на компенсация на реактивните товари са свързани с рационално използване на синхронни двигатели (СД) като регулируем и управляем източник на реактивна мощност. Чрез изследване и анализиране на известни постановки [1], в разработката е направен опит за систематизиране и формулиране на принципни положения, подходящи за използване при специфичните енергетични характеристики на процесите с понижено натоварване.

II. ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА [1]

При n на брой отдалечени, регулируеми източници на реактивна мощност Q_1, Q_2, ... , Q_n (Г, СК, СД или КБ), които предават мощността си в един възел К (шинна система на промишлен или комунално-битов обект на 0,4; 6; 10; 20 kV) и други директно присъединени регулируеми източници с мощност Q_0 (СД, КБ и др.), във възела се консумира реактивна мощност Q_K (фиг.1). Допълнителните загуби на реактивна мощност $\Delta Q = Q(\chi-1)$ се определят в зависимост от отдалечеността на източниците на реактивна мощност от пункта К, отчетено с помощта на коефициента χ (при захранване на заводски подстанции, поради сравнително късите линии може да се приеме $\chi = 1$).



Фигура 1.

В режим на максимален товар на реактивните мощности, приведените годишни разходи (ПГР), необходими за генериране (индекс Г) на реактивна мощност от всички източници (i = 0, 1, 2, ..., n) и нейното пренасяне (индекс П) по мрежата са [1]:

$$З = f(Q_0, Q_1, Q_2, \ldots, Q_n) = \sum_{i=0}^{n}\left(З_{0_i} + З_{1_i}Q_i + З_{2_i}Q_i^2\right) \quad (1)$$

където: $З_{0_i} = З_{0_{iГ}} + З_{0_{iП}}$ $[лв.]$(2) – постоянна съставяща на ПГР, независеща от Q съответно за генериращите мощности и за пренасяне на реактивната мощност;

$З_{1_i} = З_{1_{iГ}} + З_{1_{iП}}$ $[лв./MVAr]$(3);

$З_{2_i} = З_{2_{iГ}} + З_{2_{iП}}$ $[лв./MVAr^2]$(4);

Всъщност оптимизационната задача се дефинира по следния начин [1] : *да се определят такива стойности на реактивната мощност на генериращите източници, за които функцията (1) да има минимум* т.е. $З = f(Q_0, Q_1, Q_2, \ldots, Q_n) \Rightarrow min$, при спазване на следните ограничителни условия :

1) Баланс на реактивните мощности, т.е. сумата от всички генерирани мощности $\sum_{i=0}^{n} Q_i$ да бъде равна на сумата от всички потребявани мощности $\sum_{j=1}^{m} Q_j$, включително и сумарните загуби на реактивна мощност ΔQ в мрежата : $\sum_{i=0}^{n} Q_i = \sum_{j=1}^{m} Q_j + \Delta Q$.
2) Ограничение за генерираната от източниците реактивна мощност Q означаващо, че Q се изменя в границите между максималната Q_{max} и минималната Q_{min} реактивна мощност : $Q_{min} \le Q \le Q_{max}$.
3) Изисквания за режима на напрежение, в съответствие с което при различни режими на работа напрежението в изследвания пункт К не трябва да бъде извън допустимите, определени от стандарта горна и долна граница U_{max} и U_{min} : $U_{min} \le U \le U_{max}$.
4) Ограничение по допустимо токово натоварване, в съответствие с което за всички електрически съоръжения при различните режими на работа, изчислителните токове $I_{изч}$ не трябва да превъзхождат допустимите стойности $I_{доп}$: $I_{изч} \le I_{доп}$.

Относителният (условният) екстремум на функцията (1) може да се определи с помощта на метода на Лагранж, като в случая на формализация се поддава само първото ограничително условие за баланс на реактивните мощности, записано в съответствие с фиг.1, във вида : $\sum_{i=0}^{n} Q_i - Q_K = 0$ (5) (пренебрегват се загубите ΔQ). По принцип функцията на Лагранж F е съставена от целевата функция (ЦФ) З и ограничителното условие (5), умножено с неопределения множител на Лагранж λ, т.е. [1,2] :

$$F = З + \lambda\left(\sum_{i=0}^{n} Q_i - Q_K\right) = \sum_{i=0}^{n}\left(З_{0_i} + З_{1_i} Q_i + З_{2_i} Q_i^2\right) + \lambda\left(\sum_{i=0}^{n} Q_i - Q_K\right) \quad (6)$$

Доказано е, че относителният (условният) екстремум на ЦФ (1) при ограничителното условие (5) съвпада с абсолютния екстремум на функцията на Лагранж (6), определен с приравняване на нула на частните производни на F по отношение на всички независими променливи $Q_1, Q_2, \ldots, Q_n$ и λ :

$$\frac{\partial F}{\partial Q_i} = З_{1_i} + 2.З_{2_i} Q_i - \lambda = 0 \; ; (i = 0,1,2,\ldots,n) \quad (7)$$

$$\frac{\partial F}{\partial \lambda} = \sum_{i=0}^{n} Q_i - Q_K = 0 \quad (8)$$

Всъщност уравнението (8) съвпада с ограничителното условие (5), а условието $З_{2i} \neq 0$ i = 0,1,2,...,n се изпълнява за всички отдалечени от пункта К източници (i = 0,1,2,...,n), а също и за непосредствено присъединеният източник Q_0 , ако той е СД. Получената система от n + 2 линейни уравнения с n + 2 неизвестни се решава по метода на Гаус, като най-напред от (7) определяме [1] :

$$Q_0 = \frac{\lambda - З_{10}}{2.З_{20}} \quad ; \quad Q_1 = \frac{\lambda - З_{11}}{2.З_{21}} \quad ; \quad \ldots \quad Q_n = \frac{\lambda - З_{1n}}{2.З_{2n}} \quad ; \quad [MVAr] \quad (9)$$

Сумирайки левите и десните части на (9) и отчитайки (7) се получават крайните изрази :

$$2.Q_K = \lambda \sum_{i=0}^{n} \frac{1}{З_{2_i}} - \sum_{i=0}^{n} \frac{З_{1_i}}{З_{2_i}} \quad (10)$$

$$\lambda = \frac{2.Q_K + \sum_{i=0}^{n} \frac{З_{1_i}}{З_{2_i}}}{\sum_{i=0}^{n} \frac{1}{З_{2_i}}} \quad (11)$$

Заместваики стойноста на определеният по (11) множител на Лагранж λ в изразите (9), определяме стойностите на търсените генериращи източници $Q_1, Q_2, \ldots, Q_n$, с което оптимизационната задача е решена. В частния случай, в който източника Q_0 има линейна характеристика за З, т.е. $З_{20} = 0$; $З_{2i} \neq 0$; i = 1,2,...,n , (условие, което е в сила за КБ)

производната $\partial F/\partial Q_0$ и множителят λ в съответствие с (7) ще бъдат :

$$\frac{\partial F}{\partial Q_0} = З_{10} - \lambda \quad (12) \quad ; \quad \lambda = З_{10} \quad (13)$$

Отчитайки (9) се получават изразите :

$$Q_1 = \frac{З_{10} - З_{11}}{2.З_{21}}; Q_2 = \frac{З_{10} - З_{12}}{2.З_{22}}; \ldots Q_n = \frac{З_{10}}{2.} \quad (14)$$

Стойността Q_0 се определя от условието за баланс : $Q_0 = Q_K - \sum_{i=0}^{n} Q_i$ (15)

III. ПРАКТИЧЕСКА ПРИЛОЖИМОСТ НА ТЕОРЕТИЧНАТА ПОСТАНОВКА

Определянето на абсолютния екстремум на функцията (4) представлява математическо решение на дефинираната оптимизационна задача. Оптимизационният процес е удовлетворен и в технически аспект, ако са изпълнени в пълна степен и ограничителните условия А,Б,В,Г.

Условието А може да се окаже нарушено, ако не са отчетени генерираните реактивни мощности от въздушните и кабелните линии.При нарушено условие Б е необходимо да се регулират мощностите на някои от генериращите източници (например ако КБ бъде изчислена отрицателна стойност, то тя не бива въобще да се инсталира). Условието В може да бъде възтановено чрез регулиране режима на напрежение в ГПП, ЦП или в локални пунктове, а също така чрез намаляване загубата на напрежение с помоща на различни технически средства, подобряващи пропускателната способност на мрежата. Аналогични са мероприятията във връзка с изпълнение на условие Г, изразяващи се в увеличение на сеченията или броя на захранващите линии, броя и мощността на СТ и др.

В годините на прехода голяма част от промишлените и комунално–битовите обекти, работят в режим на понижена консумация. По причини от икономически характер, те не успяха да преструктурират своите ЕСС и понастоящем имат влошени технико-икономически параметри – повишени загуби на мощност, влошени показатели за качеството на ЕЕ, икономически нецелесъобразни режими на работа на електрическото оборудване и др. негативни характеристики. При експлоатацията на множество реални обекти в редица страни е доказано, че ефективен способ за икономия на ел. енергия в режим на понижена консумация е реализиране на по-ниски нива на захранващото напрежение[3,4]. Снижаване на напрежението обаче води до намаляване на генериращата от КБ реактивна мощност и влошаване на процеса на компенсация на р. т. При използване на СД, обратно, с понижаване на напрежението се повишава генерацията на реактивна мощност, стабилизира се въртящият момент с което се подобрява устойчивостта на ЕСС и се намалява вероятността от възникване на резонансни явления при наличие на висши хармоници в мрежата, което с КБ трудно се преодолява. Друго съществено преимущество на СД е възможността за плавно регулиране на произведената Q с помоща на изменение на възбуд. ток, съществува обаче едно съществено неблагоприятно положение при СД, изразяващо се в повишените загуби на активна мощност при генериране на единица реактивна мощнос, зависещи обратно-пропорционално от номиналната активна мощност $P_{Нсд}$ и честотата на въртене $f_{сд}$ на СД.

Това не умаловажава целесъобразността от внедряване на СД, и въпреки някои съмнения може да се препоръча тяхното използване в максимална степен за компенсация на р. т. в промишлените обекти. В режим на понижена консумация тази целесъобразност се повишава, тъй като както беше посочено по-горе, подобряването на електроенергийната ефективност при този режим се постига с намаляване на напрежението в определени допустими граници чрез регулиращите устройства в ГПП, ГРП или ЦП. При това положение СД осигоряват повишен добив на реактивна мощност и подобряват устойчивостта на ЕСС.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По критерий минимум на ПГР, с помоща на метода на Лагранж и в съответствие с [1] и [2] е формулирана и синтезирана математическа постановка за определяне на оптималните стойности на реактивните мощности на генериращите източници (СД и КБ). Представени са и ограничителните условия, които трябва да се спазват при решаване на оптимизационната задача и които предават по-голяма практическа стойност на математическата формализация.

В настоящето разглеждане е потвърдена възможността за ефективно използване на СД за компенсация на

реактивните товари в режим на понижена консумация на ел. енергия. При такъв режим на работа е целесъобразно електрическите мрежи и съоръжения да работят при по-ниски напрежения в рамките на допустимите от стандарта, което обуславя по-добри експлоатационни характеристики на СД и подобрява тяхната ефективност.

LITERATURE:

[1]. Карпов Ф.Ф., Компенсация реактивной мощности разпределительных сетях., М., Энергия 1975.

[2]. Костин В.Н., Оптимизационные задачи электроэнергетики., Санкт-Петербург., 2003 г.

[3]. Василев Р.Н., Изследване възможностите за подобряване ефективността на ЕСС на промишлени обекти в режим на непълно натоварване, Дисертация, Варна 2003.

[4]. Федоров А.А., Абашев А.Д., Комплексное решение задач управления электроснабжения и режимом напряжения, Сб. Оптимизация электроснабжения больших городов и ПП, 605 1983.

РАСЧЁТ УСТАНОВИВШЕГОСЯ РЕЖИМА КОМПАКТНО-КОМБИНИРОВАННОЙ ЛИНИИ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА ФАЗНЫХ КООРДИНАТ

А.С. Ведерников, В.Г. Гольдштейн, Н.В. Подшивалова, Е.М. Шишков

A CALCULATION OF STEADY-STATE CONDITION OF COMPACT-COMBINED POWER TRANSMISSION LINE USING PHASE-COORDINATE METHOD

Abstract: The modern operating conditions of electrical networks define application of new constructions of multi-circuit transmission lines where circuits of different voltage classes are arranged on one tower. By operation of such lines there are the strong electromagnetic intercactings between conductors of the next circuits which lead to asymmetry of line characteristics and asymmetry of parametres of its steady-state condition. This circumstance makes impossible use of a traditional one-line equivalent circuit for modeling of multi-circuit transmission lines. In a paper the mathematical model in phase coordinates for calculation of steady-state conditions of the compact-combined power transmission lines is given.

Keywords: метод фазных координат, многопропроводная схема замещения, многоцепная линия электропередачи; multi-circuit power transmission line, multiple-wire equivalent circuit, phase-coordinate method.

I. МНОГОЦЕПНАЯ ВОЗДУШНАЯ ЛИНИЯ, КАК СПЕЦИФИЧЕСКОЕ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЕ УСТРОЙСТВО

В современных условияя развития электрических сетей крупных городов всё более широкое применение получают схемы глубокого ввода. Возникающие при проектировании таких схем ограничения на использование территории для строительства обуславливают использование специфичных конструкций многоцепных линий, когда на траверсах одной промежуточной опоры подвешиваются проводник двух и более цепей разных классов напряжения. Проведённые исследования показали, что в ряде случаев применение таких конструкций, получивших название компактно-комбинированных линий электропередачи, позволяет снизить суммарное электромагнитное влияние в сравнении с традиционными одно- и двухцепными ЛЭП.

Таким образом, повышение энергоэффективности и надежности таких специфичных электроустановок, как многоцепные воздушные линии (МВЛ) электропередачи, является важной научно-технической проблемой. Её репрезентативные и адекватные решения требуются в разнообразных задачах проектирования, оперативного и диспетчерского управления режимами в электрических сетях различных классов напряжений. МВЛ, как наиболее распространенные многоцепные ЛЭП, составляют до 25 ÷ 30 % от общего числа воздушных ЛЭП.

Специфику МВЛ и электромагнитных процессов в них, во многом определяет компактность конструкции, то есть малые расстояния между всеми фазными проводами и тросами цепей. Физическим отражением этого являются значительные электромагнитные взаимные связи цепей (ВСЦ), их фазных проводов и грозозащитных тросов. С точки зрения трехфазного построения технологий, оборудования и режимов в электрических системах это определяет их несимметрию по внутренним параметрам и параметрам режимов, значительно более сложную в сравнении с одноцепными ВЛ.

Однако, в подавляющем большинстве случаев при моделировании процессов в трехфазных объектах и составленных из них комплексах (что и представляют собой МВЛ) традиционным и общепринятым является допущение о симметрии. Его с целью упрощения определения параметров режимов электрических сетей используют практически все методы расчета и большинство программных комплексов анализа установившихся и разнообразных

неустановившихся режимов (вплоть до кратковременных импульсных).

Так, например, в общеизвестном методе симметричных составляющих для расчета параметров несимметричных трехфазных режимов исходные данные, математические модели и результаты формируются на основе однофазного представления по гипотетическим симметричным эквивалентным схемам замещения конкретных последовательностей. Для остальных фаз принимается симметричный сдвиг фазных векторов на 120° ÷ 360° и идентичность процессов.

При широком применении современных средств оценки параметров режимов и учета электроэнергии для МВЛ все более очевидна несостоятельность допущений о симметрии и пренебрежении в ряде случаев ВСЦ, что подтверждается многочисленными данными теоретических исследований и эксплуатации.

С другой стороны, в настоящее время в связи с масштабным распространением положений и принципов реализации интеллектуальных электрических сетей и систем электроснабжения, содержащих, частности, МВЛ, необходимо системное ограничение погрешностей и допущений при моделировании их стационарных и переходных режимов работы.

Это определяет необходимость научных исследований, подробного изучения и разработки практических рекомендаций по учету влияний характерной несимметрии этих электроустановок и, что наиболее важно, ВСЦ и их фазных составляющих. В установившихся режимах по данным известных исследований несимметрия МВЛ наиболее существенно проявляется при раздельной работе и принадлежности цепей или их участков с потоками мощности, отличающимися по величине и направлению (например, при наличии отпаек и ответвлений).

Это особенно важно для достоверного определения таких параметров режимов, как потери мощности и электроэнергии, для которых необходимо также их корректное коммерческое разделение между разными собственниками частей МВЛ.

Не менее значителен для МВЛ учет ВСЦ при оценке обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС), надежности и организации эксплуатации в процессах, связанных экстремальными эксплуатационными физическими воздействиями в виде атмосферных и внутренних перенапряжений и сверхтоков в режимах коротких замыканий и перегрузок.

Их происхождение, распространение и оценка последствий непосредственным образом связаны с ключевыми проблемами ЭМС ответственных МВЛ и требуют тщательного физического и технико-экономического анализа. Он опирается на государственные стандарты, нормативные и директивные документы, результаты экспериментальных исследований, математического и, прежде всего, компьютерного моделирования, данные эксплуатации, а также результаты прогнозирования названных характеристик для вновь создаваемых и реконструируемых объектов. В настоящее время практически все названные данные и документы или полностью, или в недостаточной мере учитывают ВСЦ и несимметрию МВЛ.

Таким образом, очевидна необходимость разработки математической модели трёхфазной несимметричной МВЛ в фазных координатах для расчёта её установившихся электрических режимов с учётом ВСЦ.

II. УТОЧНЁННАЯ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МНОГОЦЕПНОЙ ВОЗДУШНОЙ ЛИНИИ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ

1. Схема замещения МВЛ в виде обобщённого четырёхполюсника

Сложности применения метода фазных координат связаны с учетом взаимоиндуктивных влияний разных фаз друг на друга в трансформаторах и линиях. Известный метод развязки магнитосвязанных цепей [1] при практической реализации в программных средствах сталкивается с рядом затруднений, которые ограничивают его применение.

Общепризнанным подходом в решении практических задач анализа режимов в электрических сетях является использование в качестве основополагающей концепции математическое описание соответствующих физических процессов с помощью уравнений Максвелла для электромагнитных полей. Возникающие при этом методические проблемы решаются с помощью рекомендаций, данных в фундаментальной работе Г.А. Гринберга [2].

В значительном большинстве случаев их общая идея это – переход от так называемой «полевой» постановки задачи к реализации соответствующих «эквивалентных» электрических схем. При этом определение параметров этих схем производится с помощью приближенных интегральных решений соответствующей части «полевой» задачи. Каждый элемент такой схемы является условным способом учета частных случаев существования «материи» – электромагнитного поля. Например, для проводов многопроводной линии электропередачи (ЛЭП) электрического поля в виде емкостей и магнитного – в виде индуктивностей. Или преобразования энергии электромагнитного поля в тепло – в виде активного сопротивления.

Уравнения эквивалентных электрических цепей, составленных из этих элементов, можно воспринимать как приближенное модельное описание электромагнитных процессов в исследуемом объекте. Структура таких схем и параметры их элементов зависят от времени, скоростей протекания процессов, частот, напряжений, токов и других параметров, точности исходных данных и допустимых погрешностей решения конкретных задач.

В многоцепной воздушной линии, как в объекте с распределенными параметрами, единый электромагнитный процесс квазистационарного установившегося режима состоит из взаимосвязанных «продольного» электромагнитного и «поперечного» электростатического процессов. В предложенной модели, представленной обобщенной многопроводной схемой замещения с сосредоточенными параметрами, они приближенно отображаются в виде объединения продольных и поперечных парциальных схем, сформированных раздельно.

В теоретической электротехнике [7, 8] при построении приближенных моделей названные процессы рассматриваются раздельно, последовательно друг за другом, но в различном порядке. Это позволяет построить известные «Г» и «┐» – образные схемы замещения, которые, в основном, используются для моделирования установившихся режимов работы трансформаторов.

В процессе анализа установившихся режимов электротехнических систем используется известный подход [7, 8], позволяющий уменьшить погрешности моделирования линий электропередачи, как объектов с распределенными параметрами. Он связан с искусственным разделением пополам поперечного, или продольного процессов, что приводит, соответственно, к «*П*» или «*Т*» – образным схема замещения. Во всех названных схемах замещения продольные и поперечные составляющие условно отображаются, соответственно, горизонтальными и вертикальными элементами.

Для построения многопроводной схемы замещения в виде, общепринятом в расчетах установившихся режимов для несимметричной МВЛ с числом цепей, равным двум, необходимо принять следующие определенные условия и весьма существенные допущения [3-6].

a) Двухцепная линия с количеством проводов от 6 до 8 с учетом заземленных и незаземленных грозозащитных тросов может быть представлена в виде многопроводной схемы замещения.

b) Электромагнитная связь между проводами и цепями двухцепной воздушной линии приближенно учитывается значениями взаимных индуктивностей и емкостей.

c) Учет собственных емкостей фаз цепей и емкостей взаимной связи производится по общим традиционным принципам расчета установившихся режимов [6,7,8], то есть при построении расчетной эквивалентной схемы замещения поперечные емкости (фазные на землю, междуфазные и междуцепные) задаются половинными значениями по концам МВЛ.



Рисунок 1. Модель МВЛ в виде обощённой многопроводной схемы замещения.

d) Параметры режима по цепям, могут отличаться, как по величине, так и по направлению, поэтому в соответствующих узлах МВЛ (на рис. 1 это узлы условных начала Н и конца К) задаются трехфазные равные или неравные по величине и фазовым

сдвигам системы напряжений и токов на общих шинах или отдельно по цепям.

2. Методика расчёта установившихся режимов многоцепных линий в Z-форме

Анализ показывает, что применение Z – формы в расчетах установившихся режимов позволяет естественным образом, в виде падений напряжения, учитывать взаимные индуктивные (продольные) процессы. Однако заметим, что она неудобна для дальнейшего использования при анализе режимов реальных сетей с большим количеством ветвей и узлов из-за необходимости построения систем уравнений по второму закону Кирхгофа или по методу контурных токов, которые практически не применяются в расчетах установившихся режимов. Она также плохо согласуется с общепринятыми узловыми способами задания нагрузок, взаимных и собственных емкостей МВЛ [9], а также мощностей, напряжений и токов в источниках питания.

Тем не менее, в тех случаях, когда это не связано с анализом режимов в сетях с большим количеством узлов и ветвей, ее использование целесообразно и эффективно. В частности, это относится к анализу режимов конкретной, отдельно рассматриваемой МВЛ. Расчет установившегося режима в МВЛ будет состоять из следующих позиций.

a) Формирование эквивалентной многопроводной схемы замещения для двухцепной линии;

b) Определение элементов матриц Z и $B=A^{-1}$;

c) Составление и последовательное применение уравнений Максвелла, Ома и Кирхгофа для отдельных частей и всей многопроводной схемы двухцепной линии.

Будем считать, что сформированы матрицы параметров МВЛ Z и B. Кроме того, заданы параметры режима в виде комплексных векторов напряжения U_H и токов I_H в начале МВЛ H и необходимо определить U_K, I_K в конце K МВЛ. Тогда собственно задача расчета установившегося режима для МВЛ реализуется следующей алгоритмической последовательностью действий.

1. Используя закон Ома, определяется по левой поперечной части многопроводной схемы вектор емкостных токов в следующем виде

$$\dot{I}_{cH} = j\omega B\dot{U}_H/2,$$

где B – матрица емкостных коэффициентов МВЛ; ω – частота.

В матричном виде данное выражение имеет следующий вид:

$$\begin{vmatrix} \dot{I}_{cAH} \\ \dot{I}_{cBH} \\ \dot{I}_{cCH} \\ \dot{I}_{caH} \\ \dot{I}_{cbH} \\ \dot{I}_{ccH} \\ \dot{I}_{cTH} \end{vmatrix} = \frac{1}{2} j\omega \begin{vmatrix} B_{AA} & B_{AB} & B_{AC} & B_{Aa} & B_{Ab} & B_{Ac} & B_{AT} \\ B_{BA} & B_{BB} & B_{BC} & B_{Ba} & B_{Bb} & B_{Bc} & B_{BT} \\ B_{CA} & B_{CB} & B_{CC} & B_{Ca} & B_{Cb} & B_{Cc} & B_{CT} \\ B_{aA} & B_{aB} & B_{aC} & B_{aa} & B_{ab} & B_{ac} & B_{aT} \\ B_{bA} & B_{bB} & B_{bC} & B_{ba} & B_{bb} & B_{bc} & B_{bT} \\ B_{cA} & B_{cB} & B_{cC} & B_{ca} & B_{cb} & B_{cc} & B_{cT} \\ B_{TA} & B_{TB} & B_{TC} & B_{Ta} & B_{Tb} & B_{Tc} & B_{AT} \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} \dot{U}_{AH} \\ \dot{U}_{BH} \\ \dot{U}_{CH} \\ \dot{U}_{aH} \\ \dot{U}_{bH} \\ \dot{U}_{cH} \\ \dot{U}_{TH} \end{vmatrix}$$

2. С учетом вектора токов I_{cH} по первому закону Кирхгофа, определяется вектор токов $I_{П}$ в продольной части МСЗ

$$\dot{I}_{П} = \dot{I}_H - \dot{I}_{cH}$$

3. Далее для продольной части схемы записывается по закону Ома уравнение её состояния для вектора ΔU падений напряжений от протекания токов ветвей $I_{П}$ в виде

$$\Delta\dot{U} = \underline{Z}\,\dot{I}_{П}$$

В матричном виде данное выражение имеет вид

$$\begin{vmatrix} \dot{U}_{AH} - \dot{U}_{AK} \\ \dot{U}_{BH} - \dot{U}_{BK} \\ \dot{U}_{CH} - \dot{U}_{CK} \\ \dot{U}_{aH} - \dot{U}_{aK} \\ \dot{U}_{bH} - \dot{U}_{bK} \\ \dot{U}_{cH} - \dot{U}_{cK} \\ \dot{U}_{TH} - \dot{U}_{TK} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \underline{Z}_{AA} & \underline{Z}_{AB} & \underline{Z}_{AC} & \underline{Z}_{Aa} & \underline{Z}_{Ab} & \underline{Z}_{Ac} & \underline{Z}_{AT} \\ \underline{Z}_{BA} & \underline{Z}_{BB} & \underline{Z}_{BC} & \underline{Z}_{Ba} & \underline{Z}_{Bb} & \underline{Z}_{Bc} & \underline{Z}_{BT} \\ \underline{Z}_{CA} & \underline{Z}_{CB} & \underline{Z}_{CC} & \underline{Z}_{Ca} & \underline{Z}_{Cb} & \underline{Z}_{Cc} & \underline{Z}_{CT} \\ \underline{Z}_{aA} & \underline{Z}_{aB} & \underline{Z}_{aC} & \underline{Z}_{aa} & \underline{Z}_{ab} & \underline{Z}_{ac} & \underline{Z}_{aT} \\ \underline{Z}_{bA} & \underline{Z}_{bB} & \underline{Z}_{bC} & \underline{Z}_{ba} & \underline{Z}_{bb} & \underline{Z}_{bc} & \underline{Z}_{bT} \\ \underline{Z}_{cA} & \underline{Z}_{cB} & \underline{Z}_{cC} & \underline{Z}_{ca} & \underline{Z}_{cb} & \underline{Z}_{cc} & \underline{Z}_{cT} \\ \underline{Z}_{TA} & \underline{Z}_{TB} & \underline{Z}_{TC} & \underline{Z}_{Ta} & \underline{Z}_{Tb} & \underline{Z}_{Tc} & \underline{Z}_{AT} \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} \dot{I}_{AП} \\ \dot{I}_{BП} \\ \dot{I}_{CП} \\ \dot{I}_{aП} \\ \dot{I}_{bП} \\ \dot{I}_{cП} \\ \dot{I}_{TП} \end{vmatrix}$$

Здесь диагональные $Z_{i,i}$ и внедиагональные $Z_{i,j}$ элементы матрицы Z представляют собственные и взаимные активно–индуктивные сопротивления ветвей МВЛ.

4. Теперь можно определить вектор напряжений U_K в конце многоцепной воздушной линии

$$\dot{U}_K = \dot{U}_H - \Delta\dot{U}.$$

5. По аналогии с пунктом (1) для правой поперечной части схемы замещения определяется вектор емкостных токов I_{cK} в виде

$$\dot{I}_{cK} = j\omega B\dot{U}_K/2.$$

6. Окончательно определяется вектор токов I_K в узле конца K многопроводной схемы

$$\dot{I}_K = \dot{I}_{ПР} - \dot{I}_{cK}$$

Отметим, что для приведенного алгоритма потоки мощности в каждой из цепей могут отличаться друг от друга, как по величине, так и по направлению за счет задания соответствующим образом параметров режима U_H, I_H, U_K, I_K. При этом, для последней пары заданных параметров необходима некоторая коррекция описанной выше расчетной процедуры.

Чаще всего в начале многоцепной линии задаются симметричные трехфазные системы напряжений и токов. В приведённом выше алгоритме для определённости модули векторов напряжений U и токов I по цепям заданы одинаковыми. В общем случае, они могут быть заданы произвольно, в том числе и с несимметрией по фазам цепей, то есть равные или неравные по величине и фазовым сдвигам трехфазные системы напряжений и токов на общих шинах или отдельно по цепям.

3. Представление и решение уравнений состояния МВЛ в виде уравнений обобщенного четырехполюсника

Уравнения состояния четырехполюсника [7, 8] связывают параметры режима напряжения и токи на его входе и выходе и могут быть записаны в 6 видах, 3 из которых *A*, *B* и *Y* наиболее удобны для решения поставленной задачи и представлены ниже:

$$\begin{pmatrix} \underline{U}_H \\ \underline{I}_H \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{A} & \underline{B} \\ \underline{C} & \underline{D} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \underline{U}_K \\ \underline{I}_K \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \underline{U}_K \\ \underline{I}_K \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{D} & -\underline{B} \\ -\underline{C} & \underline{A} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \underline{U}_H \\ \underline{I}_H \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \underline{I}_H \\ \underline{I}_K \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{Y}_{HH} & \underline{Y}_{HK} \\ \underline{Y}_{KH} & \underline{Y}_{KK} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \underline{U}_H \\ \underline{U}_K \end{pmatrix}$$

Нетрудно видеть, что уравнения в виде *A* и *B* позволяют решить задачу, если параметры режима – напряжения и токи заданы, соответственно, в конце или в начале МВЛ. Обратим внимание на то, что матрица $\underline{B}$ является обратной $\underline{A}$ и выражается через те же, коэффициенты $\underline{A}$, $\underline{B}$, $\underline{C}$, $\underline{D}$ в силу известного [7, 8] соотношения, вытекающего из свойства симметрии пассивных линейных четырехполюсников $\underline{A} \bullet \underline{B} - \underline{C} \bullet \underline{D} = 1$.

Отметим важное положение теории четырехполюсников. Все названные 6 видов уравнений состояния четырехполюсника по определению взаимосвязаны. Это означает, что, если известны коэффициенты одного из видов, коэффициенты всех других могут быть определены по известным для четырёхполюсников матричным выражениям.

В силу того, что модель МВЛ с числом цепей, равным двум, представляет собой обобщённый четырёхполюсник (ОЧП) седьмого порядка, можно констатировать, что коэффициенты $\underline{A}$, $\underline{B}$, $\underline{C}$, $\underline{D}$ являются матрицами, а параметры U_H, I_H, U_K, I_K – векторами-столбцами седьмого порядка.

Для модели МВЛ, представленной на рисунке 1, система уравнений состояния ОЧП в Y-форме будет иметь следующий вид:

$$\underline{I}_H = \underline{Y}\underline{B}_{HH} \cdot \underline{U}_H + \underline{Y}\underline{B}_{HK} \cdot \underline{U}_K,$$

$$\underline{I}_K = \underline{Y}\underline{B}_{KH} \cdot \underline{U}_H + \underline{Y}\underline{B}_{KK} \cdot \underline{U}_K;$$

$$\underline{I}_H = \begin{pmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_3 \\ \underline{I}_5 \\ \underline{I}_7 \\ \underline{I}_9 \\ \underline{I}_{11} \\ \underline{I}_{13} \end{pmatrix}; \quad \underline{I}_K = \begin{pmatrix} \underline{I}_2 \\ \underline{I}_4 \\ \underline{I}_6 \\ \underline{I}_8 \\ \underline{I}_{10} \\ \underline{I}_{12} \\ \underline{I}_{14} \end{pmatrix}; \quad \underline{U}_H = \begin{pmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_3 \\ \underline{U}_5 \\ \underline{U}_7 \\ \underline{U}_9 \\ \underline{U}_{11} \\ \underline{U}_{13} \end{pmatrix}; \quad \underline{U}_K = \begin{pmatrix} \underline{U}_2 \\ \underline{U}_4 \\ \underline{U}_6 \\ \underline{U}_8 \\ \underline{U}_{10} \\ \underline{U}_{12} \\ \underline{U}_{14} \end{pmatrix}$$

$$\underline{Y}_{HH} = \begin{pmatrix} \underline{Y}_{1,1} & \underline{Y}_{1,3} & \underline{Y}_{1,5} & \underline{Y}_{1,7} & \underline{Y}_{1,9} & \underline{Y}_{1,11} & \underline{Y}_{1,13} \\ \underline{Y}_{3,1} & \underline{Y}_{3,3} & \underline{Y}_{3,5} & \underline{Y}_{3,7} & \underline{Y}_{3,9} & \underline{Y}_{3,11} & \underline{Y}_{3,13} \\ \underline{Y}_{5,1} & \underline{Y}_{5,3} & \underline{Y}_{5,5} & \underline{Y}_{5,7} & \underline{Y}_{5,9} & \underline{Y}_{5,11} & \underline{Y}_{5,13} \\ \underline{Y}_{7,1} & \underline{Y}_{7,3} & \underline{Y}_{7,5} & \underline{Y}_{7,7} & \underline{Y}_{7,9} & \underline{Y}_{7,11} & \underline{Y}_{7,13} \\ \underline{Y}_{9,1} & \underline{Y}_{9,3} & \underline{Y}_{9,5} & \underline{Y}_{9,7} & \underline{Y}_{9,9} & \underline{Y}_{9,11} & \underline{Y}_{9,13} \\ \underline{Y}_{11,1} & \underline{Y}_{11,3} & \underline{Y}_{11,5} & \underline{Y}_{11,7} & \underline{Y}_{11,9} & \underline{Y}_{11,11} & \underline{Y}_{11,13} \\ \underline{Y}_{13,1} & \underline{Y}_{13,3} & \underline{Y}_{13,5} & \underline{Y}_{13,7} & \underline{Y}_{13,9} & \underline{Y}_{13,11} & \underline{Y}_{13,13} \end{pmatrix}$$

$$\underline{Y}_{HK} = \begin{pmatrix} \underline{Y}_{1,2} & \underline{Y}_{1,4} & \underline{Y}_{1,6} & \underline{Y}_{1,8} & \underline{Y}_{1,10} & \underline{Y}_{1,12} & \underline{Y}_{1,14} \\ \underline{Y}_{3,2} & \underline{Y}_{3,4} & \underline{Y}_{3,6} & \underline{Y}_{3,8} & \underline{Y}_{3,10} & \underline{Y}_{3,12} & \underline{Y}_{3,14} \\ \underline{Y}_{5,2} & \underline{Y}_{5,4} & \underline{Y}_{5,6} & \underline{Y}_{5,8} & \underline{Y}_{5,10} & \underline{Y}_{5,12} & \underline{Y}_{5,14} \\ \underline{Y}_{7,2} & \underline{Y}_{7,4} & \underline{Y}_{7,6} & \underline{Y}_{7,8} & \underline{Y}_{7,10} & \underline{Y}_{7,12} & \underline{Y}_{7,14} \\ \underline{Y}_{9,2} & \underline{Y}_{9,4} & \underline{Y}_{9,} & \underline{Y}_{9,8} & \underline{Y}_{9,10} & \underline{Y}_{9,12} & \underline{Y}_{9,14} \\ \underline{Y}_{11,2} & \underline{Y}_{11,4} & \underline{Y}_{11,6} & \underline{Y}_{11,8} & \underline{Y}_{11,10} & \underline{Y}_{11,12} & \underline{Y}_{11,14} \\ \underline{Y}_{13,2} & \underline{Y}_{13,4} & \underline{Y}_{13,6} & \underline{Y}_{13,8} & \underline{Y}_{13,10} & \underline{Y}_{13,12} & \underline{Y}_{13,14} \end{pmatrix}$$

$$\underline{Y}_{KH} = \begin{pmatrix} \underline{Y}_{2,1} & \underline{Y}_{2,3} & \underline{Y}_{2,5} & \underline{Y}_{2,7} & \underline{Y}_{2,9} & \underline{Y}_{2,11} & \underline{Y}_{2,13} \\ \underline{Y}_{4,1} & \underline{Y}_{4,3} & \underline{Y}_{4,5} & \underline{Y}_{4,7} & \underline{Y}_{4,9} & \underline{Y}_{4,11} & \underline{Y}_{4,13} \\ \underline{Y}_{6,1} & \underline{Y}_{6,3} & \underline{Y}_{6,5} & \underline{Y}_{6,7} & \underline{Y}_{6,9} & \underline{Y}_{6,11} & \underline{Y}_{6,13} \\ \underline{Y}_{8,1} & \underline{Y}_{8,3} & \underline{Y}_{8,5} & \underline{Y}_{8,7} & \underline{Y}_{8,9} & \underline{Y}_{8,11} & \underline{Y}_{8,13} \\ \underline{Y}_{10,1} & \underline{Y}_{10,3} & \underline{Y}_{10,5} & \underline{Y}_{10,7} & \underline{Y}_{10,9} & \underline{Y}_{10,11} & \underline{Y}_{10,13} \\ \underline{Y}_{12,1} & \underline{Y}_{12,3} & \underline{Y}_{12,5} & \underline{Y}_{12,7} & \underline{Y}_{12,9} & \underline{Y}_{12,11} & \underline{Y}_{12,13} \\ \underline{Y}_{14,1} & \underline{Y}_{14,3} & \underline{Y}_{14,5} & \underline{Y}_{14,7} & \underline{Y}_{14,9} & \underline{Y}_{14,11} & \underline{Y}_{14,13} \end{pmatrix}$$

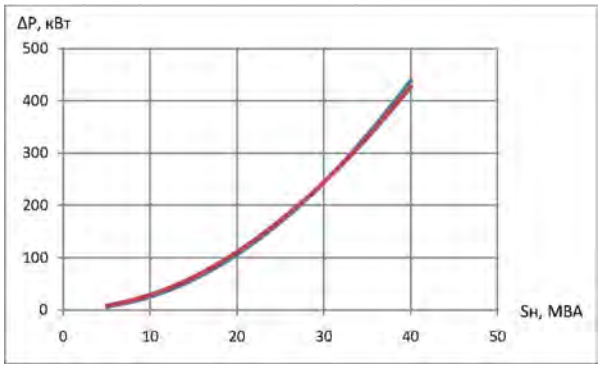
$$\underline{Y}_{KK} = \begin{pmatrix} \underline{Y}_{2,2} & \underline{Y}_{2,4} & \underline{Y}_{2,6} & \underline{Y}_{2,8} & \underline{Y}_{2,10} & \underline{Y}_{2,12} & \underline{Y}_{2,14} \\ \underline{Y}_{4,2} & \underline{Y}_{4,4} & \underline{Y}_{4,6} & \underline{Y}_{4,8} & \underline{Y}_{4,10} & \underline{Y}_{4,12} & \underline{Y}_{4,14} \\ \underline{Y}_{6,2} & \underline{Y}_{6,4} & \underline{Y}_{6,6} & \underline{Y}_{6,8} & \underline{Y}_{6,10} & \underline{Y}_{6,12} & \underline{Y}_{6,14} \\ \underline{Y}_{8,2} & \underline{Y}_{8,4} & \underline{Y}_{8,6} & \underline{Y}_{8,8} & \underline{Y}_{8,10} & \underline{Y}_{8,12} & \underline{Y}_{8,14} \\ \underline{Y}_{10,2} & \underline{Y}_{10,4} & \underline{Y}_{10,6} & \underline{Y}_{10,8} & \underline{Y}_{10,10} & \underline{Y}_{10,12} & \underline{Y}_{10,14} \\ \underline{Y}_{12,2} & \underline{Y}_{12,4} & \underline{Y}_{12,6} & \underline{Y}_{12,8} & \underline{Y}_{12,10} & \underline{Y}_{12,12} & \underline{Y}_{12,14} \\ \underline{Y}_{14,2} & \underline{Y}_{14,4} & \underline{Y}_{14,6} & \underline{Y}_{14,8} & \underline{Y}_{14,10} & \underline{Y}_{14,12} & \underline{Y}_{14,14} \end{pmatrix}$$

Коэффициенты $\underline{A}$, $\underline{B}$, $\underline{C}$, $\underline{D}$ уравнения состояния обобщённого четырёхполюсника в *A* и *B* формах могут быть определены по следующим выражениям:

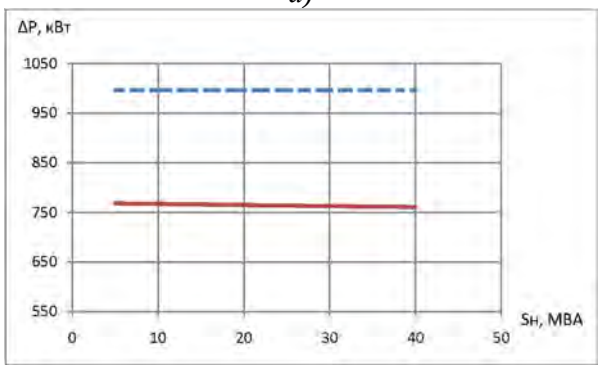
$$\underline{A} = \underline{YB}_{KH}^{-1} \cdot \underline{YB}_{KK}$$
$$\underline{B} = -\underline{YB}_{KH}^{-1}$$
$$\underline{C} = \underline{YB}_{HH} \cdot \underline{YB}_{KH}^{-1} \cdot \underline{YB}_{KK} + \underline{YB}_{HK}$$
$$\underline{D} = -\underline{YB}_{HH} \cdot \underline{YB}_{KH}^{-1}$$

III. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЁТА РЕЖИМА КОМПАКТНО-КОМБИНИРОВАННОЙ ЛИНИИ 110-35 КВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РАЗРАБОТАННОЙ МОДЕЛИ МВЛ

Для разработанной математической модели МВЛ в виде многопроводной схемы замещения произведена серия расчётов установившихся режимов компактно-комбинированной линии 35-110 кВ длиной 35 км с целью определения величин потерь активной мощности ΔP, соответствующих различным значениям мощности нагрузки цепи $S_н$. Для обеспечения сопоставимости результатов принято неизменное значение коэффициента активной мощности, равное *0,91*. Полученные результаты сравнивались с результатами расчёта аналогичных режимов рассматриваемой линии посредством традиционной однолинейной схемы замещения, не учитывающей ВСЦ (рис. 2).



а)

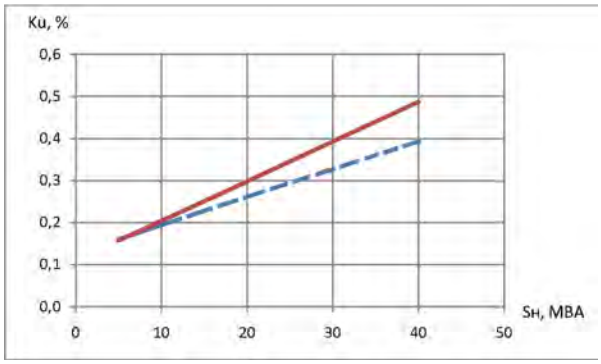


б)

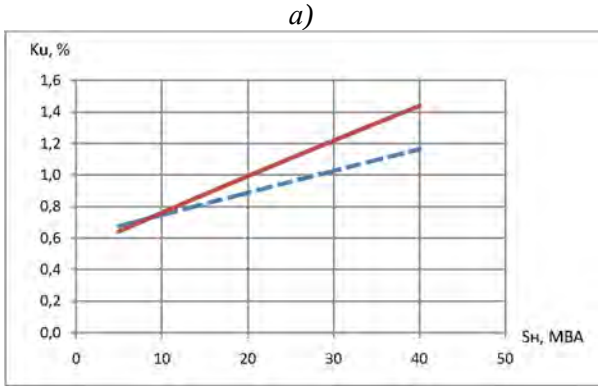
Рисунок 2. Результаты расчёта потерь активной мощности в цепи 110 кВ (а) и 35 кВ (б), выполненного с использовнием однопроводной (- - -) и многопроводной (–) схем замещения.

При сравнении полученных результатов с результатами расчёта по традиционной однолинейной схеме замещения (рис. 4) можно заметить, что относительная погрешность, возникающая при использовании однолинейных схем, достигает десятков процентов.

Для оценки несимметрии напряжения в тех же режимах можно воспользоваться показателями коэффициентов несимметрии по напряжению по обратной (K_{2u}) и нулевой (K_{0u}) последовательности (рис. 3), определёнными ГоСТ [10].



а)



б)

Рисунок 3. Результаты расчёта коэффициентов несимметрии напряжения в цепи 110 кВ (а) и 35 кВ (б) по обратной (- - -) и нулевой (–) последовательностям.

Необходимо отметить, что величина K_{0u} не нормируется для рассматриваемых классов напряжения, а значения K_{2u} в большинстве рассмотренных случаев не превышают допустимых, однако они накладывают ограничения на несимметричность нагрузки МВЛ. Кроме того, наличие фазной несимметрии напряжения при абсолютно симметричной нагрузке ещё раз подтверждает значительность параметрической несимметрии МВЛ.

На основании полученных результатов можно сделать вывод о том, что в расчётах электрических режимов двухцепных ЛЭП

большую роль играет несимметрия их первичных параметров, а допущение о симметрии МВЛ является источником значительных погрешностей в определении параметров её режима, что требует модификации расчётных моделей и алгоритмов современных программных комплексов анализа установившихся режимов.

Вопрос влияния ВСЦ на установившийся режим МВЛ требует дальнейшего изучения, однако можно утверждать, что при проектировании компактно-комбинированных линий и МВЛ с цепями одного класса, а также при разработке мероприятий по повышению их надёжности и энергоэффективности напряжения необходимо учитывать наличие ВСЦ и обусловленной ей трёхфазной несимметрии внутренних параметров.

LITERATURE:

[1]. Вайнштейн Л.М., Мельников Н.А. О возможности замены схем со взаимной индукцией эквивалентными без взаимной индукции // Электричество. – 1965. - № 5. – С. 16-18.

[2]. Гринберг Г.А. Избранные вопросы математической теории электрических и магнитных явлений. М.–Л.: изд. АН СССР. 1948. – 727 с.

[3]. Мисриханов М.Ш., Попов В.А., Якимчук Н.Н. и др. Взаимовлияние двухцепных воздушных линий и их воздействие на режим электрических систем // Электрические станции, 2001, № 2.

[4]. Астахов Ю.Н., Веников В.А., Зуев Э.Н. Повышение пропускной способности за счет рационального размещения проводов двухцепных линий электропередачи. – Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1965, № 6.

Евдокунин Г.А., Чуйков Ю.В., Щербачв О.В.

[5]. О целесообразном расположении фаз двухцепных воздушных линий для снижения пофазной несимметрии. – Электрические станции, 1980, № 3.

[6]. Солдатов В.А., Попов Н.М. Моделирование сложных видов несимметрии в распределительных сетях 10 кВ методом фазных координат // Электротехника. –2003. – №10. – с. 35–39.

[7]. Демирчян К.С., Нейман Л.Р., Коровкин Н.В. и др. Теоретические основы электротехники. Изд. 4 доп. Т. 2. Изд. Питер. – Спб. 2006. – 575 с.

[8]. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи: Учебник. –М.: Гардарики, 2006.

[9]. Ульянов С.А. Электромагнитные переходные процессы в электриче-ских системах. М.-Л. изд. «Энергия».1964. - 704 с.

[10]. ГОСТ 13109-97. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.

Contacts:

Alexander S. Vedernikov, Electrotechnical Department, Samara State Technical University,
Molodogvardeiskaya 244, 443100 Samara, Russia
Phone: +7-846-278-44-93, Fax: +7-846-242-37-89,
Email: vedernikovas@rambler.ru

Valery G. Goldstein, Electrotechnical Department, Samara State Technical University,
Molodogvardeiskaya 244, 443100 Samara, Russia
Phone: +7-846-242-38-91, Fax: +7-846-242-37-89,
Email: aees@rambler.ru

Natalia V. Podshivalova, Electrotechnical Department, Samara State Technical University,
Molodogvardeiskaya 244, 443100 Samara, Russia
Phone: +7-846-242-38-91, Fax: +7-846-242-37-89,
Email: little_np@bk.ru

Evgeny M. Shishkov, Electrotechnical Department, Samara State Technical University,
Molodogvardeiskaya 244, 443100 Samara, Russia
Phone: +7-846-242-37-89, Fax: +7-846-242-37-89,
Email: shishkov@smtp.ru

ВОПРОСЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-АНАЛИТИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ ДЛЯ ЗАДАЧ ИНТЕЛЛЕКТУАЛИЗАЦИИ УПРАВЛЕНИЯ РЕЖИМАМИ ЭЭС

V. Goldstein, I.Kosorlukov, Y.Kubarkov, A.Rigalov

THE USE OF INFORMATION-ANALYTICAL SYSTEMS FOR THE MODE CONTROL OF ELECTRIC POWER SYSTEMS INTELLECTUALIZATION TASKS

Abstract: In the article the topic of creation and development of intelligent power systems (IES) with an active-adaptive power grid is risen. Authors tell about the modern state of this technology, its advantages over older power systems and its perspectives. The all-round use of so-called SMART (Self Monitoring Analize Report Technology) GRIDS can become a new step in development of modern energy systems. In the article the use of information-analytical systems in these systems is reviewed.
Keywords: active-adaptive power grid, intelligent power systems, information-analytical systems

I. INTRODUCTION

At this moment in our country the direction associated with the application of smart technologies in the management of the exploitation, the state and modes of EPS is developed fast. In recent years, the world's electricity is determined by the direction of development based on the new concept of intelligent power systems (IES) with an active-adaptive power grid (AAS) and power systems.

They are united by the term SMART (Self Monitoring Analize Report Technology) GRIDS. Otherwise they are called - "smart"-intelligent networks and technologies. Unambiguous and widely accepted interpretation of the term does not exist yet. In various publications, Smart Grid is interpreted in different ways, but it is common ground - an innovative concept of power now and in the foreseeable future.

SMART GRID in terms of improving the power grid structure - an innovative implementation of an electrical network with the following characteristics and features:

- a fully interactive;
- having a network topology;
- has the most detailed information base: the quasistatic (reference data - NSI) and dynamic (maintenance) characteristics - the current mode settings, technical diagnostics and EMC hardware resources, development of economic indicators, production, transmission and consumption, its technical and commercial losses and unauthorized consumption, etc.).

Common functional-technological ideology of this concept most fully reflects the stated definition of IEEE Smart Grid concept as a fully integrated, self-regulating and self-healing power system, which has a network topology, and includes all generating sources, transmission and distribution networks and all types of electricity consumers, managed a single network of automated devices in real time.

Obviously, the optimal management of such networks can be achieved by combining the widely used mathematical methods with the capabilities of new information technologies that are supported by means of artificial intelligence in a way that advantages one up for the shortcomings of other complex tasks within the SCADA EPC at its different territorial levels.

When operating modes of power systems is necessary to consider the set of interconnected objects, such as information flow, automated dispatch control system (ADCS) at various levels, control system facilities, systems, protection, management and control, control in normal and emergency conditions, etc.

All this can be represented as the joint work of electric and an information network with intelligent nodes, which is processed the information and the adoption of local solutions.

The basis of the information network in the problems of operational mode control of EPS in real-time telemetry measurements are on the power flows on transmission lines, voltage levels at the sites and television signals about the state of the main equipment of the EPS.

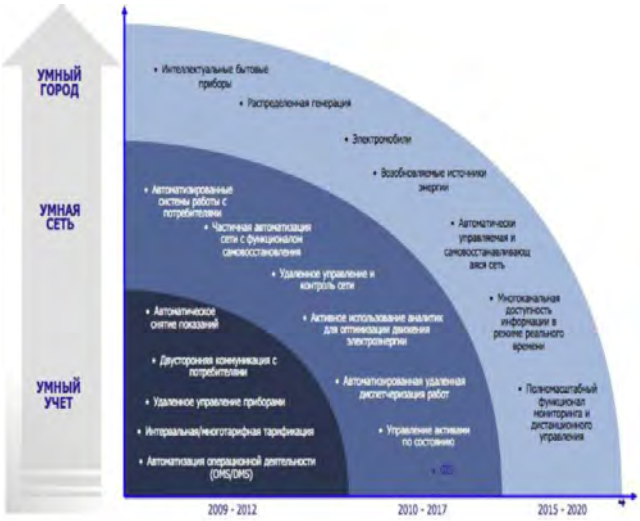


Fig. 1. Stages of implementation of EO in Russia

Analyzing stages of NEC in Russia (Fig. 1), can-vat stating that from a technical point of view of Smart Grid technology covers four main areas of innovation.

1. Cost-effective technologies for small and medium-generation, including alternative energy sources (wind, solar, tidal, geothermal and biological sources, etc.). In the mass exploitation of small and medium power generation in the power system becomes instead concentrated essentially distributed.

2. "Active-adaptive" electro technical networking equipment, unified by terminological FACTS - Flexible Alternating Current Transmission, that is able to flexibly change the characteristics of the transfer or conversion of electricity to the network optimization on several criteria: capacity, level of technological losses, power quality etc.

3. A new generation of automation (automated process control system, control system) and automatic (relay protection and automatic - RZA).

4. New information-technology systems for power systems control centers, which regulate power modes based on the new opportunities that provide the dispatcher distributed generation, active network equipment and substation and station automation. The modern level of computer technology allows us to solve very complex problems of optimization of the power system is almost at the rate of the real-time.

Many professionals and public and commercial structures see the following three stages in the implementation of the new concept of energy in Russia:

Record-wise - smart network - a smart city. A prerequisite of these stages and directions of industry development is the use in all positions of innovative equipment and technology, fully and comprehensively built on declared by the federal and regional leadership principles of energy efficiency, energy conservation and improve the reliability, sold in a market form of production relations

II.

1. Smart Accounting

In the Russian reality first and most important step in building an intelligent network should be the organization of «smart accounting» (Smart Metering). Foreign developers at such a resonant term implies a comprehensive process automation:

1) reading from the meters;
2) remote control devices of the account;
3) analysis of data collected.

"Smart" meters measure energy consumption, provide information for monitoring electric utilities, as well as pass it on to end users.

The advantages of smart meters.

• Remote to provide accurate data in a certain period of time sales companies and other participants in the electricity market

• Communication between the meter readings, energy companies or other market participant

• Ability to obtain and load the data for a large area, remote metering device configuration, diagnostics and software upgrade

• Establishment of the internal home network to transfer data to the control centre in real time

• Remote control power supply

2. Intelligent Network

In addition to the advantages already voiced there is one significant advantage: the gradual entry of sensors and communications equipment will increase significantly the observability of power network, up to full transparency. That will simplify and improve problem solving simulation. Because at the moment when solving problems of regime made a lot of assumptions and inaccuracies caused by incomplete or lack of relevant information. Given the necessary information, it is possible to quickly identify and correct the deviations from the norm, and error modeling and forecasting of electricity. Ideally, wherever there is a transfer of energy transfer of any kind must be passed along information.

Particularly acute is the issue of observability in the networks of 35 kV and below. At present, they are practically not monitored in real time. While evaluating these classes of power

systems not quite accurate information on the high voltage side is used, which is added to the assumptions of modeling. Having a complete, accurate and current information on the high side voltage and turns ratio on step-down substations, you can get an adequate and more accurate model of the network as a whole.

3. Smart City

At the mention of intelligent cities in the first place we are talking about intelligent appliances. Also refers to the whole smart buildings and homes. One of the world leaders in this area is the company Cisco.

Comparative characteristics of today's power system and the one based on the concept of Smart Grid

The energy system today	Power system based on the concept of Smart Grid
None or one-way communication between the elements	Two-way communication
Centralized generation - it is difficult to integrate distributed generation	Distributed generation
Topology - primarily radial	Topology - mostly network
Reaction to the consequences of an accident	Reaction on the accident prevention
Operation of the equipment until failure	Self monitoring and self diagnostics, prolonging equipment life
Manual recovery	Automatic recovery - "self-recovering network"
Exposure to system failure	Prevention of systemic accidents development
Hand and fixed allocation of network	Adaptive allocation of network
Inspection of equipment at place	Remote equipment monitoring
Limited power flows control	Power flows management
Unavailable or overdue information about the price for the consumers	Price available in real time

Intelligent networks are changing the processes of production, transmission, storage and consumption of electricity [1]

Existing energy complexes	**Intelligent network energy systems**
Centralized energy production. Monodirectional flow of energy. The production follows the consumption. The work is based on historical experience. Limited access to networks for new producers. Very limited conservation systems	Centralized and distributed power generation. Variables renewable energy sources. The consumer also becomes a producer. Bi-directional flow of energy. Consumption and production follow each other. The work is based on data in real time. Conservation on centralized and distributed levels.

4. Controlled electrical network model

One of the biggest challenges of intellectualization of modern power is the problem of modeling and management regimes of power systems, often requiring large amounts of data processing and then displays the results to the user.

Requires the development of information support for the entire set of data processing equipment stations, RU, substations, network, communications paths, loads, retrospective Institute ¬ formation about the various events, etc.

On modeling of electric power networks paid attention, starting from the first automated design (CAD) and automated systems for supervisory control (SCADA)-based computer. Models give the possibility to check the reality and the optimality of the design of individual

energy facilities and power system as a whole, as well as the reliability of the operating power by addressing specific technological challenges and comparative analysis of different design strategies and operational management to make decisions based on the state and the profile of its electrical network .

The present level of hardware and software already allows for automatic conversion of the task model in the calculation model for the calculation, while retaining the original settings, the status of equipment and switchgear considered mode power system. Such a universal model provides a quick solution to all of the technological challenges, analysis of the results and the timely production of the subsequent design strategy or operational management.

In this case, to solve technological problems and analyze results of the calculations would be best for a single accessible and understandable for designers and operational staff at various levels and various industrial services model. The model can be applied in operational practice as an electronic control board, as well as trainer-manager advisor.

It allows you to evaluate incorrect or missing data dostoverizatsii telemetry, and effectively detect false positives telemetry. The model can serve as the basis for operational process control switching mode voltage regulation and reactive power, the choice of the economic load distribution and accounting of electricity consumption in market conditions. Can be used as a graphical knowledge base personnel engaged in survey work, design and operation of transmission lines, substations, etc.

Experience shows that cost-effective solution when choosing a tool is an integrated approach, in which the entire set of these functions is implemented in the subsystems of the system of intellectual energy complex (IC EC), based on the technology of Smart Grid.

Based on the foregoing, it becomes obvious ¬ prominent need for a new generation of IP ¬, ¬ oriented complex solution of problem of automation of power supply systems, based on modern information technologies ¬ mation and technical means that are adapted to meet the challenges of exploitation, which is determined by:

- The basic goal of building such a system;
- requirements to architecture;
- principles of unity of the systems (interoperability);
- the overall costs and effectiveness of implementation options (for example, the payback period).

To address these challenges can be used integrated information-analytical system (IAS) "Pegasus" [3]. It consists of an informational ¬ but a reference system (INS), based on a database or databases (passport, re ¬ Monti, defects, test equipment), the boundary ¬ crystallographic interface and printing, clearing blocks in application programs, an integrated assessment technical whom ¬ state, on the basis of which with the help of artificial intelligence can be generated schedule and plan maintenance overhauls of equipment for these networks, aggregated estimates for their implementation, and others, as well as intelligent user interface (Fig. 3). This system is integrated with the graphically editor of the "Modus", and many units have a single functional structure.

III. *PURPOSE OF THE DEVELOPED SYSTEM*

- Provide information about staff composition and characteristics of the equipment installed electrical system, its current status, consumption and loss of electricity, and other technical characteristics of generalized principal activity.
- Information must be called directly from the scheme.
- Access to the schemes - from any location enterprise network.
- Provide production engineering personnel services by means of reliable and intuitive display and control of specific equipment for substations (TS) and distribution networks (MS), secondary circuits and devices, accounting systems, remote control, and communications.
- Providing background information, account means defects, abnormalities of applications, duty, rights, etc.
- Address calculation and analytical tasks management mode power system engineering staff industrial services.
- Maintenance of dispatching personnel information about the current status of the equipment power supply system. The use of a single library schemes in the simulator of operational switches, operational log and operative-informational complex



Fig. 2. Block diagram of IAS "Pegasus".

When using the structure and Smart Grid technology in electric networks of information-analytical system (IAS) "Pegasus" can take on the next set of tasks:

The Smart Grid subsystem:

• Remote network management;
• Automatic network management;
• Optimization of losses;
• Recording and analysis of accidents and technical violations;
• Optimizing the normal operating mode and planning;
• Organization of diagnostics equipment;
• Organisation of maintenance and repair;
• Management and organization of human resources.

The Demand Response subsystem:

• Control and regulation of individual nodes load;
• Interval billing;
• Accounting and organization of storage of electricity;
• Using the Common Information Model standards and UNEG.

The proposed system implements open multi-tier system that combines the functions of the technological and industrial and technical business management of power grids and providing the most accessible information environment for operational services in the operational integration of the equipment power supply system 0,4-500 kV and calculated modes of operation.

IAS concept of an open system "Pegasus" suggests the possibility of virtually unlimited expansion of its technological blocks and modules, as well as a variety of information databases, essential for the management of energy companies in making informed technical and economic decisions and activities.

IAS "Pegasus" can be integrated with corporate planning, economic, geographic information and dispatching and accounting systems and power quality control. In case of partial or complete absence of these systems, IAS implements a minimum set of functions.

LITERATURE:

[1]. The National Energy Technology Laboratory: «A vision for the Modern Grid», March 2007.
[2]Путь к созданию «Интеллектуальных сетей». Взгляд Accenture. 2009.
[3]Koubarkov Y., Goldshtein V. Usage of graphic systems for the solution of technological problems of control by operational modes both availability index of product of electric equipment of electrical networks and electrical power systems. 11th International conference on electrical machines, drives and power systems, ELMA 2005, Sofia, Bulgaria.

Contacts:

Kosorlukov Igor, Electrotechnical department, Samara State Technical University,
Molodogvardeyskaya str., 244, 443100, Samara, Russia
Phone: +7-927-202-11-75,
Email: kosorlukov@hotmail.ru

DESIGN AND SIMULATION OF AN INTEGRATED CONSTANT VOLTAGE BASED PERTURB & OBSERVE ALGORITHM FOR RAPID MPPT DETECTION OF A PHOTOVOLTAIC PANEL USING BUCK-BOOST CONVERTER

Ahmed Al Mansur, S.M. Ferdous, Mohammad Rokonuzzaman, Muhammad Towhidur Rahman, Md. Ashraful Hoque

Abstract: Maximum Power Point Tracking (MPPT) is widely used control technique to extract maximum power available from the photovoltaic (PV) module. Since the solar cells have non-linear I-V characteristics, the energy conversion efficiency of PV module is very low and at a particular instant power output depends on solar insolation level and ambient temperature, the maximization of power output with greater efficiency is of special interest. Moreover there is a substantial amount of power loss due to mismatch of source and load. So, to extract maximum power from solar panel a MPPT is needed to be designed. The objective of the paper is to present a novel constant voltage based perturb and observe algorithm for rapid MPPT detection of a photovoltaic panel at any kinds of rapidly changing environmental conditions. The proposed controller scheme utilizes PWM techniques to regulate the output power using buck-boost converter to reduce cable conductor size as well as the transmission losses and simultaneously controls the charging process of battery. For the feasibility study, parameter extraction, model evaluation and analysis of converter system design, a MATLAB/Simulink model is developed and simulated for a typical 60W solar panel. Finally, the proposed MPPT technique is compared with the conventional techniques at different solar insolation level. The resulting system has high-efficiency, very fast tracking speed and can be easily modified for introducing additional control function for further development.

Keywords: Buck-Boost Converter, Solar Insolation, Photovoltaic Panel, PWM Technique.

I. INTRODUCTION

The word photovoltaic (PV) literally means conversion of sunlight directly to electricity. It is clean, easy maintenance and long lifespan (>25 years) characteristics gained a lot of attention in the recent decade. The annual growth of solar energy installation nowadays is around 30% and this number is still climbing [1]. A typical photovoltaic system consists of two major parts: the solar panels that generate DC power from sunlight, and the power electronics that convert DC into standard AC voltages. Most solar cells on the market can achieve 13 ~ 15% of energy conversion, and over 20% in lab environments [2]. While research goes on to improve the PV cell efficiency, it is fundamentally the power electronics that provide controllability over this renewable energy source. In particular, good control to track the maximum power that the PV cells can provide is critically important because the photovoltaic energy is subject to weather changes, and the amount of electricity produced by solar panels is highly unpredictable throughout the day.

There are many issues concerning the development of a practical PV system, e.g., energy conversion, grid connection, etc. In this paper we will only focus on one particular power control technique, that is, maximum power point tracking (MPPT). Due to the mismatch between load line and operating characteristic of the solar cells, the power available from the solar cells is not always fully extracted [3]. This can be demonstrated by Figure 1 below. Maximum power point tracking (MPPT) is a control technique to adjust the terminal voltage of PV panels so that maximum power can be extracted.

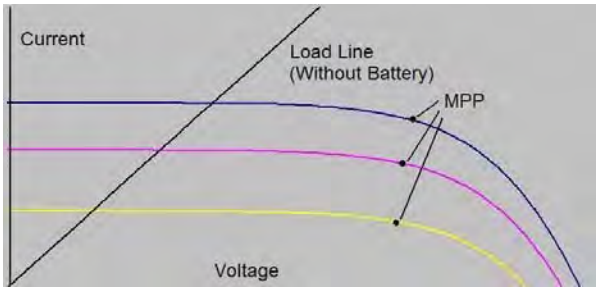


Figure 1. Load Line and Solar Cell Characteristic

The location of the maximum power point, or MPP, is subject to the sun's irradiance and therefore must be tracked continuously during

operation. Several MPPT algorithms have been developed in the recent past, three most commonly used ones are:

a) Perturb and Observe method (P&O)
b) Incremental Conductance method (InC)
c) Constant Voltage method (CV)

Each method has its own advantages and disadvantages. The detail of each method will be explained in section II. The aim of this research is to develop a new MPPT algorithm combining CV and P&O methods. The algorithm can be constructed in a graphical format and simulated under MATLAB/Simulink environment. Finally a comparison of efficiency has been done between the proposed methods with the conventional methods.

II. MPPT ALGORITHMS

The weather and load changes cause the operation of a PV system to vary almost all the times. A dynamic tracking method is necessary to ensure maximum power is extracted from the PV arrays. The following algorithms are the most fundamental MPPT algorithms, and they can be developed using micro controllers.

1. Perturb and Observe Method

The Perturb and Observe method (P&O) is the most commonly used MPPT method because of its simplicity [4]. Figure 2 below shows the Power-Voltage curve of a typical PV array. During the operation, the terminal voltage is continuously perturbed and power is measured. If the power increases due to a perturbation of voltage to a given direction, it indicates the operating point is moving towards MPP. Therefore the voltage should be changed in the same direction in the next cycle. If the power decreases, it indicates the operating point has passed the MPP and must be changed in the opposite direction.

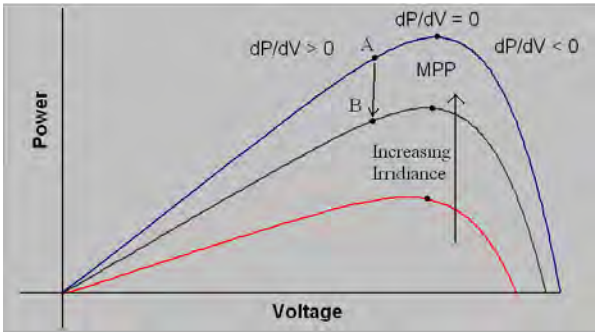


Figure 2. Power-Voltage Curve of PV array

One problem with the P&O method is that the true MPP can hardly ever be achieved due to the continuous perturbation. The operation point will swing around the MPP but will hardly stay there. Moreover, the P&O can lose track of MPP under fast changing weather condition. For example, if there was a sudden drop in irradiance, say from point A to point B. This drop in power, although not caused by the change of the terminal voltage, the algorithm will simply fail to interpret the operation, and will therefore further reduce the voltage in the wrong direction, resulting in more power losses.

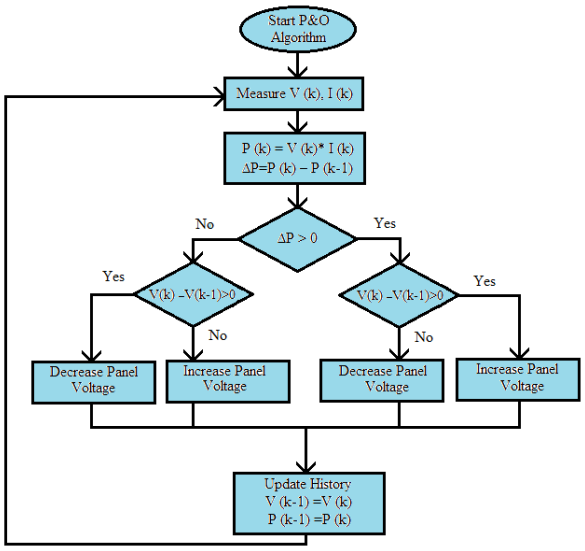


Figure 3. Flowchart of P & O Algorithm

The P&O algorithm [6] has the advantage of simple software and hardware realization. In this pioneering implementation, the reference voltage [Vref = V(k)] is perturbed in an arbitrary direction and the power levels of two consecutive samples are compared. Depending upon the sign of the power change, the direction for further perturbation is decided. A feedback control loop ensures that the output voltage tracks its reference. The following equation is followed to locate the voltage at which the MPP is reached

$$V(k) = V(k-1) \pm C \qquad (1)$$

Where, k and $k-1$ are the present and the previous instants, and C is the perturbation step.

Essentially, any implementation of the P&O algorithm including the two basic implementations discussed earlier will inherit the dynamics versus tracking tradeoff. Large step size "C" in the aforementioned equations leads to oscillations at the steady-state and continuous power loss, while a reduction in the step size impairs the dynamics of the converter and leads to poor utilization of the solar cells. This tradeoff is evident from Fig. 4, which shows the startup of the tracker at a different step size. The step size is inferred from the power trace and is indicated by ΔD in Figure 4. It is observed that, when the step size is 1.4%, the time taken to reach a steady state

near the MPP is very long but steady-state oscillations are minimized. On the other hand, if the step size is increased to 2.6%, the system latches up to MPP very quickly, but there is a considerable amount of steady-state power loss due to continuous oscillations.

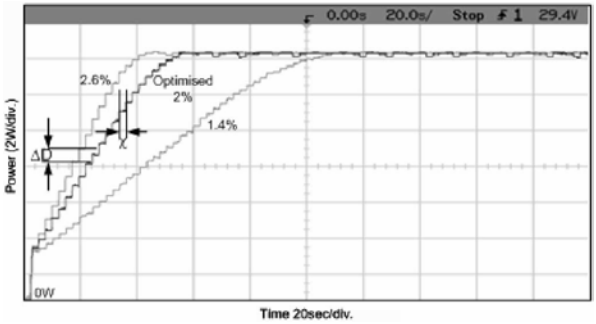


Figure 4. Startup and steady-state performance of P&O algorithm at C = 1.4%, at C = 2.6%, and optimized at step size of 2%.

Optimized step size, in terms of tracking time and power drawing capabilities, is found, by trial and error, to be 2%. To take care of this tradeoff, variants of the classical P&O have been proposed by introducing variable search steps [7]. The algorithm is given as

$$\mathrm{V(k)} = V(k-1) \pm \Delta D * \frac{|P(k)-P(k-1)|}{|V(k)-V(k-1)|} \qquad (2)$$

Where, the perturbation step is variable, not constant, will help to detect fast maximum power point.

2. *Incremental Conductance Method*

The incremental conductance method (IncCond) has the advantage over P&O method in that it calculates the direction of the perturbation without constantly varying the voltage. The operating principle of incremental conductance method is based on the following characteristic of the P-V curve that can be shown by Fig 2.1. [5]

I/V > dI/dV for dP/dV > 0
I/V < dI/dV for dP/dV < 0
I/V = -dI/dV for dP/dV = 0

The relationship between I/V and dI/dV determines the direction of the perturbation. The incremental conductance is capable of identifying whether the MPP is reached or not. Once the MPP is reached the perturbation action stops, and it starts again only when I/V and dI/dV are not equal.

The incremental conductance method can track the MPP with higher precision, and it has higher accuracy under fast changing weather conditions compared to the P&O method. However it requires more calculation process and thus slows down sampling speed. This method also requires extra sensors in order to measure the current and voltage.

3. *Constant Voltage Method*

The Constant Voltage method (CV), also in some literature called Open voltage Ratio method, uses the fact that the MPP voltage at different irradiance is approximately equal, as shown in Figure 3 below.

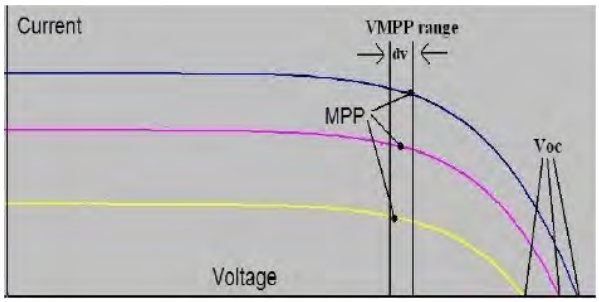


Figure 5. Constant Voltage Method

V_{OC} is the open circuit voltage of the PV panel. V_{OC} depends on the property of the solar cells. A commonly used V_{OC}/V_{MPP} value is 76% [8]. This relationship can be described by equation 2.1 below:

$$Vmpp = k * Voc \qquad (3)$$

Where, k ≈ 0.76 in this case.

The solar panels are constantly disconnected from the converter for a short period of time for V_{OC} measurement. The operating voltage of the MPP is then set to 76% of the measured V_{OC}. The major advantage of this method is that the MPP may be located very quickly. However at the same time this method suffers from low accuracy, because the VOC is also affected by the temperature of the solar cells which may change the V_{OC}/V_{MPP} ratio significantly. Any small deviation of the V_{OC} after the sampling can cause large difference in tracking the MPP during that sampling period. Moreover, power is lost during the short sampling time, further reducing the efficiency of constant voltage method.

4. *Proposed MPPT Method*

As explained previously, an MPPT controller is important for a PV system in order to increase the PV system efficiency. The principle of the proposed MPPT algorithm is to calculate the optimal reference output voltage that ensures the PV system is operated at its MPP. The entire system module can be represented in blocks as shown in Figure 6.

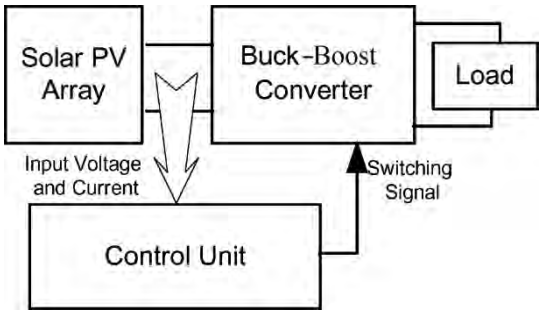


Figure 6. Block diagram representation of the total PV module. The control unit is the brain of the system executing the MPPT algorithm

The implementation steps of the MPPT controller can be summarized in steps as follows:

Step 1: At first measure panel open circuit voltage, set $V_{OC} = V_{IN}$ of the Converter, now for Constant Voltage Method $V_{MPP} = 0.76*V_{OC}$, So for constant charging voltage 14.6 (for 12V battery) set as Buck-Boost Converter Duty Cycle,

$$D = \frac{14.6}{14.6+0.76Voc} \quad (4)$$

Step 2: The PV voltage, V (k) and the PV current, I (k) are measured and applied to the MPPT controller as input signals. And PV power is calculated at the sample time k as below:

$$P(k) = I(k) * V(k) \quad (5)$$

Step 3: Set the Initialization routine as P=P (k-1); V=V (k-1); D=D (k-1); ΔD=0.01and apply the Converter Duty Cycle,

$$D(k) = \mathrm{D(k-1)} + \Delta D \quad (6)$$

This step increases the output voltage (irrespective of MPP) to detect the point where the PV panel is operating (i.e. on the +ve slope or on the –ve slope of the Power- Voltage curve).

Step 4: Again measure the PV current, voltage, power and set P=P (k), V=V (k), Calculate

$$\Delta P = P(k) - P(k-1) \quad (7)$$

$$\Delta V = V(k) - V(k-1) \quad (8)$$

$$\frac{\Delta P}{\Delta V} = \frac{P(k)-P(k-1)}{V(k)-V(k-1)} \quad (9)$$

Step 5: Set ΔP/ΔV= α; D (k) =D (k-1) Conditioning on α shown as Flow Chart set ΔD;

$$D(k) = \mathrm{D(k+1)} + \Delta D * \alpha \quad (10)$$

Where, $\Delta D = 0.005$; for $\alpha > 0$

$\Delta D = 0$; for $\alpha = 0$

$\Delta D = -0.005$; for $\alpha < 0$

Step 6: For P&O method we know,

$V(k) = V(k-1) \pm C$

$D(k) = D(k-1) \pm C$

Where C= *Vstep* ; is the perturbation step.

$$C = \Delta D * \alpha \quad (11)$$

Step 7: To generate a required duty cycle D (k) and a 20 kHz fixed frequency PWM is applied to the driver of the IGBT.

Step 8: The previous steps are repeated until reaching the PV optimal operating points.

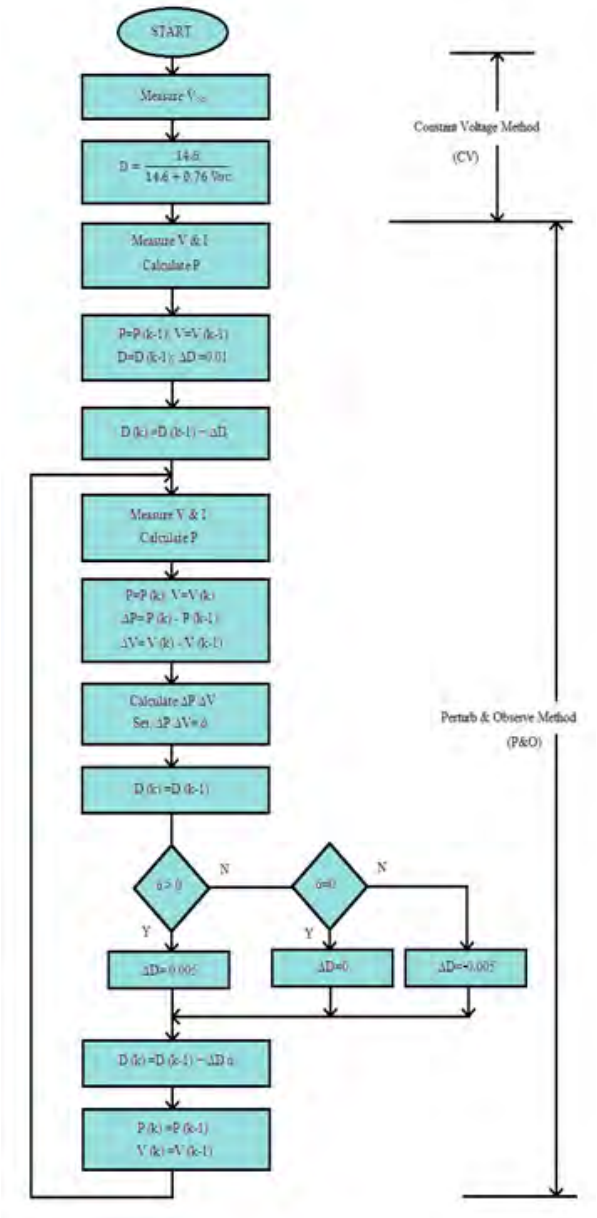


Figure 7. Flowchart of Proposed Algorithm

It is worth noting that the fixed *V*step in the P&O algorithm is changed in this work to a variable *V*step in order to improve the MPPT efficiency. *V*step is varied according to the PV power slope

as follows: (i) *V*step is increased if the power slope is high; (ii) *V*step is decreased if power slope remains constant. It is concluded that the variable Perturbation step method can decrease the oscillation in the PV operating points [9]. It is important to calculate the trigger frequency of the MPPT algorithm accurately in order to allow the PV system to reach a steady state under variations of reference voltages. In this research, the MPPT algorithm is triggered at a frequency of 7 Hz. This means that the MPPT program runs 7 times per second. The schematic circuit arrangement is represented in Figure.8. The MPPT algorithm is to be implemented and executed by a Microcontroller. Using the algorithm and evaluating the operating condition of the panel a necessary switching signal will be generated using the built-in PWM feature of microcontroller.

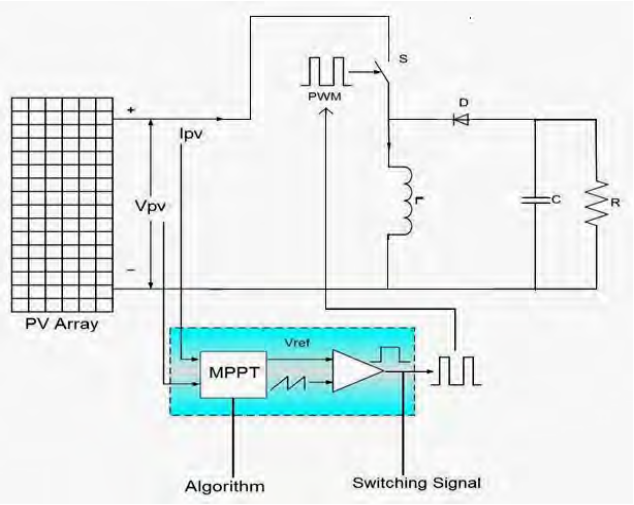


Figure 8. Schematic representation of the system model using the proposed algorithm

5. *Simulation Results*

All methods were simulated with the same buck-boost converter block (figure 9) under the same loading and weather conditions. Full sunlight (1kW/m^2) and partial cloudy (0.5kW/m^2) conditions were used to test the algorithms. The results are shown in the following figures. In Figure 9. the conventional oscillating output power from a PV panel is obtained using conventional P & O method where as Figure 10. shows the power produced by a panel with the proposed algorithm. Both the diagrams show the tracking performances under full sunlight conditions. It is clearly observable that, the proposed algorithm is superior as the oscillation about the Maximum power point is very negligible (almost zero). This is due to the fact that, the proposed algorithm is the combination of two MPPT techniques that enables the system to track the MPP or a point very close to MPP at the very beginning of the iteration and secondly, the small step size of duty cycle increment will help to detect the MPP precisely and accurately. Due to the precision of the algorithm the oscillation about the MPP is diminished or negligible. As a result the algorithm offers a very high efficiency and superior to any conventional methods of tracking MPP.

6. *Evaluation*

For the P&O method, it can be seen that some oscillation occurs around the MPP at figure 7. The magnitude of oscillation depends on ΔD, the duty step size. To reduce the power loss caused by the oscillation, the duty step size need to be adjusted dynamically according to different weather conditions.

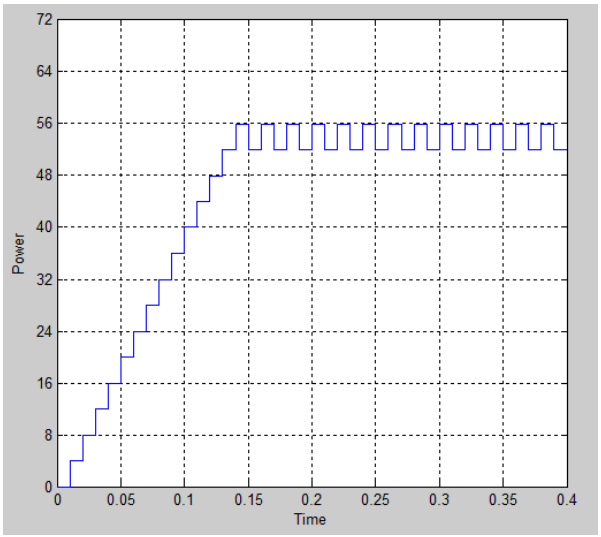


Figure 9. Power produced by conventional P&O method

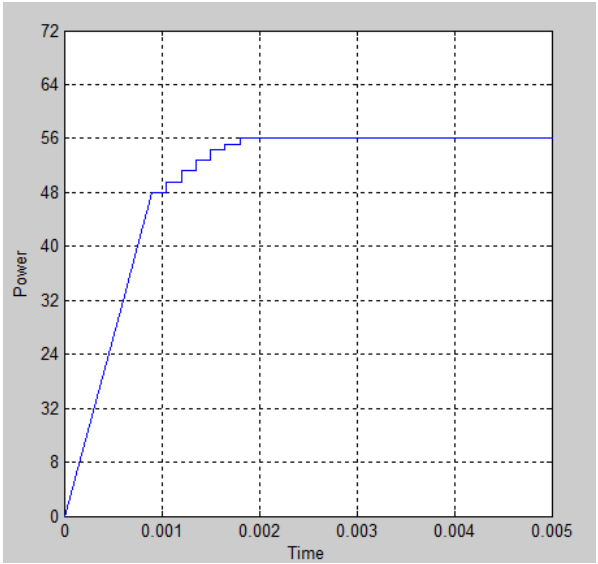


Figure 10. Power produced by Proposed Method

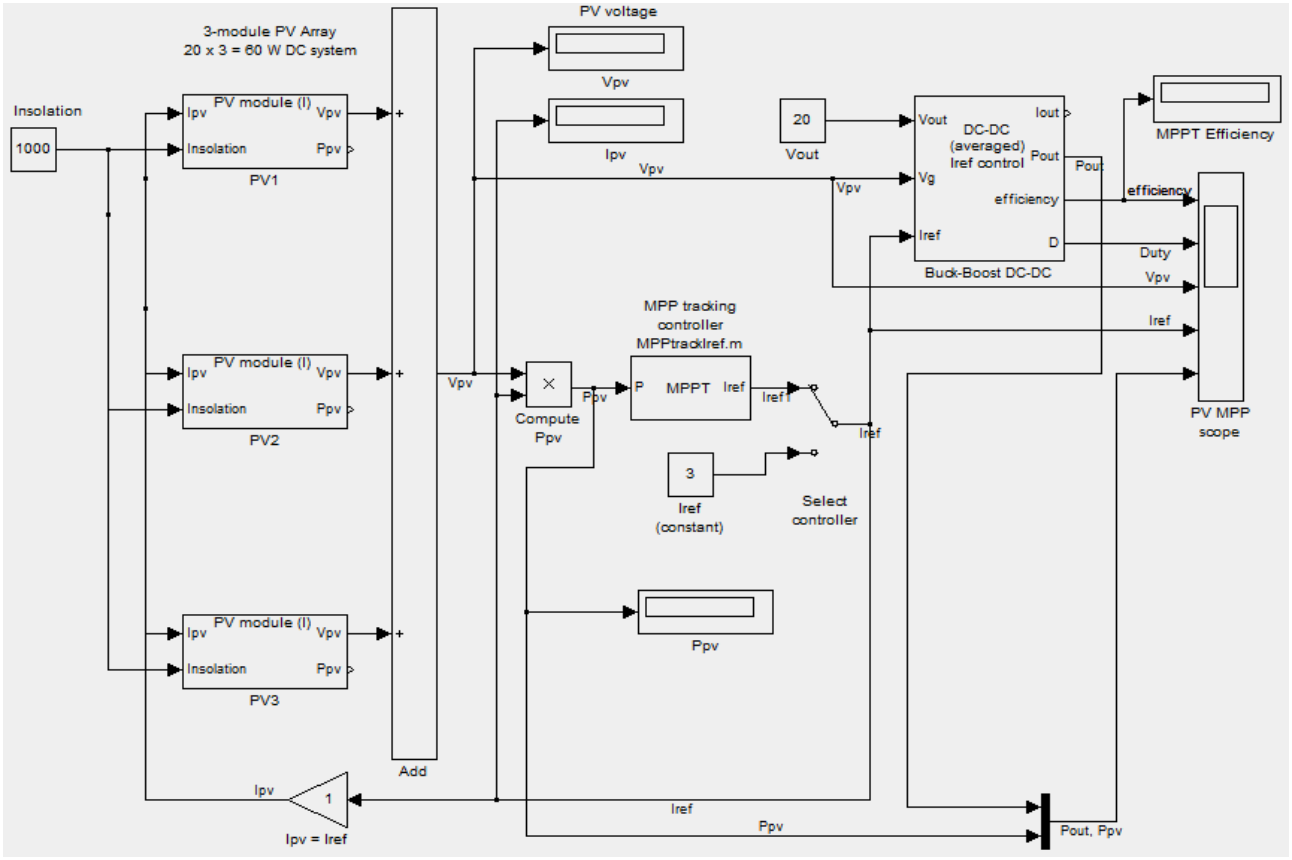


Figure 11. Simulink Model of MPPT PV System

Longer sampling period can be used if weather condition is constant. Proposed method (combining CV and P&O methods) has dramatic fast tracking capability also very less oscillation as demonstrated by figure 8. The efficiency is shown as below:

$$\text{MPPT Efficiency } \% = \frac{Pout}{Pavailable}$$

The efficiency of t he three methods under two different weather conditions can be summarized in Table 1 below:

Weather	P&O	InC	CV	Proposed
Full Sun	91.4%	94.6%	95.7%	94.7%
Partial Cloudy	95.6%	94.9%	75.0%	96.1%

TABLE 1
COMPARISION OF EFFICIENCY

A comparative analysis among different MPPT algorithms has been tabulated in Table 2. for different operating parameters and major characteristics of Photovoltaic module:

MPPT Techniques	P&O	InC	CV	Pro-posed Tech.
PV Array Depending	No	No	Yes	Yes
True MPPT	Yes	Yes	No	Yes
Analog or Digital	Both	Digital	Both	Both
Periodic Tuning	No	No	Yes	No
Convergence Speed	Varies	Varies	Medium	Varies
Implementation Complexity	Low	Medium	Low	Low
Sensed Parameters	V, I	V, I	V	V, I

TABLE 2
MAJOR CHARACTERISTICS OF MPPT TECHNIQUES

7. *Proposed Testing Platform*

Up to date control block design has been finished (figure 9) and simulation study has been completed to verify the capability of each methods. Future work will include testing the

methods on phy sical circuits. Modification to each method will also be made in order to improve the efficiency. JUDY solar panels (60W) will be used in the practical experiments.

III. CONCLUSIONS

MPPT control algorithms that are available in the literature (P&O, InC, CV, CC, Fuzzy logic based etc) are discussed and a combination of constant voltage (CV) and perturb and observe (P&O) method based MPPT were proposed. The proposed system is simulated using MATLAB/Simulink software package. The preliminary results have demonstrated satisfactory results and a comparison have been made with the proposed method to the other methods which show that the proposed method is faster and produce less oscillation around MPP than P&O. Finally, as expected, the physical circuits will also give the increased efficiency for the integrated Constant Voltage based Perturb & Observe Algorithm. Since the inception of PV technology many algorithms for tracking the MPP have been proposed, evolved and implemented. And it has been found that for improvement in performance, the complexity of the algorithm is increased. But the proposed algorithm offers much simplicity compare to any advanced algorithm with almost same level of performance and effectiveness.

LITERATURE:

[1]. NZPVA Info sheet #1. [Online]. Available: http://www.photovoltaics.org.nz/infosheets.html [15th April 2006]

[2]. NZPVA Info sheet #2. [Online]. Available: http://www.photovoltaics.org.nz/infosheets.html [15th April 2006]

[3]. Swiegers W., Johan H. R. Enslin, (1998) An Integrated Maximum Power Point Tracker for Photovoltaic Panels. [Online], Available: IEEE Explore database. [20th July 2006]

[4]. Hussein K. H, Muta I., Hoshino T., Osakada M., Maximum Photovoltaic Power Tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions. [Online], IEE Proceeding of Generation, Transmission and Distribution, Vol 142, No. 1 Jan 1995. [20th July 2006]

[5]. Wang X. (2004), Control Design for Distributed Photovoltaic Systems. Masters Thesis, University of Auckland.

[6]. Hua C., Lin J., and Shen C., "Implementation of a DSP-controlled photovoltaic system with peak power tracking," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 45, no. 1, pp. 99–107, Feb. 1998.

[7]. Huynh P. and Cho B. H., "Design and analysis of a microprocessor controlled peak-power-tracking system for solar cell arrays," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 32, no. 1, pp. 182–190, Jan. 1996.

[8]. Hohm D.P., Ropp M.E., Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Algorithm Using an Experimental, Programmable, Maximum Power Point Tracking Test Bed. [Online], Available: IEEE Explore Database [12th July 2006]

Contacts:

Ahmed Al Mansur, Department of Electrical and Electronic Engineering, Islamic University of Technology (IUT, OIC), Gazipur, Bangladesh.
Phone: +88-02-01715020314
Email: mansur.iut@gmail.com

S.M. Ferdous, Department of Electrical and Electronic Engineering, Islamic University of Technology (IUT, OIC), Gazipur, Bangladesh.
Phone: +88-02-01912669030
Email: tanzir68@gmail.com

Mohammad Rokonuzzaman, EEE Department, Islamic University of Technology (IUT, OIC), Gazipur, Bangladesh.
Phone: +88-02-01719338349
Email: rokon.iut@gmail.com

Muhammad Towhidur Rahman, Lecturer of Electrical and Electronic Engineering (EEE) Department, The University of Asia Pacific, Dhaka, Bangladesh.
Phone: +88-02-01722239363
Email: jim.rony@gmail.com

Dr. Md. Ashraful Hoque is with the EEE Department, Islamic University of Technology (IUT, OIC), Gazipur, Bangladesh.
Phone: +88-02-01735444474
Email: ahoque62@yahoo.ca

DETERMINATION OF THREE-PHASE TRANSFORMER REACTANCES WITH 3D FINITE ELEMENT METHOD

Mihail Digalovski, Lidija Petkovska, Krste Najdenkoski

Abstract: In this paper is presented analysis of electromagnetic fields in three-phase power transformer using three dimensional Finite Element Method (3D FEM). Also is presented the methodology for determination of transformer reactances.
Keywords: Three-Phase Transformer, 3D Finite Element Method (3D FEM), Reactances, Magnetic Field.

I. INTRODUCTION

When designing a transformer, it is very important the exact determination of magnetizing and leakage inductances (reactances) of it. Because the reactances are parameters of the "T"-equivalent scheme of transformer, their values will greatly depend on the transformer working characteristics and its behavior both in stationary and in the transient regimes.

Numerical calculation of transformer reactances is most complex Finite Element Method-problem, but it is also unique enough accurate method for design and analyzing of three-phase transformers. For determination of reactances can be used analytical methods. But they are applicable for a small number of electrical devices with simple geometric topology. Also in analytical calculations is made certain approximations, which then affect the accuracy of the results.

Also that reactances can be determined by experimental methods. But even here there are reasons that prevent their application. Namely to determine experimentally reactances should be made a prototype of the transformer; and if it is done would require special equipment that would have made some tests. This in most cases is economically viable because it requires large financial resources.

From here is hence the conclusion that from all above mentioned methods for determining transformer reactances, most useful is a numerical method (3D FEM).

Since the problem to be analyzed is three-dimensional, first for the transformer which is subject for research is made simulation model in the 3D FEM software. The model is made based on the geometric dimensions of the transformer and material from which it is made. Data are obtained from the manufacturer's design documentation. Obtained values for transformer reactances by simulation are compared with those values that are experimentally derived from the test protocol for the original transformer. This is done in order to verify the accuracy of simulation model and results for reactances obtained from simulation to consider relevant.

II. 3D FEM ANALYSIS OF THE THREE-PHASE TRANSFORMER

1. Analyzed object

The object of study is a three-phase (three-leg core type; oil immersed) distribution transformer, from the production program of "EMO" transformer factory (Ohrid, Macedonia), type ETN 50-10/0.4, with winding configuration Yz_n5. The rated data of the transformer are: S_n=50 kVA; U_1/U_2=10/0,4 kV; S_i=12 kV; I_1/I_2=2,89/72,2 A; u_{kn}=4 %; f_n=50 Hz; p=±2x2,5 %; Yz_n5. Transformer is presented on Fig. 1.



Figure 1. Three-phase transformer

2. 3D-Simulation model

The first step of the finite element modeling is to construct a three dimensional model of the three-phase transformer.

Transformer model is drawn directly into the 3D FEM software and is presented in Fig.2.

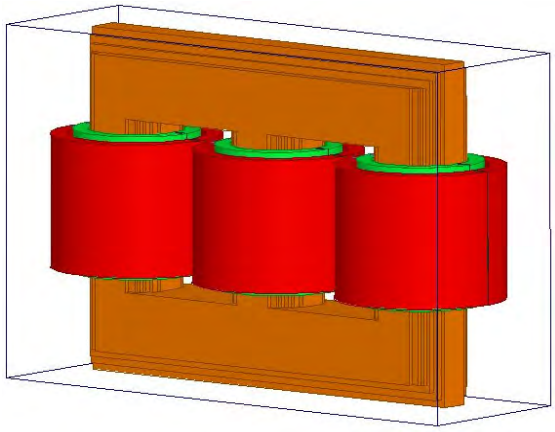


Figure 2. 3D-Simulation model of the three-phase transformer

The model is made in accordance with the geometry of the transformer. Transformer core is brown colored, low voltage windings with green color and high voltage windings with red. Three dimensional framework is representation of transformer box in which electromagnetic phenomena are considered. For all parts of the transformer in the input database are listed relevant materials from which they are made. Windings are defined with number of turns and cross section area; for transformer core the exact magnetizing characteristic is loaded. Also is taking in consideration lamination of the transformer core and stacking factor of it. Boundary conditions are defined on the surface of transformer tank and that limited part of space is domain of interest. They are of the Dirichlet type (I order) and are set on the outer surfaces of the domain. Also that tangential component H_t of the magnetic field vector is a continuous function, while the normal component H_n is zero. This means that magnetic field lines will be parallel to the border area. On Fig. 3 is presented magnetizing characteristic of transformer core.

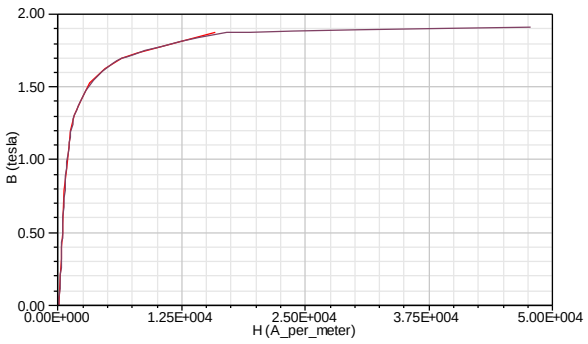


Figure 3. Magnetizing characteristic of transformer core

In order to provide correct numerical computational results for reactances, the mesh in the region of interest should be with high density. Meshed model of transformer is presented in Fig.4. The total number of finite elements is 120667.

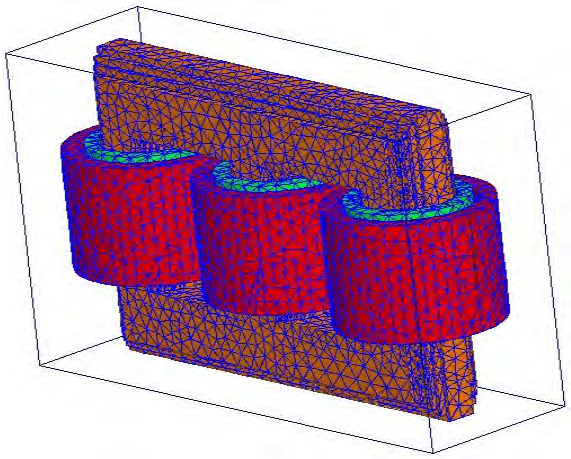


Figure 4. Meshed model of the three-phase transformer

3. Magnetic field distribution

After completion of preprocessor phase and transformer discretisation with mesh of finite elements, the model is ready for processing. At this phase Maxwell's equation system to solve numerically and its solution is obtained magnetic field intensity H for each individual finite element. By association of all the values is obtained distribution of the magnetic field in the domain. Through the magnetic field intensity H can be expressed magnetic flux density B and its distribution (as a range of colors) is presented on Fig. 5. Obtained magnetic flux density distribution is for rated load of the transformer.

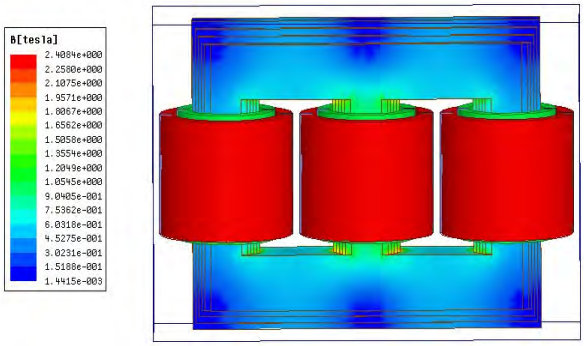


Figure 5. Magnetic flux density distribution at rated load of transformer

On Fig. 6 also shows the distribution of magnetic flux density B, except that here are shown equipotential surfaces and the direction of the vector B.

Once obtained the distribution of magnetic field in the analyzed object, processor phase is completed and in software postprocessor can make a variety of analysis (such as determining the transformer inductances), which will be discussed in next subsection.

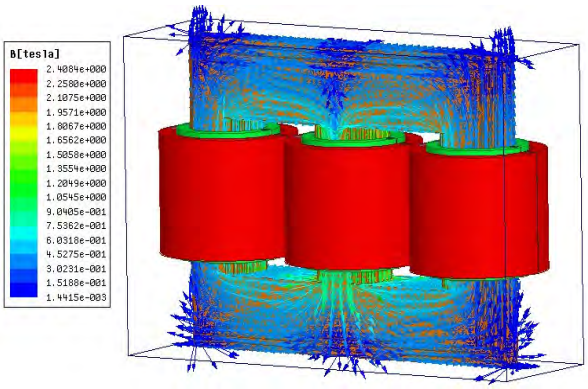


Figure 6. Magnetic flux density distribution with direction of vector B

4. *Determination of transformer inductances / reactances*

For linear magnetic circuits (μ=const; L_{ij}=const) with n-number of coupled windings, the total magnetic flux covered by each of windings is determined by the following matrix equation:

$$(1) \qquad \left[\tilde{\Psi}\right] = \left[\tilde{L}\right] \cdot \left[\tilde{I}\right]$$

, where is:

$\left[\tilde{\Psi}\right]$ - matrix of magnetic fluxes

$\left[\tilde{L}\right]$ - matrix of inductances

$\left[\tilde{I}\right]$ - matrix of currents

If the equation is shown in extended form is obtained:

$$(2) \qquad \begin{aligned} \Psi_1 &= L_{11} \cdot I_1 + L_{12} \cdot I_2 + ... + L_{1n} \cdot I_n \\ \Psi_2 &= L_{21} \cdot I_1 + L_{22} \cdot I_2 + ... + L_{2n} \cdot I_n \\ &..... \\ \Psi_n &= L_{n1} \cdot I_1 + L_{n2} \cdot I_2 + ... + L_{nn} \cdot I_N \end{aligned}$$

From this equation system, after getting the magnetic field distribution and currents are known to us and they are entered into the preprocessor phase, we can express and get all values for self and mutual inductances of the electrical device.

But when we have a device with nonlinear magnetic materials such as examined transformer, magnetic conductivity μ is not constant and from here the inductances L_{ij} is not constant (μ≠const; L_{ij}≠const) and they are a function of current I (μ,L_{ij}=f(I)). In this case inductances are calculated by the accumulated magnetic energy as the only precise and accurate method.

Inductances values in the matrix $[L_{ij}]$ that is obtained in postprocessor phase are concerning for one turn and are displayed in the unit (H/turn^2). To obtain the true values of self and mutual transformer windings inductances, these values should be multiplied by the corresponding number of winding turns, as shown by the equations below. Inductance expressed by the accumulated magnetic energy is given by the following equation:

$$(3) \quad L_{ij} = \frac{2 \cdot W_m}{I_i \cdot I_j} = \frac{\int_V \vec{B}_i \cdot \vec{H}_j \cdot dV}{I_i \cdot I_j} \left(H / turn^2\right) \text{ - inductance per one turn}$$

$$(4) \quad W_m = \frac{1}{2} \cdot \int_V \vec{B}_i \cdot \vec{H}_j \cdot dV \ (J) \text{ - accumulated magnetic field energy}$$

$$(5) \quad L_{ij_{total}} = N_i \cdot N_j \cdot L_{ij} \ (H) \text{ - total inductance}$$

For the observed three-phase transformer values of $[L_{ij}]$ matrix elements are presented on Fig. 7. Indexes with small letters denote the low voltage windings for each phase and indexes with large letters denote the high voltage windings.

$$\left[\tilde{L}_{ij}\right] = \begin{vmatrix} L_{aa} & L_{aA} & L_{ab} & L_{aB} & L_{ac} & L_{aC} \\ L_{Aa} & L_{AA} & L_{Ab} & L_{AB} & L_{Ac} & L_{AC} \\ L_{ba} & L_{bA} & L_{bb} & L_{bB} & L_{bc} & L_{bC} \\ L_{Ba} & L_{BA} & L_{Bb} & L_{BB} & L_{Bc} & L_{BC} \\ L_{ca} & L_{cA} & L_{cb} & L_{cB} & L_{cc} & L_{cC} \\ L_{Ca} & L_{CA} & L_{Cb} & L_{CB} & L_{Cc} & L_{CC} \end{vmatrix} =$$

$$= \begin{vmatrix} 0{,}058725 & 0{,}058681 & -0{,}042764 & -0{,}42783 & -0{,}015780 & -0{,}015786 \\ 0{,}058681 & 0{,}058705 & -0{,}042782 & -0{,}042802 & -0{,}015786 & -0{,}015793 \\ -0{,}042764 & -0{,}042782 & 0{,}085721 & 0{,}085688 & -0{,}042775 & -0{,}042793 \\ -0{,}042783 & -0{,}042802 & 0{,}085688 & 0{,}085722 & -0{,}042794 & -0{,}042812 \\ -0{,}015780 & -0{,}015786 & -0{,}042775 & -0{,}042794 & 0{,}058736 & 0{,}058692 \\ -0{,}015786 & -0{,}015793 & -0{,}042793 & -0{,}042812 & 0{,}058692 & 0{,}058716 \end{vmatrix}$$

Figure 7. Matrix of inductances per one turn (mH/turn^2)

By multiplying with appropriate number of turns is obtained matrix $[L_{total}]$ which elements are self and mutual inductances of three-phase transformer windings. This matrix is shown on Fig. 8.

$$\left[\tilde{L}_{total}\right] = \begin{vmatrix} 357{,}2829 & 7730{,}7523 & -260{,}17618 & -5636{,}318 & -96{,}005522 & -2079{,}6792 \\ 7730{,}7523 & 167468{,}99 & -5636{,}1862 & -122102{,}16 & -2079{,}6792 & -45053{,}023 \\ -260{,}17168 & -5636{,}1862 & 521{,}52656 & 11288{,}708 & -260{,}2431 & -5637{,}6354 \\ -5636{,}318 & -122102{,}16 & 11288{,}708 & 244540{,}95 & -5637{,}7671 & -122130{,}69 \\ -96{,}005522 & -2079{,}6792 & -260{,}2431 & -5637{,}7671 & 357{,}34982 & 7732{,}2015 \\ -2079{,}6792 & -45053{,}023 & -5637{,}6354 & -122130{,}69 & 7732{,}2015 & 167500{,}37 \end{vmatrix}$$

Figure 8. Matrix of total winding inductances (mH)

Because as parameters of the transformer equivalent circuit are appear leakage inductances of high voltage and low voltage windings and magnetizing inductance, they should express them through self and mutual inductances of windings. To find this relation is used II Kirchhoff's low for each of the windings. System equations can be expressed by the following matrix equation:

$$(6) \qquad \left[\tilde{U}\right] = \left[\tilde{L}_{total}\right] \cdot \frac{d}{dt} \cdot \left[\tilde{I}\right] + \left[\tilde{R}\right]^{T} \cdot \left[\tilde{I}\right]$$

If matrix equation is expressed in a developed form as a system of differential equations are obtained:

$$\begin{aligned} u_a &= L_{aa} \cdot \frac{di_a}{dt} + L_{aA} \cdot \frac{di_A}{dt} + L_{ab} \cdot \frac{di_b}{dt} + \\ &+ L_{aB} \cdot \frac{di_B}{dt} + L_{ac} \cdot \frac{di_c}{dt} + L_{aC} \cdot \frac{di_C}{dt} + R_a \cdot i_a \\ (7)\ u_A &= L_{Aa} \cdot \frac{di_a}{dt} + L_{AA} \cdot \frac{di_A}{dt} + L_{Ab} \cdot \frac{di_b}{dt} + \\ &+ L_{AB} \cdot \frac{di_B}{dt} + L_{Ac} \cdot \frac{di_c}{dt} + L_{AC} \cdot \frac{di_C}{dt} + R_A \cdot i_A \\ &\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ u_C &= \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \end{aligned}$$

It is also necessary to use equations of the I Kirchhoff's low for high voltage and low voltage windings:

$$(8) \qquad \begin{aligned} i_A + i_B + i_C &= 0 \\ i_a + i_b + i_c &= 0 \end{aligned}$$

In the first approximation when considering the three-phase transformer, each phase can be considered as a single-phase transformer. By appropriate replacements in system of differential equations are obtained the following expressions for leakage and magnetizing inductances:

$$(9) \qquad \begin{aligned} L_{\sigma 1A} &= L_{AA} - k_{12} \cdot L_{Aa} \\ L_{\sigma 2a} &= L_{aa} - k_{21} \cdot L_{aA} \\ L_{\mu} &= k_{12} \cdot L_{Aa} \end{aligned}$$

, where is:

$L_{\sigma 1A}$ – leakage inductance of high voltage winding of phase A

$L_{\sigma 2a}$ – leakage inductance of low voltage winding of phase A

k_{12}, k_{21} – turns ratios

$L_{\mu A}$ – magnetizing inductance of phase A viewed from primary

An example is given expressions for phase A. Similar expressions are the other two phases. Because three-phase transformer is not ideal symmetrical or rather of the two ending phases is belong bigger part of the magnetic circuit and of the middle phase lesser part, appears a difference in the values of inductances. Therefore leakage and magnetizing inductances will be calculated for all three phases and than will determine average values. On that way you get the correct values for $L_{\sigma 1}$, $L_{\sigma 2}$ and L_{μ}, that was the basic task of the analysis.

After the estimates made for the transformer inductances are obtained the following values:

$L_{\sigma 1}$=112,27 (mH)

$L_{\sigma 2}$=0,2454 (mH)

L_{μ}=193092 (mH)

If inductances multiplied by the angular frequency ω are obtained corresponding reactances:

$X_{\sigma 1}$=35,25 (Ω)

$X_{\sigma 2}$=0,077 (Ω)

X_{μ}=60631 (Ω)

III. CONCLUSIONS

In table 1 are presented values of transformer reactances obtained experimentally and with simulation. Like accurate and reference we take experimentally obtained values, because they give the actual state of the transformer. Percentage deviation $\delta_{\%}$ is calculated as deviation of simulated compared to experimentally obtained values of reactances.

Table 1

Comparison of the results

	Measured values	Simulated values	Percentage deviation $\delta_{\%}$
$X_{\sigma 1}$ (Ω)	34,5	35,25	2,17
$X_{\sigma 2}$ (Ω)	0,074	0,077	4,05
X_{μ} (Ω)	59367	60631	2,13

From obtained results from simulation and compared with experimentally obtained results can be concluded that 3D Finite Element Method is powerful tool for design and development of a new model of the three-phase transformer. It is also suitable for making many

electromagnetic analysis of various working regimes of the transformer.

LITERATURE

[1]. Mihail Digalovski, Lidija Petkovska, "Finite Element Analysis of Electromagnetic Phenomena in a Small Three Phase Transformer", Proceedings of XII International Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems – ELMA'2008, Vol. 1, pp. 14-19, Sofia, Bulgaria,2008

[2]. L. Petkovska, G. Cvetkovski, V. Sarac, Different aspects of Magnetic Field Computation in Electrical Machines, Book of abstracts of 10th International Symposium IGTE'2002, pp. 73; on CD pp. 1-6, Graz, Austria, 2002

[3]. N. Bianchi, Electrical Machine Analysis Using Finite Elements, Book pp. 141-165, CRC Press, Taylor & Francis Group, Boca Raton, FL, USA, 2005

[4]. D. Meeker, Finite Element Method Magnetics - FEMM, User's Manual, Vers. 4.2. 2007: http://femm.foster-miller.net

[5]. ANSYS 8.1, Documentation, Ansys, Inc

Contacts

Mihail Digalovski, Faculty of Electrical Engineering and Information Technologies; Institute of Electrical Machines, Transformers and Apparatuses,
Karpos II bb, 1000 Skopje, Republic of Macedonia
Phone: +389-2-3099-147,
Email: mihaild@feit.ukim.edu.mk

A COST BENEFIT ANALYSIS OF INTRODUCTION AND PRACTICAL IMPLEMENTATION OF SUPER CONDUCTING FAULT CURRENT LIMITER IN THAMES WATER LTD. (UK)

A.Z.M. Shahriar Muttlaib, S.M.Ferdous, Khondaker Niaz Murshed, Md. Masoom Chowdhury, Ahmed Mortuza Saleque

Abstract: Thames Water Ltd is the largest water and sewage treatment plant in United Kingdom. Over there the power network is entering into a new dimension through major upgrade specifically in Beckton and Crossness sewage treatment plant and will require facilitating the system with more distribution generators (DGs). The problem is that if the number of DGs increases, it might breach the fault level set by distribution network operator, EDF EN (Barking West Substation). So in order to upgrade their present facility maintaining the fault level within limit, they need to adopt some Fault Current Limiting (FCL) technologies. In this paper a thorough analysis is done by exploring the available FCL technologies from economic point of view for practical implementation and an equation has been proposed in order to rationalize technical terms with financial aspects.
Keywords: Fault Current Limiter (FCL), Super Conducting Fault Current Limiter (SFCL), Cost-Benefit analysis

I. INTRODUCTION

Presently there is a co ncerning issue in the fault level as the distributed generators (DGs) are connected in the distribution site. Just few years ago, DGs were not in large number. Traditionally the distribution network is designed to accommodate the power flow from the generator at high voltage to supply to the customer side at lower voltage. This network was designed to operate normally and provide reliable and secure system even in the situation of fault condition under this kind of arrangement. But now-a-days all the big companies such as Thames Water Ltd are generating partially or fully their own electricity to meet their demand as well as supply to the main grid in order to make s ome profit. This type distribution system has lots of advantages i.e. reduced transmission and power loss cost. However, it has some disadvantages and one of major issue among them is fault current contribution from the distribution side towards the faulty region. When there is a fault in the power system all the rotating devices such as generators and motors contribute fault current. In the demand side mostly the loads are motors typically induction motor. These motors behave like generators during the fault. In the past, the distribution network operators (DNOs) were concerned with the fault current coming from the grid only. But now they have to take into account this rotating equipment at the distribution end too. This fault contribution actually depends on some factors. This fault contribution actually depends on some factors. They are:

1. Distance of the DG from the fault point.
2. Type of the DG
3. Presence of the transformer between the DG and the fault point
4. Configuration of the network
5. Method of coupling the DG with the network [1].



Figure 1.Some fault contributing equipment in Thames Water

This continuous growth of DG and their fault contribution has an undesirable impact on the transmission line as well as the substation they are connected with. Regardless the type of the DG such as synchronous or asynchronous, it contributes fault. So the fault level limit is always under pressure because it is really close to exceed.

II. FAULT CURRENT LIMITING TECHNOLOGIES

There are lots technical ways that can be implied in order reduce the fault current impact. These methods literally reduce the fault current and don't allow raising the fault current beyond a certain limit. For reducing the fault level new equipment are installed or network is configured in this case and due to this reason it is considered as technical solution [2]. They are:

1. Current limiting reactor(CLR)
2. Increasing transformer impedance
3. Increasing generator impedance
4. Up rating the system devices
5. Use of Power Electronics
6. Network Splitting
7. Interphase Power Controller(IPC)
8. Sequential Switching
9. Is limiter
10. Variable Speed Drive (VSD)
11. Super conducting fault current limiter (SFCL)
12. Solid State Current Limiter (SSCL)
13. Hybrid Switching

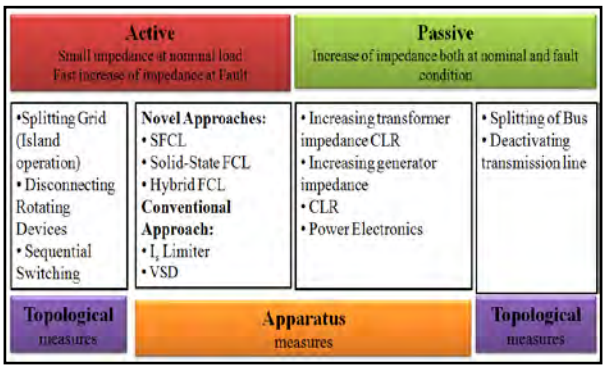


Figure 2. All the technical solutions categories according to their response during the fault

All of the solution mentioned above is technically sound up t o their certain ratting [3]. But in practical only one of them will be implemented and for that a bri ef cost benefit analysis is done which will finally establish one of the solutions.

1. Increased Capacity

Fault current limiter will allow the network to generate more electricity from the distribution side. This additional generation from the distributed generator will provide financial incentive to the customer as w ell as to supplier. But in order do so, the FCL need to be placed in the right position so that the effectiveness can be utilized properly. The preferred location for the FCL varies according to its effectiveness [4]. With FCL, the connecting location of the generators will have more flexibility. So the transmission cost will also be reduced.

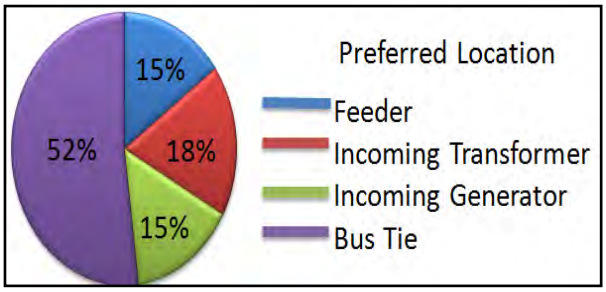


Figure 3. Preferable location for FCL

2. Delaying Equipment Replacement)

After installing the FCL in the network the thermal and the mechanical stress on the substation equipment and transformer will be reduced. If FCL is connected with the transformer then the sub sequent devices will be also subjected to lower strain. During the fault it will experience a lower amount of short circuit current because the FCL will restrict the fault current within the tolerable range. Sometimes FCL is connected with the superconducting cable in series which saves it from the magnetic forces. As the fault current will be within the acceptable range for the further period, the whole life cycle for all the equipment will be increased. So economic benefits will be achieved after the installation of FCL as it w ill delay the replacement of ol d substation, transformer and other equipment.

3. During the Designing Stage

During the designing stage, if the FCL is installed then the generator and the transformer with low short circuit can be selected. It will also lower the power loss during the normal condition. The size of the bus bar, circuit breaker and cable are also reduced due to the lower stress at fault. That's how a significant amount of money can be saved at designing stage of the network. [4]

Equipment	% of Cost reduction
Transformer	5%-8%
Power Circuit Breaker	5%-15%
Bus Bar	3%-15%
Cables	0%-3%
Overhead Lines	0%

Table I. Reduction of size for different equipment due to FCL

4. *Better Network*

After installation of FCL the network will be facilitated by the high energy flow, voltage stability and higher security by increasing the short circuit capability. The lower loss and better operation of the network will also be financially beneficial.

5. *Avoiding Additional Transformer Connection*

Sometimes for higher reliability of the network it is necessary for coupling with one network with the neighbour network and constructs a mesh connection. By doing so, the load will more secured during outage of the one side of the network. But there is an issue with fault level as the mesh connection will reduce the impedance of the network. So the equipment will be under higher strain in this kind of network topology during the fault. In these sorts of case, addition transformer is connected in order to increase the network reliability. This additional transformer connection can be avoided by inserting a FCL in the coupling of the two networks. T hus the reliability of the whole system will be increased as well the transformer cost will be deducted [6]

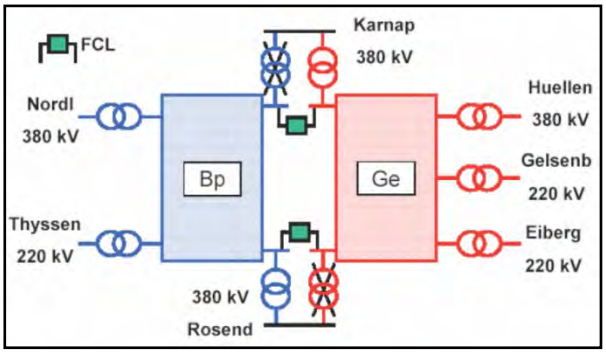


Figure 4. Avoidance of additional transformer due to FCL

6. *Better Power Quality*

The power quality of the whole network can be improved if the impedance of the network can be reduced without affecting the short circuit capability. The lower impedance will result lower power loss in the network. This can be achieved by inserting FCL. Voltage sag to the customer side can also be improved by it. In some of the network superconducting cables are used. If FCL is connected in series with these sorts of cable it can solve the power loss during cryogenic recovery time after a f ault. It also reduces the magnetic force on the cable at high fault current. So the use of the superconducting cable can be increased and that is quite expected from the power quality point of view. Solid State FCL can restrict the inrush current from the capacitive load by triggering in different angle. So the overall power quality will be improved which can save money by a voiding the installation of power quality improvement equipment [4]-[6].

7. *Improved System Stability*

FCL provides high short circuit capability to the system. That's why the system is more stable in the normal condition as well as during the fault. Especially at the moment of fault, the FCL will restrict the fault current. So the system will experience fewer disturbances and will be strong even in the transient stage.

8. *From Customer Point of View*

Presently in the existing network, the power flow is bidirectional, one from the grid side and another one from the distributed generator (DG). Previously the grid used to supply the load solely. But the presence of DG facilitates system to fulfill the demand from the distribution side. In the case of Thames Water, there are lots of distributed generators. As the FCL provides the system to operate in lower impedance without increasing the short circuit level, the power flow from the DG can be increased. So the transmission cost from the grid will be reduced. Moreover, the electricity produced from the DG is normally quite cheap. So the more power can be supplied from the DG which is financially more beneficial.

9. *Avoiding Higher Voltage Connection*

Presently In some of t he stations it already reached to their short circuit current limit. To increased the fault level capability sometimes higher voltage connection is adopted. But this solution will cost a lot because of the necessity for the higher ratting transformers and other subsequent equipment. This can be avoided by installing FCL [8].

10. *Safety Point of View*

FCL will also provide some advantages from safety point of view. After installing the FCL, the fault current will be less severe and will be cleared quicker than before. So heat from the fault current arc which used to burn out the cable will be less likely to occur. Inline hotline clamp will be saved from burning out at the connection point. The conductors will move less which provides additional safety for the workers. Step and touch voltage will be less during fault. So the overall safety of t he system will be increased quite significantly.

III. PROPOSED COST ESTIMATION EQUATION

In the most of t he cases, cost benefit analysis is done only based on the capital cost and operating cost of any particular technology. But there are some other influential factors which are quite closely related with the cost estimation. Considering those issues the following equation has been proposed to calculate the total cost (C_T) and later on explained in detail.

$$C_T = C_p + C_{labour} + C_{eqp} - C_{size} + [C_{support} + C_{operation} \pm C_{loss} - C_{life} - C_{TW} - C_{penalty}] \times \sum_{n=1}^{N} (1+i)^{n-1}(1+p)^{-n} \quad (1)$$

Using this equation an optimal financial decision can be taken. The descriptions of used symbols are as follows

1. *Positive Cost Factors*

a) C_p = this is the preparation cost for introducing the new technology to the system, For installing any equipment some existing parts such as cable, circuit breaker or switch board may need to be removed. In some cases additional space is also required. So all this things are considered as cost due to the preparation of the system

b) C_{labour} = this cost is related with the labour cost. Sometimes for installing the old technologies a normal worker is quite sufficient whereas for the new technologies, specialized engineers may need to be hired. So this cost will vary for different options.

c) C_{eqp} = this cost refers the capital cost of the technology

d) $C_{support}$ = this cost represents the cost of the supporting equipment. For example, if power electronic devices are used to restrict the fault current, there will be some impacts on the power quality of the system. Because the electronic devices are nonlinear which by their nature inject harmonics to the system. So to compensate this effect additional filters may need to be added. So this filter treated as supporting equipment and cost of this device will be added with the total cost.

e) $C_{operation}$ = this is the operating cost

2. *Negative Cost Factors*

a) C_{size} = this is the cost save due to the reduced ratting of the other equipment after installing FCL. This is only applicable at the designing stage.

b) C_{life} = this refers the cost save from delaying the old equipment replacement time

c) C_{loss} = this cost can be positive or negative. If the installed technology reduces the power loss such as SFCL, then it will carry a negative sign and will represent cost saving. On the other hand if the installed technology increases the power loss like CLR then it will have positive sign and will be added with the total cost.

d) C_{TW} = this is the cost saving by the Thames Water in their electricity bill. After installing any FCL method, Thames Water will be able to supply more power from their DGs. The electricity from these DGs is cheaper than that of from the grid. So this will effectively reduce their overall electricity bill

e) $C_{penalty}$ = this signifies the cost reduction as the system don't breach the highest limit set by the substation after installing any FCL method. This might vary for different options.

In the above equation i and p i s representing the inflation and tax rate respectively. Using these two variable, discount factor has been calculated which is

$$\sum_{n=1}^{N} (1+i)^{n-1}(1+p)^{-n} \quad (2)$$

This factor has been multiplied with all the cost which varies with the time. After collecting the data for any particular technology and putting them in to the above equation, if CT becomes negative or representing a s mall value then that specific method will be a profitable option.

To show the functionality of the above equipment SFCL cost estimation is done. The following data is used to calculate the cost.

$C_p + C_{labour}$ = it is assumed that the preparation and the labour cost will be £1Million

C_{eqp} = £3Million considering highest cost for two SFCLs (£1.5Million each)
So total capital cost is £4Million

C_{size} = £0 as in Thames Water FCL is going to be install as retro-fit not in the designing stage. So there won't be any money save due to the

reduction of the size of any equipment. But it is going to be beneficial for the future

$C_{supporting}$ = £0 as there is no supporting equipment necessary for SFCL

$C_{operating}$ = It is assumed that the operating cost will approximately 2% of total capital cost which £4 Million X 0.02 = £80000

C_{loss} = £0 as it is assumed that the power which is going to be saved during the normal condition will be absorbed by the cooling system of SFCL

C_{life} = £0 due to unavailability of data

C_{Tw} = £5.5 Million of saving per year from 6MW of gas engines

$C_{penalty}$ = £0 as Thames Water is not currently paying any penalty cost

According to the data from Bank of England the inflation, i = 3.1% and the interest rate, p = 0.5%. So equation 6.1 can be simplified into,

$$C_T = C_p + C_{labour} + C_{eqpe} - (C_{TW}) \sum_{n=1}^{N} (1+i)^{n-1} (1+p)^{-n} \quad (3)$$

Using all the above data the calculation is done for, n= 30years (Typical life time of SFCL). The following graph represents the cost benefit analysis for SFCL

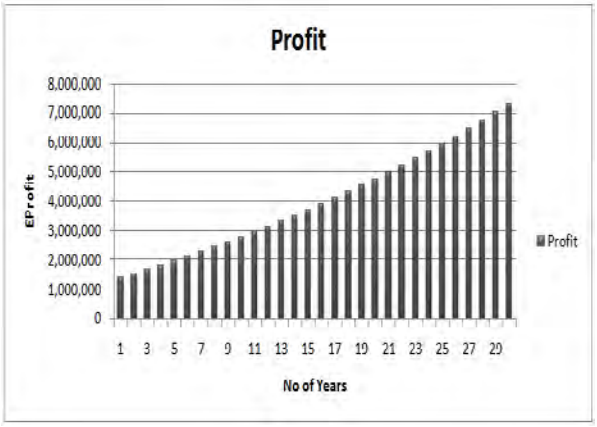


Figure 5. Cost benefit analysis of SFCL in Thames Water

IV. CONCLUSION

A brief investigation of an FCL technology without a complete analysis of economical aspects may lead to wrong decision for an organization while restricting the fault current. This paper demonstrated that sophisticated cost analysis by considering all the supplementary issues such as cost of series breakers and disconnects switches, additional main cabling, and space requirements and all of this will enter into a comparative analysis with other FCL technology. The proposed equation will assist any organization for linking the technological issues with financial term and help even a non-technical person to understand the optimal solution just by figuring out the total cost as it is expressed in simple monetary term.

LITERATURE:

[1] DTI, The Contribution to Distribution Network Fault levels From the Connection of Distributed Generation., KEMA Limited., 2005

[2] A. Collinson, F. Dai, A. Beddoes and J. Crabtree, "Solutions for the connection and operation of distributed generation," *DTI New & Renewable Energy Programme*, 2003.

[3] M. Noe and M. Steurer, "High-temperature superconductor fault current limiters: concepts, applications, and development status," *Superconductor Science and Technology*, vol. 20, pp. R15, 2007.

[4] Fault Current Management Guidebook – Updated , December 2007, EPRI, Palo Alto, CA, Technical Report TR 1013942

[5] J. C. Das, "Limitations of Fault-Current Limiters for Expansion," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, vol. 33, no. 4, July/August 1997

[6] R. Miroshnik, "Force safety device for substation with flexible buses," IEEE Trans. Power Del., vol. 18, pp. 1236-1240, 2003.

[7] "IEEE Recommended practice for electric power distribution for industrial plants," ANSI/IEEE Std., pp. 141-1993, 1993.

[8] "IEEE Std 605-1998 IEEE Guide for Design of Substation Rigid-Bus Structures", 2006.

Contacts:

A.Z.M. Shahriar Muttalib, Department of Electrical and Electronic Engineering, American International University- Bangladesh, Banani, Bangladesh.
Phone: +88-02-01675237626
Email: sadi_eece@yahoo.com

S.M.Ferdous, Department of Electrical and Electronic Engineering, Islamic University of Technology, Board Bazar, Gazipur, Bangladesh -1704.
Phone: +880-1912669030,
Email: tanzir68@gmail.com

Khondaker Niaz Murshed, Department of Electrical and Electronic Engineering, Islamic University of Technology, Board Bazar, Gazipur, Bangladesh -1704.
Phone: +880-1715128550,
Email: niazz_69@yahoo.com

Md. Masoom Chowdhury, Department of Electrical and Electronic Engineering, American International University- Bangladesh, Banani, Dhaka-1213.
Phone: +880-1819330079
Email: masoom_chy@yahoo.com

Ahmed Mortuza Saleque, Department of Electrical and Electronic Engineering, American International University- Bangladesh, Banani, Dhaka-1213.
Phone: +880-1670283227,
Email: ahmed.saikot@gmail.com

SYSTEM FOR RECORDING OF THE POWER QUALITY DISTURBANCES SUPPORTED BY LABVIEW SOFTWARE

Milan Simić, Dragan Živanović, Dragan Denić, Goran Miljković, Dimitar Taskovski and Vladimir Dimcev

Abstract: Experimental acquisition system developed for recording of the power quality (PQ) disturbances typical for real power distribution systems, is presented in this paper. System is functionally supported by virtual instrumentation software. Configuration of this procedure includes isolation amplifiers and Rogowski coils for input voltage and current sensor interface, acquisition board NI 9215A and LabVIEW software for continuous signal acquisition and recording. Voltage and current waveforms which will be presented in this paper are recorded at low-voltage side of the transformer station TS 10/0.4 kV. Software support controls acquisition of the input signals, including recording and presentation of the recorded signals. Developed virtual instruments include number of the control buttons for adjustment of the acquisition and recording parameters, such as: signal sampling frequency, sampling rate, acquisition time, number of the samples per channels for reading, buffer size, start and stop time of the signal recording and final destination of the recorded signal files.
Keywords: LabVIEW Software, Power Quality Disturbances, Virtual Instrumentation.

I. INTRODUCTION

Decreasing of the electrical power quality level is caused by the various network problems and disturbances in the form of voltage amplitude variations and high-order harmonic components. Degradation of the power quality (PQ) parameters and factors produces significant reduction of the total energy efficiency level in power production, distribution and consumption processes. As result, power quality and energy efficiency problems in power distribution systems are considered much more seriously in the last years. Generally, due to complexity and great importance, problems of the PQ analysis and assurance demand combinations of many disciplines and activities, such as digital signal processing techniques, power engineering and software engineering methods, supported by progressive measurement and control devices [1].

In order to provide relevant and valid data and information about power distribution systems quality level, distribution companies are forced to perform continuous monitoring of the potential power distribution and consumption problems. Such monitoring activities include recordings of the signal waveforms, measurements and software supported processing of the measurement results regarding to maximum values of the disturbances, defined by relevant normative documents and PQ standards. European quality standard EN 50160, defined by CENELEC - European Committee for Electrotechnical Standardization, prescribes basic voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems for normal operating conditions. This standard defines nominal values, measurement intervals and monitoring periods of the typical PQ disturbances, such as slow voltage variations, grid frequency variations, voltage sags, temporary and transient overvoltages, short and long interruptions, three-phase signals unbalance and high-order voltage harmonic components [2].

Software based procedure for recording of the real PQ disturbances, described in this paper, functionally is supported by LabVIEW [3] virtual instrumentation package and data acquisition card NI 9215A [4]. Primary purpose of this acquisition system is recording of the real voltage and current waveforms at low-voltage side of the transformer station 10/0.4 kV. Signal waveforms recorded in the presence of the various network disturbances can be used in the procedures for metrological verification, testing and calibration of the specific measurement instruments and devices developed for monitoring and software processing of the PQ parameters, defined by relevant quality standards.

II. BASIC HARDWARE CONFIGURATION OF THE SYSTEM

Simplified hardware configuration of the experimental system, developed for recording of the real PQ disturbances in three-phase power distribution systems, is presented on the Figure 1. Presented recording system is consisting of three functionally connected segments: input voltage and current sensor block, data acquisition board and standard computer supported by LabVIEW application software. Sensor interface block for input three-phase voltage and current signals is provided by means of the isolation amplifiers and

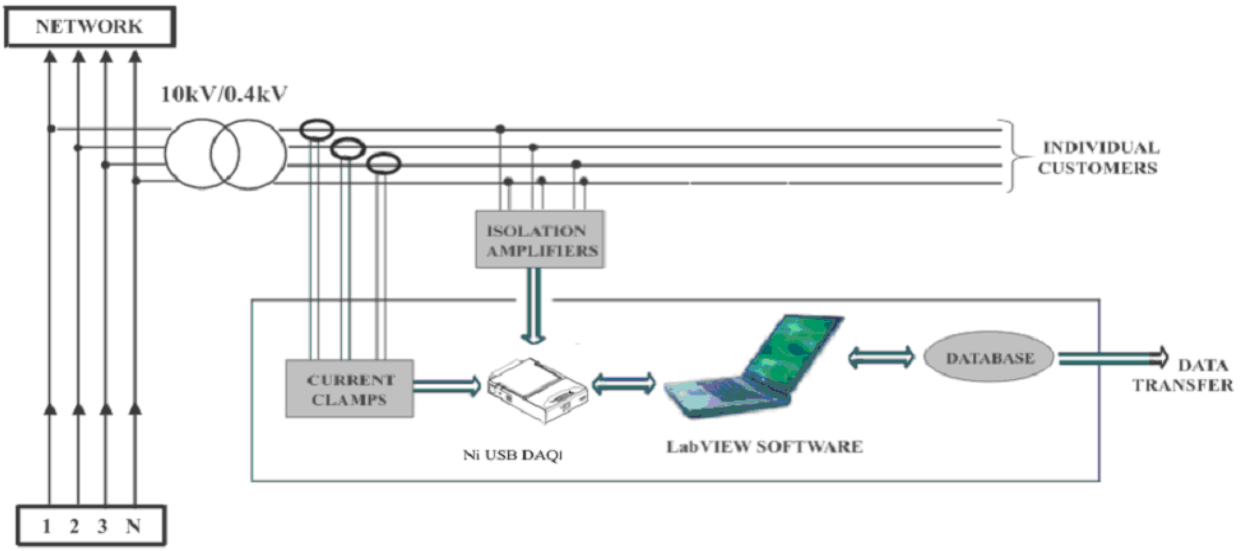


Figure 1. Hardware configuration of the procedure for recording of the real PQ disturbances

Rogowski coils. This specific interface segment is developed in one housing, such as illustrated on the Figure 2. Basic function of the input sensors is receiving of the real voltage and current signals, including adjustments of signal amplitude levels to analog inputs of the data acquisition board NI 9215A. This sensor block includes three isolation amplifiers with voltage divider. Specifically, these are Burr-Brown ISO122 amplifiers, with isolation voltage maximum value of 1.5kV, linearity level of 0.02% and possibility for bipolar operations in the voltage range of ± 10V. Also, three additional amplifiers for outputs of the Rogowski integrators are used in this interface block. Acquisition board



Figure 2. Sensor interface block developed for conditioning of the voltage and current signals

9215A, from manufacturer National Instruments Corporation, is developed with 4 analog to digital input channels, maximum input range of ± 10V, 16-bit resolution and maximum signal sampling rate of 100 ks/s. Direct two-way communication and data interchange between acquisition card and computer is enabled by classic USB interface [4].

III. LABVIEW SOFTWARE SUPPORT OF THE SYSTEM

Described procedure for recording of the PQ disturbances in three-phase power distribution networks functionally is supported by the virtual instrumentation software. Programming support, designed in LabVIEW software package, controls acquisition of the input three-phase voltage and current signals, including recording and graphical presentation of the recorded signal waveforms. Two functionally dependent segments for control virtual instrument are developed. First software segment is related to the recording of the signal waveforms, while second functional part performs graphical presentation of the previously recorded voltage and current signal samples. Front panel of the virtual instrumentation programming sequence which is developed for providing acquisition and recording of the real voltage and current signal waveforms, is presented on the Figure 3. On this virtual instrument is shown number of the control buttons and knobs for adjustment of basic signal acquisition and recording parameters, such as: frequency of the signal sampling, sampling rate, data acquisition time, number of the samples per channel for reading, buffer size, start and stop times of the signal recording, destination of the signal files for recording. Writing of the voltage and current signal samples in previously specified

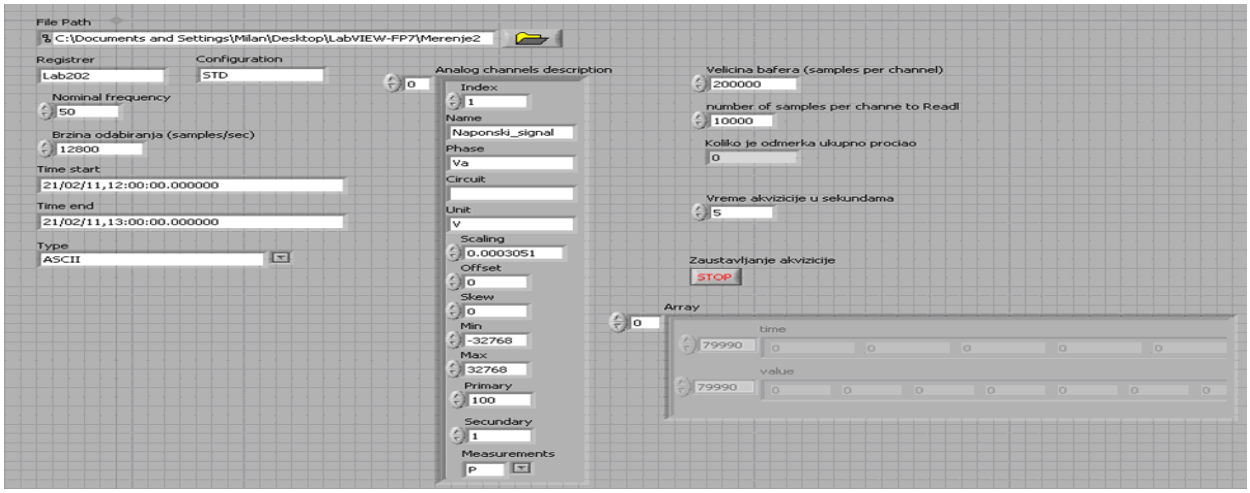


Figure 3. Front panel for adjustment of the signal acquisition and recording parameters

file locations is performed in COMTRADE data format. Format of the recorded file can be ASCII and BIN. ASCII file format is not proper for long time signal acquisition, not only due to the twice bigger files, but also due to much slower arbitrary changing position of the window for presentation.

Recording of the real voltage and current signal waveforms which will be presented in this paper are performed at the low-voltage side of the transformer station TS 10/0.4 kV, positioned in the factory for production of the heating elements in the region of Niš. Front panel of the LabVIEW software segment for graphical presentation of the previously recorded one-phase voltage waveforms is illustrated on the Figure 4. Shown front panel of the virtual instrument provides possibilities for selection of the characteristic parameters, such as selection of the recorded files destinations, start signal reading point and total number of the signal reading points. Also, custom signal zoom and fast scrolling left and right of the signal is enabled, so these specific examples presents same recorded voltage waveform illustrated with different zoom and different number of the signal periods. Shown voltage waveform includes certain level of the signal disturbances and distortion, caused by the presence and influence of the high-order voltage harmonic components. Graphical presentation of

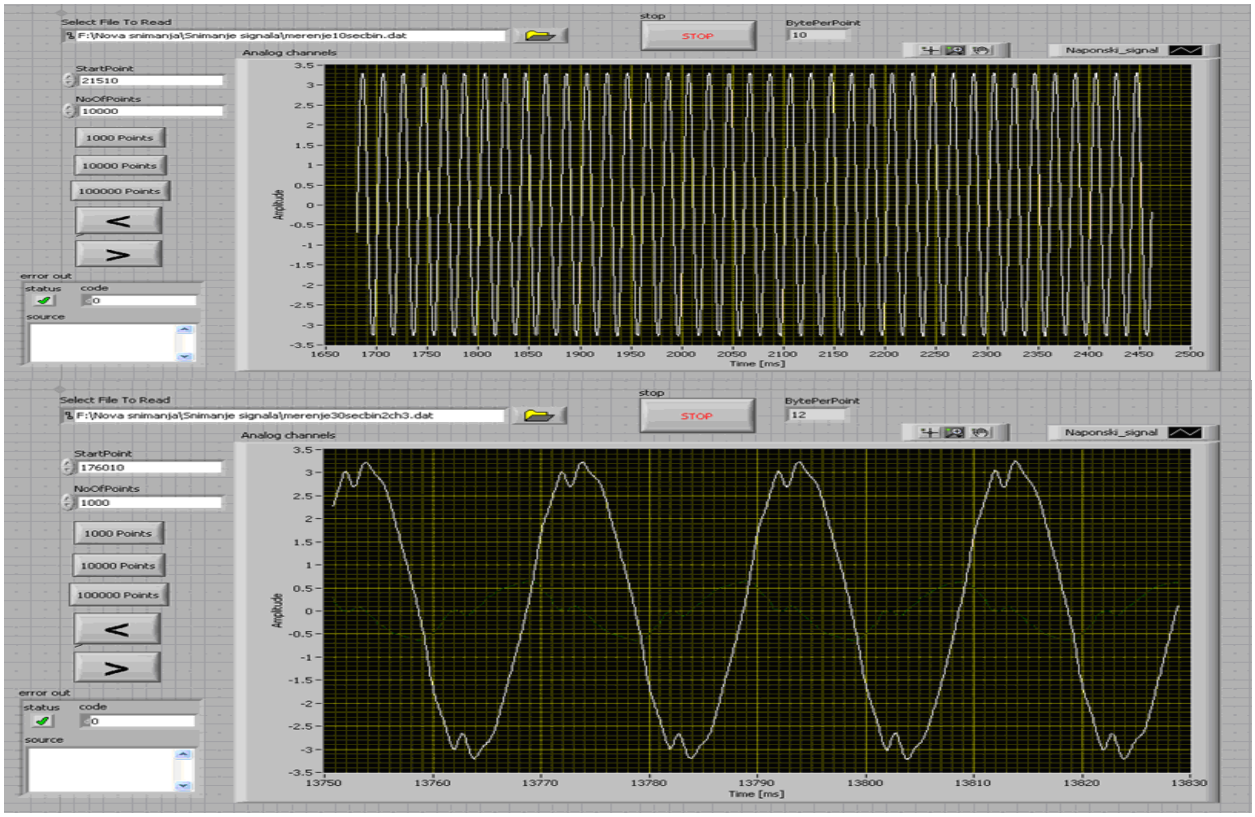


Figure 4. Recorded voltage waveform disturbed in the presence of the high-order harmonics

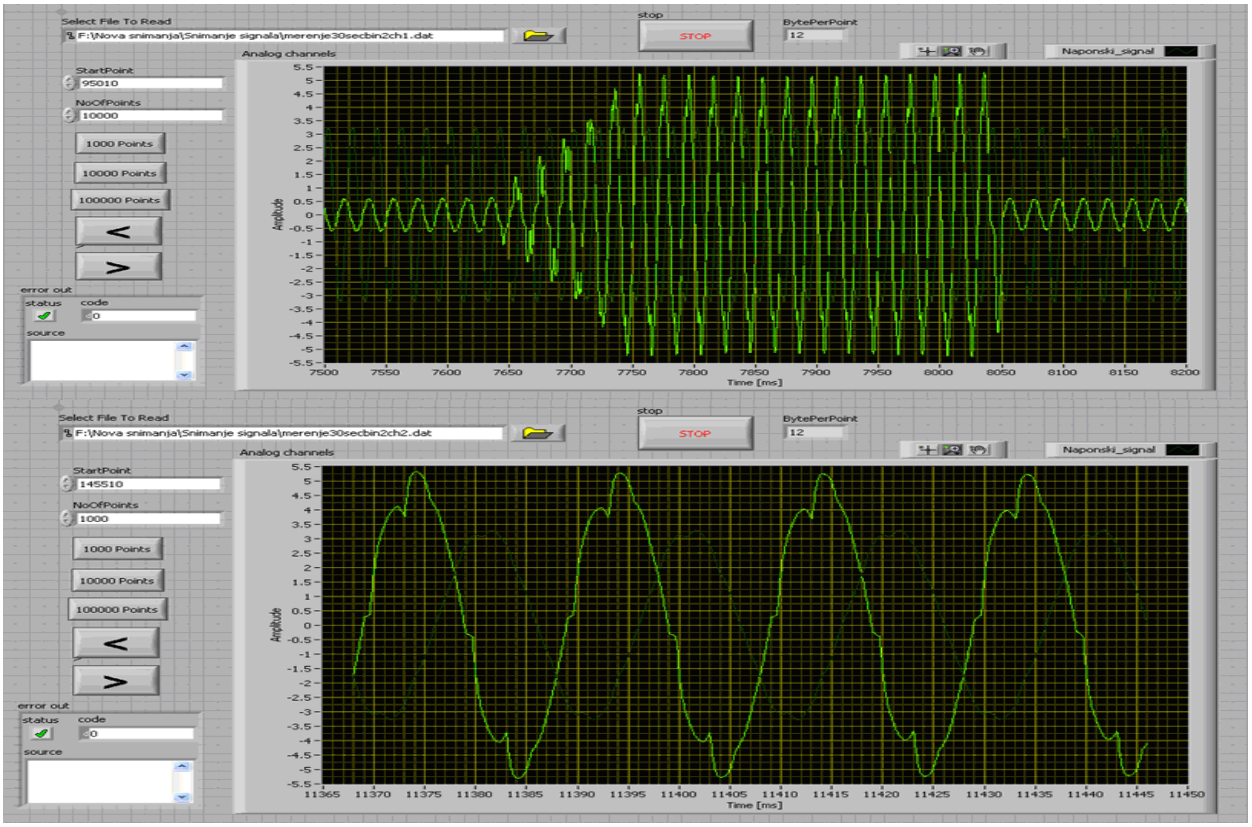


Figure 5. Recorded current waveform which indicates significant increase of the signal amplitude level

recorded real current waveform in two different forms, which indicates certain level of the signal harmonic distortion and significant increase of the signal amplitude level, is given on the Figure 5.

Finally, need to be mentioned that shown recording system is first segment in development of the DSP based PQ analyzer for detection and identification of the typical network disturbances. This analyzer will be based on optimal wavelet packet transform (WPT), implemented in the new algorithm for time-varying harmonic analysis [5]. Recorded signals including real PQ disturbances will be used for final testing and metrological verification of the proposed optimal algorithm and developed instrument for analysis of disturbances.

IV. CONCLUSIONS

Software supported procedure developed for recording of the PQ disturbances in real power distribution networks, is presented in this paper. Described recording system is functionally based on input conditioning block, acquisition board NI 9215A and virtual instrumentation programming support. Virtual instrument in LabVIEW software environment performs continuous acquisition and recording of the voltage and current waveforms at the low-voltage side of the transformer station TS 10/0.4 kV. Adjustment of basic signal acquisition and recording parameters is enabled by number of the control knobs, implemented on the instrument front panel. Recorded signal waveforms including various disturbances can be applied as part of the procedures for regular metrological verification of devices developed for measurement and software supported analysis of the standard PQ parameters.

ACKNOWLEDGEMENT

Research activities and results, presented in this paper, are supported by funds of the Joint European Research Project (JERP), under SEE-ERA.NET Plus, Ref. Project Number ERA 78/01.

LITERATURE:

[1]. Sankaran C., Power Quality, CRC Press, 2002.
[2]. EN 50160 Power Quality Standard, Power Quality Access Meters and EN50160, Siemens, May, 2003.
[3]. NI, LabVIEW User Manual, National Instruments Corporation, USA, 2007.
[4]. NI, DAQ 9215A – User Guide and Specifications, National Instruments Corporation, USA, 2007.
[5]. Salem M.E., Mohamed A., Samad S.A., Power Quality Disturbance Detection Using DSP Based Continuous Wavelet Transform, Journal of Applied Sciences, Volume 7, Issue 6, pp.893-902, 2007.

Contact:
Milan Simić, University of Niš, Faculty of Electronic Engineering, Department of Measurement
Aleksandra Medvedeva 14, 18 000 Niš, Serbia
Phone: +381-18-529-202
Email: milan.simic@elfak.ni.ac.rs

ПАРОГАЗОВАЯ МИКРОТУРБИНА

Никитин Максим Николаевич

STEAM-AND-SMOKE DRIVEN MICROTURBINE

Abstract: The technological scheme, which allows the usage of multicomponent heat carriers (particularly steam-and-smoke mixtures) as the working fluid for turbine generators is described. The main advantages of steam-and-smoke mixtures over water vapor and combustion products are shown. Constructive solution of described microturbines is provided.
Keywords: Energy efficiency, Microturbine, Steam-and-smoke mixture.

I. ВВЕДЕНИЕ

В современной малой энергетике четко прослеживается тенденция к децентрализации тепло- и электроснабжения [1]. В удаленных районах, в отсутствие централизованных электросетей и теплосетей автономная выработка энергии является единственно доступным вариантом. Однако даже в условиях мегаполиса возникают проблемы нехватки мощностей существующих тепловых и электрических сетей. Особенно остро такие проблемы встают в исторических и центральных районах больших городов, где строительство источников энергии и прокладка коммуникаций затруднена, либо невозможна.

Другим важным аспектом, указывающим на целесообразность децентрализации энергоснабжения, является экономичность. Увеличение протяженности и нагрузки тепловых и электрических сетей неизбежно приводит к существенному увеличению потерь при транспорте энергии к потребителю.

Поэтому большое внимание в малой энергетике уделяется автономным источникам, в частности микротурбинам [2, С. 179-202].

II. ОСНОВНОЙ ТЕКСТ

1. Использование ПГС в качестве рабочего тела микротурбин

На данный момент широкое применение получили три вида турбогенераторов: паросиловые, газотурбинные и парогазовые. Рабочим телом в них являются продукты сгорания или пар, а парогазовые установки (ПГУ) фактически совмещают паровую и газотурбинную установки на одном валу. [3, С. 9, 367]

Следует отметить, что помимо водяного пара, воздуха и дымовых газов возможно использование многокомпонентных энергоносителей. Они представляют собой смеси традиционных энергоносителей: газовоздушные смеси (продукты сгорания + воздух), паровоздушные смеси (водяной пар + воздух), парогазовые смеси (продукты сгорания + водяной пар) и другие [4]. Многокомпонентные энергоносители характеризуются низкой себестоимостью, а также возможностью изменения их состава и, следовательно, безынерционной калибровки термодинамических параметров.

Газовоздушные и паровоздушные смеси могут использоваться в качестве рабочих тел в газотурбинных и паросиловых турбогенераторах соответственно. Но парогазовые смеси (ПГС) позволяют осуществлять выработку электроэнергии по комбинированной схеме в одном турбогенераторе. При этом не требуется сторонняя выработка водяного пара в паровом котле или парогенераторе.

Особенности параметров ПГС и способов их получения определяют следующие основные преимущества парогазовых микротурбин:

a) Отсутствие необходимости сторонней выработки водяного пара;
b) Возможность использования собственного давления ПГС для вращения турбины без использования компрессора (повышенный механический КПД);
c) Работа микротурбины с низкотемпературным рабочим телом;
d) Глубокая рекуперация теплоты уходящих продуктов сгорания (повышенный тепловой КПД).

Методика генерации парогазовых смесей заключается во впрыске предварительно нагретой воды в поток горячих продуктов сгорания органического топлива. При этом происходит интенсивное испарение водяного потока, а при особых условиях (мелкодисперсный распыл, предварительный перегрев выше точки кипения) происходит мгновенное вскипание [5]. Далее происходит смешение водяного пара и дымовых газов до равновесного потока – парогазовой смеси.

Удельный расход впрыскиваемой воды и ее начальные параметры определяют температуру, расход и прочие характеристики получаемого энергоносителя. При этом возможно безынерционное регулирование. Следует отметить, что при изменении температуры ПГС увеличением удельного расхода впрыскиваемой воды, теплосодержание получаемой смеси практически не изменяется, т.е. имеет место изотропное регулирование [5].

Вскипание впрыскиваемой воды сопровождается скачкообразным ростом динамического давления, причем величина скачка прямо пропорциональна количеству испаряемой воды [5]. Таким образом, в режиме предельно допустимого расхода воды (при котором не происходит конденсации на лопатках турбины) микротурбина работает на низкотемпературной ПГС высокого давления. Такой режим позволяет совершать достаточную механическую работу без использования компрессора.

Значительная доля водяных паров в ПГС облегчает глубокую рекуперацию уходящих газов. С одной стороны, температура уходящих газов с верхней стороны ограничена температурой подаваемой на лопатки турбины низкотемпературной ПГС. С другой стороны, при конденсации водяных паров из ПГС в экономайзере происходит выделение значительного количества теплоты. Таким образом, на выходе имеют место низкопотенциальные влажные продукты сгорания (с учетом неполноты конденсации).

2. *Парогазовая микротурбина*

Разработано конструктивное решение микротурбины, рабочим телом которой является парогазовая смесь. Схема установки представлена на рисунке 1.

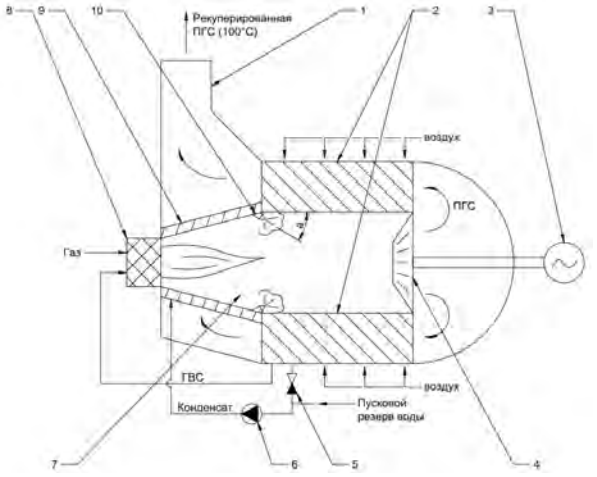


Рисунок 1. Схема парогазовой микротурбины: 1 – выхлопной патрубок; 2 – смесительный рекуператор; 3 – электрогенератор; 4 – турбина; 5 – обратный клапан регулирующий вентиль; 6 – конденсатный насос; 7 – камера сгорания; 8 – горелочный блок; 9 – экономайзер; 10 – форсуночный пояс.

При запуске парогазовой микротурбины одновременно с розжигом дутьевой горелки, входящей в состав горелочного блока 8 включается конденсатный насос 6, который запитывает экономайзер 9 из пускового резерва воды. Обратный клапан 5 предотвращает попадание холодной воды в смесительный рекуператор 2. При этом электропитание горелочного блока и конденсатного насос осуществляется от внешнего источника (аккумулятора или электросети). Нагнетаемая в экономайзере вода на этапе запуска парогазовой микротурбины нагревается в нем до температуры 50-60^{0}С и распыляется через форсуночный пояс 10 в объем камеры сгорания 7. Таким образом, на этапе запуска парогазовая микротурбина работает в режиме впрыска воды и создаваемого в камере смешения давления не достаточно для вращения электрогенератора 3 с подключенной базовой нагрузкой. Поэтому, на этом этапе электрогенератор работает на холостом ходу.

В результате теплообмена в смесительном рекуператоре дымовые газы через выхлопной патрубок 1 выбрасываются в атмосферу с температурой порядка 100^{0}С. Образовавшийся в результате рекуперации продуктов сгорания конденсат конденсатным насосом нагнетается в экономайзер. Одновременно с поступлением конденсата прекращается подача из пускового резерва воды. Нагнетаемый с температурой 90^{0}С

конденсат перегревается в экономайзере, и парогазовая микротурбина переходит в режим впрыска перегретой воды. После перехода в режим впрыска перегретой воды подключается базовая нагрузка.

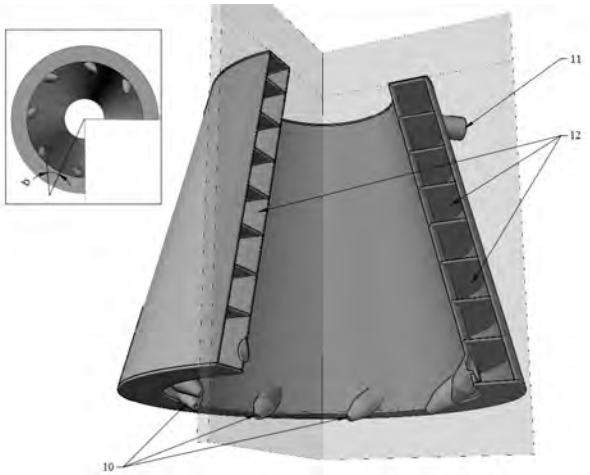


Рисунок 2. Модель экономайзера: 10 – форсуночный пояс; 11 – водяной патрубок; 12 – спиральный канал.

Экономайзер представляет собой водяной корпус камеры сгорания в форме полого усеченного конуса со спиральным каналом 12 (рисунки 2, 3). Спиральный канал ограничивает движение теплоносителя по серпантину вокруг камеры сгорания. Конденсат нагнетается в спиральный канал через водяной патрубок 11 в основании экономайзера. В другом основании экономайзера располагается форсуночный пояс 10. Спиральный канал позволяет увеличить скорость движения среды по экономайзеру и позволяет осуществлять перегрев конденсата.



Рисунок 3. Модель экономайзера

Форсуночный пояс представляет собой кольцевой коллектор с рядом направленных форсунок. Форсунки равномерно распределяют по всему периметру форсуночного пояса под углом a ($10^0 \div 45^0$) к оси парогазовой микротурбины (рисунок 1) и под углом b ($30^0 \div 75^0$) к касательной к проекции форсуночного пояса (рисунок 2). Ориентирование форсунок под углом a позволяет использовать импульс впрыскиваемых потоков перегретой воды для увеличения скорости потока ПГС вдоль оси микротурбины, а под углом b – для закручивания потока ПГС вокруг оси микротурбины. Такое пространственное ориентирование форсунок позволяет осуществлять турбулизацию смешиваемых потоков, что способствует ускорению формирования парогазовой смеси.

При впрыске перегретой воды она мгновенно испаряется, что приводит к существенному скачку давления в камере сгорания, т.к. парообразование осуществляется в ограниченном объеме. Давление парогазовой смеси находится в прямой зависимости от расхода впрыскиваемой перегретой воды, а температура – в обратной зависимости. Увеличение доли водяных паров в ПГС также приводит к снижению температуры уходящих дымовых газов.

Утилизация ПГС осуществляется в смесительном рекуператоре, который представляет собой кольцевой поверхностный теплообменный аппарат спирального типа. Нагреваемой средой является дутьевой воздух, прогоняемый через смесительный рекуператор за счет тяги дутьевого вентилятора горелочного блока. Греющей средой является отработанная парогазовая смесь, при охлаждении которой в смесительном рекуператоре выделятся конденсат, который в свою очередь конденсатным насосом нагнетается в экономайзер. Забор дутьевого воздуха осуществляется через перфорированную внешнюю поверхность смесительного рекуператора.

В смесительном рекуператоре к дутьевому воздуху подмешивают часть рекуперированной парогазовой смеси и образовавшаяся газовоздушная смесь направляется на горение. Использование такой газовоздушной смеси позволяет снизить температуру в ядре факела и содержание кислорода, что приводит к подавлению процессов образования оксидов азота,

бензпирена, формальдегида, тяжелых углеводородов, оксида углерода и других вредных веществ.

Электрогенератор 3 располагается на одном валу с турбиной 4 за корпусом парогазовой микротурбины и охлаждается средствами встроенной крыльчатки.

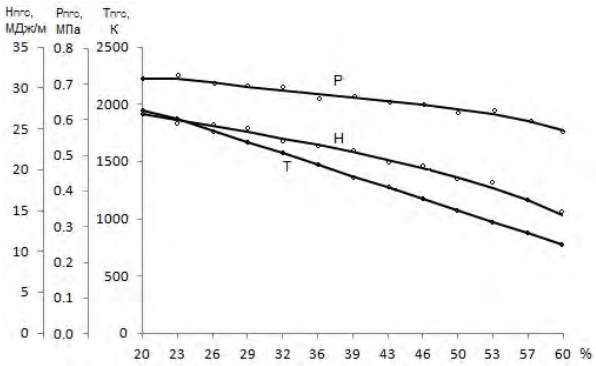


Рисунок 4. Зависимость термодинамических параметров рабочего тела (ПГС) от доли водяного пара в смеси

На рисунке 4 показаны зависимости энтальпии (Н), давления (Р) и температуры (Т) рабочего тела парогазовой микротурбины от доли водяного пара в ПГС. Зависимости приведены для частного случая сжигаемого топлива – природного газа месторождения Уренгой-Ухта (CH_4 = 98.72%, C_2H_6 = 0.12%, C_3H_8 = 0.01%, C_4H_{10} < 0.01%, CO_2 = 0.14 %, N_2 = 1%) [6, С. 61]. При увеличении доли впрыскиваемой перегретой воды происходит снижение давления рабочего тела. Однако это снижение незначительное, что позволяет увеличивать долю водяного пара в смеси до 40% с минимальной потерей производительности парогазовой микротурбины. С другой стороны увеличение влагосодержания смеси позволяет увеличить эффективность рекуперации рабочего тела в смесительном рекуператоре за счет использования теплоты конденсации.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Теоретические исследования показали состоятельность разработанной конструкции микротурбины. Низкое давление рабочего тела (относительно газовых микротурбин) компенсируется отсутствием механической нагрузки компрессора на валу турбины. Кроме того, снимается вопрос охлаждения компрессора и конструкция установки в целом упрощается.

Предварительная оценка экономической состоятельности инвестиционного проекта, заключающегося в разработке, производстве и реализации описанных парогазовых микротурбин, показала его рентабельность не менее 55%.

LITERATURE:

[1]. Gullì F., Social choice, uncertainty about external costs and trade-off between intergenerational environmental impacts: The emblematic case of gas-based energy supply decentralization. Ecological Economics, vol. 57(2), 2006, pp. 282-305.

[2]. Soares C., Microturbines. Butterworth-Heinemann, 2007.

[3]. Kostuk A. et al., Parovye i gazovye turbiny dlya elektrostantsii (Steam and gas turbines for power plants). Moscow Power Engineering Institute, 2008.

[4]. Nikitin M., Sravnenie harakteristik teplonositelyei (Comparison of heat-carriers characteristics). Almanac of Modern Science and Education, vol. 6(25), 2009, pp. 135-137.

[5]. Nikitin M., Vliyanie napravlennogo vpryska vody v teplogeneratore na davlenie poluchaemoi parogazovoi smesi (Effect of directed water injection at pressure of steam-and-smoke mixture). Industrial Energy, vol. 6, 2010, pp. 42-46.

[6]. Grigoriev K. et al., Tehnologiya szhiganiya organicheskih topliv (Burning of fossil fuels technology). St.-Petersburg, 2006.

Contacts: Maxim Nikitin, Department of Heat-Power, Samara State Technical University,
Molodogvardeyskaya 244, 443100 Samara, Russia
Phone: +7-905-018-8034, Fax: +7-846-332-4220, Email: nikitin-pro@mail.ru

СИСТЕМАТИЗАЦИЯ, АНАЛИЗ И СРАВНЕНИЕ НА МОЩНОСТНИ ПРЕВКЛЮЧВАТЕЛИ ЗА СТЪПАЛНИ РЕГУЛАТОРИ НА ВИСОКО НАПРЕЖЕНИЕ НА „ХЮНДАЙ ХЕВИ ИНДЪСТРИС КО БЪЛГАРИЯ" АД

Тони Драгомиров, Тодор Кокев

SYSTEMATIZATION, ANALYSIS AND COMPARISON OF DIVERTER SWITCH TYPES FOR HIGH VOLTAGE ON-LOAD TAP CHANGERS DESIGNED AND MANUFACTURED BY HYUNDAI HEAVY INDUSTRIES CO. BULGARIA

Abstract: Hyundai Heavy Industries Co. Bulgaria (HHIB) is a company located in Sofia, Bulgaria. We manufacture a wide range of modern high voltage on-load tap changers for rated currents from 200 A to 2000A, and for main insulation voltages up to 300 kV. The OLTC series using diverter switches based on arc quenching in oil – RS 9, RS 5, RS 6, RS 7 – are unified with their respective OLTC series using vacuum interrupters – RSV 9, RSV 5, RSV 6, RSV 7; these series differ only in their diverter switch types, which are interchangeable.

The authors give a systematic presentation of these diverter switch types and demonstrate the step-by-step process of building the electrical and kinematic diagrams. The two diverter switch types are analyzed and compared. The RSV series mentioned above use vacuum interrupters manufactured by HHI-Korea. All HHIB on-load tap changers have been designed using our own patent-protected innovations.

Keywords: вакуумни дъгогасителни камери, vacuum interrupters, мощностни превключватели diverter switches, стъпални регулатори, on-load tap changers

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Техническите и икономическите показатели на консуматорите на електрическа енергия рязко се влошават, когато захранващото напрежение се отклонява от номиналното [1]. Поради това се налага да се използват различни начини и средства за регулиране на напрежението. Един най-разпространен начин е чрез изменение на преводното отношение на силовите трансформатори посредством стъпални регулатори на напрежение. Това са сложни и скъпи изделия, които се създават на изобретателско ниво само от няколко фирми в света. Една от тях е „Хюндай Хеви Индъстрис" – България (HHIB). Тази фирма произвежда много серии стъпални регулатори [2], основните от които са представени в тази статия.

II. ОСНОВНИ СЕРИИ СТЪПАЛНИ РЕГУЛАТОРИ НА HHIB – СИСТЕМА-ТИЗАЦИЯ И АНАЛИЗ

Основните серии стъпални регулатори създадени и произвеждани от HHIB са RS9/RSV9; RS5/RSV5; RS6/RSV6; RS7/RSV7. Типопредставители на тези серии са показани на фиг.1, като под тях са дадени номиналните токове и номиналните напрежения на сериите стъпални регулатори. Първите означения са за стъпални регулатори с мощностни превключватели (МП) с дъгогасене в трансформаторно масло, а вторите означения (с добавена буква V) – за дъгогасене с помощта на вакуумни дъгогасителни камери (ВДК). Характерно за тези серии е, че външният вид, масленият съд, избирачът и предизбирачът са еднакви, а се заменят само МП. И в двата случая МП са конструирани на еднакви електрически и кинематични принципи и са с много унифицирани възли и елементи.

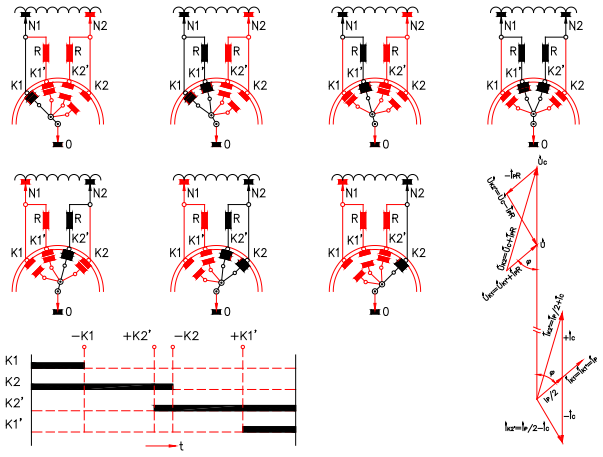
Освен представените серии RS в ННІВ се произвеждат и някои други типове, които са с по-специално конструктивно изпълнение. Това са RS12/RS16 от колонков тип с етажно разположение на фазите [2] и RS21 – за работа в елегаз [3]. Те не са обект на тази работа.



RS 9.3 – Y	RS 5 – Δ	RS 6 – Y	RS 7
III – 200A; 400A; 630A	200A; 400A; 630A 1250A	III – 1250A	I – 200A; 400A; 630A;
I – 800A; 1200A; 1600A	RSV 5 – Δ	RSV 6 – Y	RSV 7
RSV 9.3 – Y	1250A	III – 1200A; 1500A	I – 700A; 1200A
III – 400A; 550A; 700A	U: 41.5 – 72.5	I – до 2000A	U: 41.5kV – 245kV
I – 1200A; 1500A		U: 41.5kV – 245kV	Брой положения до 107
U: 41.5kV – 300kV			

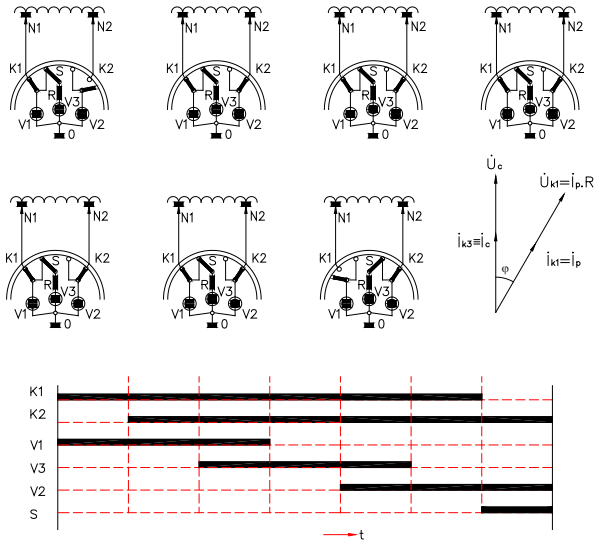
Фигура 1. Стъпални регулатори на ННІ – България

Принципите на превключване и разликите между класическите МП и тези с ВДК могат да се видят на фиг.2 и фиг.3.



Фигура 2. Последователност на превключване на RS 9

На фиг.2 са представени електрическата схема, последователност на превключване, циклограмата и векторната диаграма на МП с дъгогасене в масло. Една фаза на МП съдържа два главни дъгогасителни контактни възли К1 и К2 и два спомагателни контактни възли К'1 и К'2 с последователно свързани с тях резистори R. К1 респективно К2 са присъединени към две от отклоненията N1 и N2 на стъпалната намотка СН, а от другия си край имат общ извод О. Между двете отклонения N1 и N2 има стъпално напрежение $\dot{U}_C$, а през затворения контакт К1 тече работният ток $\dot{I}_P$ на трансформатора. В седем последователни стъпки е представено прехвърлянето на $\dot{I}_P$ от К1 на К2 без прекъсване на захранването. При т.нар. положение „мост" кратковременно се появява циркулиращ ток $\dot{I}_C$ с (ол.4) Зависимостите между комутираните токове и възстановяващите се напрежения на контактните възли се виждат на векторната диаграма. При К1 и К2 прекъсваните токове и възстановяващите се напрежения не се влияят от ъгъл φ, докато при К'1 и К'2 – зависят от него. Циклограмата от фиг.2 показва времетраенето на отделните интервали, като времетраенето от отварянето на К1 (-К1) до затварянето на К2(+К2) за различните типопредставители е от 30ms до 45ms.



Фигура 3. Последователност на превключване на RSV 9

На фиг.3 се вижда последователността на превключване, циклограмата и векторната диаграма на МП на сериите RSV. Електрическата схема на превключване е оригинална и осигурява някои съществени предимства спрямо МП на основните конкуренти [4].

От векторните диаграми могат да се изведат изразите за прекъсваните токове и

възстановяващите се напрежения за двата случая.

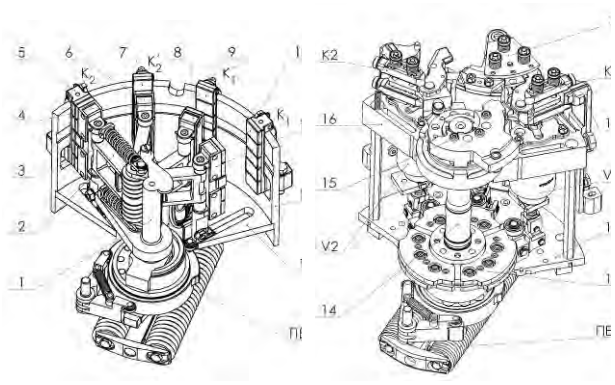
Таблица 1.

Схема	Превключване от N1 към N2	Превключване от N2 към N1
Фиг.2	$\dot{I}_{k1} = \dot{I}_p$ $\dot{U}_{k1} = \dot{I}_p R$ $\dot{I}_{k'1} = \dot{I}_p/2 \pm \dot{U}_c/2R$ $\dot{U}_{k'1} = \dot{I}_p R \pm \dot{U}_c$	$\dot{I}_{k2} = \dot{I}_p$ $\dot{U}_{k2} = \dot{I}_p R$ $\dot{I}_{k'2} = \dot{I}_p/2 \pm \dot{U}_c/2R$ $\dot{U}_{k'2} = \dot{I}_p R \pm \dot{U}_c$
Фиг.3	$\dot{I}_{V1} = \dot{I}_p$ $\dot{U}_{V1} = \dot{I}_p R$ $\dot{I}_{V3} = \dot{U}_c/R$ $\dot{U}_{V3} = \dot{U}_c$	$\dot{I}_{V2} = \dot{I}_p$ $\dot{U}_{V2} = \dot{I}_p R$ $\dot{I}_{V3} = \dot{U}_c/R$ $\dot{U}_{V3} = \dot{U}_c$

Основните кинематични схеми на двата типа МП са представени за една фаза на фиг.4.

При трифазни МП трите фази са разположени на по 120° една спрямо друга. Контактната система на класическия мощностен превключвател (поз.а) е с опростена конструкция, с големи предимства за производството и експлоатацията. Неподвижните контактни елементи 5,7,9 и 10 са закрепени на вътрешната повърхност на изолационен цилиндър 12. Подвижните контактни елементи 4,6,8 и 11 се носят от скоби 2 и се водят в канали на метално дъно 13. Скобите се задействат от централен вал 1 и имат контактни пружини 3. Пружинно-енергийният акумулатор (ПЕА) е от известен тип [5] и завърта скокообразно на 90° централния вал 1.

Мощностният превключвател с ВДК (поз.b) е по-сложен, но осигурява по-високи технически параметри и експлоатационни предимства. Главните ВДК V1 и V2 и спомагателната ВДК V3 (под S не се вижда) са монтирани на изолационна плоча 16, която е закрепена към изолационен цилиндър 17, хванат към метално дъно 19. Трите ВДК се задействат съобразно циклограмата (фиг.3) от централен вал 14 и гърбици 18. ПЕА е същият, както на МП от поз.а. Бързодействащите разединители К1 и К2 се командват от трираменен диск 15 с щифтове. Преместването на контактен възел 5 става след завършване на превключването от механизъм разположен на дъното 19 (на фигурата не се вижда).



a b

Фигура 4. Кинематични схеми на мощностни превключватели RS 9 (a) и RSV 9 (b)

Външният вид на основните класически типове МП е показан на фиг.5. Еднофазният МП на RS9-I е по електрическата схема от фиг.2 и кинематиката от фиг.4,а. Резисторите са разположени на нивото на контактните възли в свободното пространство вътре в изолационния цилиндър. При трифазния мощностен превключвател RS9-III трите фази според фиг.4,а са разположени в секторите по 120°, а резисторите са монтирани отгоре. При свързване на трите фази в паралел се получава еднофазен мощностен превключвател за 1200А и 1500А. В мощностните превключватели на RS5 трите фази са изолирани помежду си, като трите контактни системи според фиг.4,а са раздалечени радиално. Също така са изолирани спрямо дъното чрез изолационни тръби.



RS 9 – I – 200/400/630A | RS 9 – III – 200/400/630A RS 9 – I – 1200/1500A | RS 5 – Δ – 1250A | RS 6 – III – 1250A

Фигура 5. Мощностни превключватели с дъгогасене в масло

Когато МП е до 630А, се използва един етаж на контактните системи, а когато се изисква ток до 1250А – две контактни системи са монтирани една под друга и са свързани

паралелно (фиг.5). В трифазния МП на RS6 също има две етажно разположени и свързани в паралел контактни системи на МП на RS9. Резисторите са монтирани странично. За ток до 2000А при еднофазен RS6 трите фази са свързани в паралел.

Основните типове МП с ВДК се виждат на фиг.6. Еднофазният МП наRSV9 е изпълнен съобразно фиг.3 и фиг.4,b. И тук резисторите са разположени в изолационния цилиндър. Еднофазен МП за 1200А и 1500А е изграден на същите принципи, но с използване на по-мощни ВДК и паралелна контактна система разположена отгоре.



RSV 9 – I – 400/550/700 A | RSV 9 – I– 1200/1500 A | RSV 9 – III– 400/550/700 A | RSV 5 – Δ – 1250A

Фигура 6. Мощностни превключватели с вакуумни дъгогасителни камери

При трифазния МП на RSV9 има три контактни системи разположени в сектори от по 120^0 и резистори монтирани отгоре. Мощностният превключвател на RSV5-Δ-1250А е съставен от три контактни системи аналогични на тази от фиг.4,b отдалечени радиално една от друга.



400A 550A 700A 1200A

Фигура 7. Вакуумни дъгогасителни камери (ВДК) на ННІ – Корея използвани в МП на ННІ-В

Фазите са изолирани чрез тръби спрямо носещата метална основа. ПЕА е с друга конструкция, която тук няма да се разглежда. Мощностният превключвател на RSV6-1200А е унифициран с този на RSV5, но е с по-малка височина, тъй като няма изолация спрямо основата и резисторите са разположени между фазите.

В сериите МП с ВДК на ННІВ се използват произведени в ННІ – Корея ВДК. Различните типопредставители са показани на фиг.7.

ІІІ. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Заводът на „Хюндай Хеви Индъстрис” в София произвежда широка гама от съвременни стъпални регулатори на високо напрежение. Класическите мощностни превключватели с дъгогасене в масло и тези, които използват ВДК са взаимозаменяеми. ННІ-България е една от няколкото фирми в света, които създават и произвеждат стъпални регулатори на база на собствени патенти. Сега се разработват и други нови серии на стъпални регулатори.

LITERATURE:

[[1] Драгомиров Т., И.Ячев, Електрически апарати за високо напрежение, ИК „ICON”,1994.

[2] On Load Tap-Changers, Main characteristics and technical data, Hyundai Heavy Industries Co, Bulgaria.

[3] Dragomirov T. Application of SF6cas in On-Load Tap Changers, SIELA1999, pp. 85-89.

[4] Dragomirov T., N.Gourov, On-Load Tap Changers with Vacuum Interrupters for On-Load Regulation of Power Transformers, ELMA2008, pp. 402-405.

[5] Dragomirov T., N.Gourov, Main trends on construction of On-load Tap-changers with vacuum interrupters, SIELA2009, pp. 89-93.

Contacts:

Tony Dragomirov, Technical Consultant of HV Apparatures of Hyundai Heavy Industries Co. Bulgaria,
41, Rojen Blvd., 1271 Sofia, Bulgaria
Phone: +359 2 8033240,
Email: tdragomirov@hhi-co.bg

Todor Kokev, Designer of HV Apparatures of Hyundai Heavy Industries Co. Bulgaria,
41, Rojen Blvd., 1271 Sofia, Bulgaria
Phone: +359 2 8033247,
Email: tkokev@hhi-co.bg

ИЗСЛЕДВАНЕ И КОНСТРУИРАНЕ НА СТЪПАЛНИ РЕГУЛАТОРИ НА ВИСОКО НАПРЕЖЕНИЕ С ЕТАЖНО ПОДРЕДЕНИ В ЕДНА КОЛОНА ФАЗИ

Тони Драгомиров, Тодор Кокев

ANALYSIS AND DESIGN OF HIGH VOLTAGE ON-LOAD TAP CHANGERS WITH VERTICAL SINGLE-COLUMN PHASE ARRANGEMENT

Abstract: A number of manufacturers in the world offer on-load tap changers with three single-phase diverter switches arranged vertically as a single assembly unit. These on-load tap changers have some advantages when they are used in transformers with delta-connected windings. However, a typical disadvantage of these OLTCs manufactured by world leading companies such as MR-Germany and ABB-Sweden is that they operate as on-load tap selectors.

Hyundai Heavy Industries Bulgaria is the only manufacturer in the world offering an original OLTC design in which the diverter switch with vertically arranged phases is separate from the tap selector. An example of this design are the RS 12 and RSV 12 series.

The authors present a comparison of different HHIB on-load tap changers using diverter switches with a vertical phase arrangement. These OLTCs have two types of diverter switches that are interchangeable – the first type is based on arc quenching in oil, and the second type is based on vacuum interrupters. The electrical and kinematic diagrams are analyzed. Two types of spring energy accummulators for these OLTCs are also presented.

Keywords: вакуумни дъгогасителни камери, vacuum interrupters, мощностни превключватели diverter switches, стъпални регулатори, on-load tap changers, свързване в схема триъгълник, delta connection

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Почти всички силови трансформатори за високо напрежение са с регулиране на напрежението под товар с помощта на стъпални регулатори [1]. Има два основни типа на стъпални регулатори на напрежение. Първият тип е съставен от трифазен мощностен превключвател монтиран в масления съд и разположен под него избирач с предизбирач. Вторият тип има три етажно подредени в една колона фази. Този тип е представен от две принципно различни конструктивни изпълнения:

Избирач под товар, при който избирането на съседното избрано отклонение и превключване се осъществява от едни и същи контактни възли [1]. Такива са тип V на MR – Германия и тип UB на ABB – Швеция.

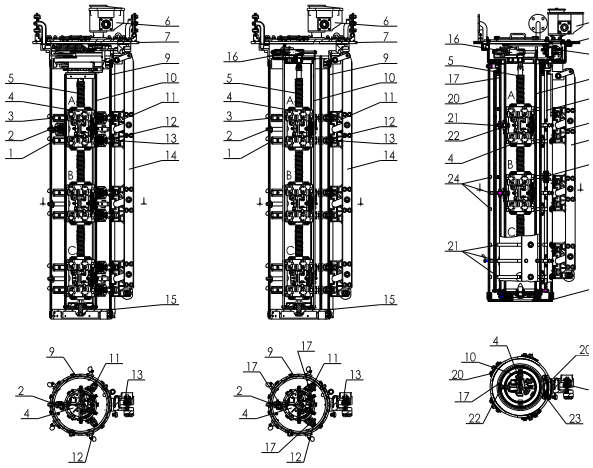
Стъпален регулатор, при който всяка фаза съдържа еднофазен мощностен превключвател и разположен около него избирач. Това е стъпален регулатор тип RS12[2] на „Хюндай Хеви Индъстрис" – България (HHIB) и неговата унифицирана модификация тип RSV12, при която дъгогасенето става с помощта на вакуумни дъгогасителни камери (ВДК).

Стъпалните регулатори са с някои съществени експлоатационни предимства. Тук ще се представят и анализират типове RS12 и RSV12 на HHIB.

II. СТЪПАЛНИ РЕГУЛАТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ ОТ СЕРИИТЕ RS12 И RSV12 – ОСНОВНИ КОНСТРУКТИВНИ КОНЦЕПЦИИ

На фиг.1,а е показан в разрез стъпален регулатор RS12 произвеждан в HHIB. Той е съставен [3] от маслен съд съдържащ носеща глава 7, изолационен цилиндър 9 и дъно 15. По вътрешната повърхност на цилиндъра 9 са монтирани нечетни 1 и четни 3 неподвижни

контактни елементи. Има и пръстен 2 за токоотвеждането. Мощностният превключвател (МП) е комплектован от пружинен енергиен акумулатор (ПЕА) 8, изолационен цилиндър 10 и три етажно подредени еднофазни мощностни превключватели 4 [4]. Цилиндърът 10 може да се завърта на определени стъпки и закрепените към него подвижни контактни възли 11 и 12 избират посменно стъпалата на стъпалната намотка [1]. Задействането на МП става от червячния редуктор 6 с цифров показател и крайни механични блокировки. Мощностните превключватели 4 са подредени етажно. При три изолирани фази A, B, C те са свързани с изолационни валове 5. Когато регулирането е в звезден център се използват къси метални валове и височината на стъпалния регулатор е намалена.



a) b) c)

Фигура 1.

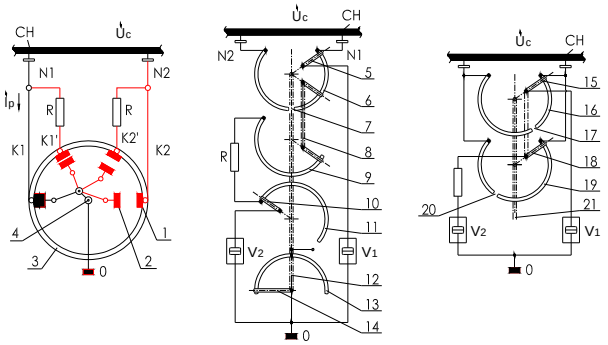
Странично отвън на изолационния цилиндър 9 са монтирани три еднофазни предизбирача 13 [5]. Те се задвижват едновременно от изолационна рейка 14.

Друга нова модификация на RS12 е показана на фиг.1,b. При нея ПЕА е заменен с по-опростен такъв 16 и изолационният цилиндър 10 не се върти. Задвижването на подвижните контактни елементи 11 и 12 става от допълнителни изолационни сектори 17. Двата типа ПЕА са представени накрая на работата и е направено сравнение между двете конструкции на стъпалния регулатор.

По-сложна е конструкцията [6] показана на фиг.1,c, но тя има някои предимства. Изолационният съд 10 на МП е отделна монтажна единица, която може да се поставя и изважда в допълнителен маслен съд 17, като електрическата връзка се осъществява от щепселни контактни възли 22. Отвън на цилиндъра 17 са монтирани токоотвеждащи пръстени 21, които чрез подвижни контактни възли 23 се свързват посменно към неподвижни контактни елементи 24 разположени на изолационни сектори 20.

Сравнение на трите конструктивни варианти от фиг.1 е направено на края на работата.

Стъпалният регулатор RSV12 има същата компановка, както тази на RS12, като само МП е заменен с такъв с дъгогасене чрез ВДК. На фиг.2,a е показана електрическата схема на превключване на МП на RS12, която е еднаква и за трите варианта от фиг.1. Върху вътрешната повърхност на изолационен цилиндър 3 (поз.10 от фиг.1) са монтирани четири неподвижни контактни елементи 1 на два главни K_1 и K_2 контакти и два спомагателни K_1' и K_2' контакти [2]. Подвижни контактни елементи 2 се задвижват от централен вал 4 (поз.5 от фиг.1). Двата главни контакта K_1 и K_2 са присъединени към двете отклонения N_1 и N_2 на стъпалната намотка СН, а паралелно на тях са свързани резисторите R. Означени са и стъпалното напрежение U_c и работният ток I_p.



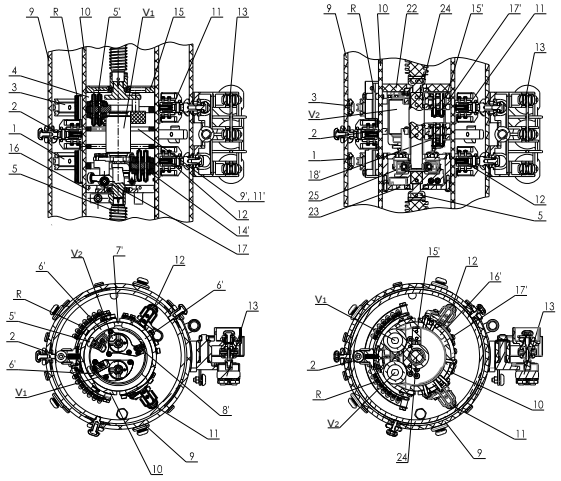
a) b) c)

Фигура 2.

Оригинални са електрическите схеми на МП с ВДК. Те са разработени в два варианта показани на позиции „b" и „c" от фиг.2. И двете схеми имат по една главна ВДК – V_1, по една спомагателна ВДК – V_2 и по един резистор R. При поз. „b" двете ВДК се въртят на 180^0 при превключване, като разрез на една фаза на тази конструкция е даден на фиг.3,a. При поз.c двете ВДК са неподвижни, а на фиг.3,b се вижда разрез на МП за този случай.

На фиг.2,b има една главна контактна дъга 6 с прекъсване в средата 7. Двата края на тази дъга са присъединени към двете отклонения N_1 и N_2. По дъгата 6 контактува подвижен контактен мост 5 свързан с V_1 и извод О. Има и две помощни дъги 9 и 11 с помощни контактни мостове 8 и 10. Чрез тях се

осъществява последователното свързване на дъга 6, R, V_2 и извода О. Токотвеждането става чрез дъга 13 и мост 17 към О.



a) b)

Фигура 3.

При скокообразно завъртане на 180^0 по посока на часовата стрелка извършено от вал 12 първо се отваря V_2 и контактен мост 7 преминава безтоково през междината 7. След това се включва V_2 и отваря V_1 така, че и мост 5 преминава безтоково през междината 7, а накрая се включва V_1. Така става превключването от N_1 на N_2. Обратното превключване е по аналогичен начин, но първо се отваря V_1, а след това V_2. По опростена е конструкцията, при която няма дъги 9 и 11 и мостове 8 и 10, а токоотвеждането между V_2 и R става чрез гъвкави проводници.

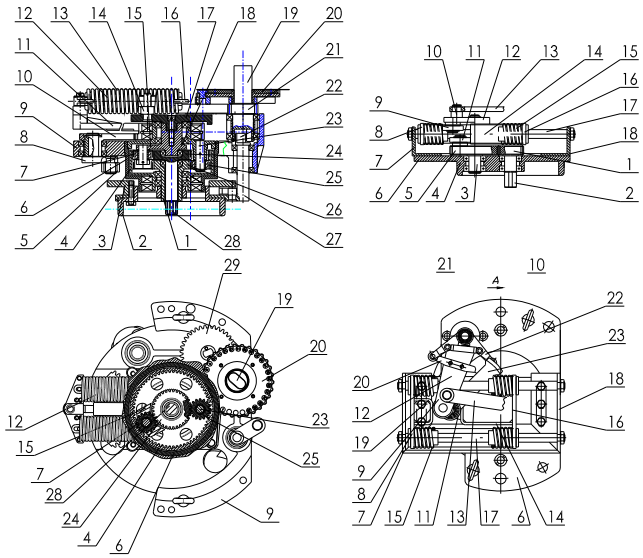
Само с две контактни дъги 16 и 19 и два моста 15 и 18 е схемата от фиг.2,c. Прекъсванията 17 и 20 на двете дъги са разместени на определен ъгъл, в резултат на което се осигурява последователност, както тази от фиг.2,b. Задвижващият вал 21 е от изолационен материал. Двете ВДК V_1 и V_2 са неподвижни, което облекчава токоотвеждането към О.

На фиг.3 са показани в надлъжен и напречен разрез МП с ВДК по схемите съответно на поз.b и поз.c на фиг.2 Номерата на елементите са запазени, като тези на фиг.1,a и няма да се обясняват. Взаимствани са и номерата от фиг.2,b и фиг.2,c, но са означени с „прим”. МП от фиг.3,a има носеща конструкция от горен метален фланец 15 и долен метален фланец 16, закрепени към изолационния цилиндър 10. ВДК – V_1 и V_2 и подвижните контактни системи 5’ и 14’, се въртят на по 180^0 от метални валове 18. Резисторът R е монтиран странично към цилиндър 10.

На фиг.3,b V_1 и V_2 са неподвижни и са закрепени към горен изолационен фланец 22 и долен метален фланец 23. Подвижните контактни системи 15’ и 18’ се въртят на по 180^0 от изолационен вал 24.

Двата типа пружинно-енергийни акумулатори (ПЕА) съобразно фиг.1,a и фиг. 1,b са представени на фиг.4.

На фиг.4,a ПЕА е разположен в носещата глава 9 на RS (поз.7 от фиг.1,a). Действието на ПЕА е обусловено от специален зъбен диференциален механизъм, съставен от вал 28 с централно зъбно колело 24, задвижващ вал 18 с водило 15, сателитно зъбно колело7 монтирано на водилото, корпус 4 с вътрешни зъби, втори вал 1 с централно зъбно колело 26 зацепено със зъбно колело 25 с неподвижна ос 23.



a) b)

Фигура 4.

Вал 28 свързан с вал 5 от фиг.1,a. На вал 1 е монтирано малтийско колело 3, свързано с фланец 2, на който е хванат изолационният цилиндър 10 от фиг.1,a. Зъбният диференциален механизъм е с три степени на свобода и е монтиран в корпуса 6. Зареждането на ПЕА става по следния начин: Вал 19 (свързан с редуктора 6 от фиг.1,a) чрез зъбна двойка 21-29, щанга 8 и зъбен сектор 10 завърта лост 11 и натяга пружинния блок 12. Другият край 16 на този блок е свързан с щифт 14 (на фигурата склопен) монтиран на лост 17, който в двете си крайни положения е блокиран от непоказани блокировки. След крайното опъване на 12 лост

17 се освобождава и чрез вал 18, водилото 15, сателитното зъбно колело 7 и централното зъбно колело 24 осъществява скокообразно завъртане на 180° на вал 28 и става превключването на МП. През това време корпусът 4 е неподвижен, защото е блокиран от зъбните колела 25 и 26. При завъртане на една стъпка (примерно 30°) на задействаното от елемента 27 малтийско колело 3 се завърта и вал1. Зъбната двойка 25-26 завърта корпуса 4 на същия ъгъл и чрез него – зъбно колело 24 и вал 28. Така се осъществява синхронизация на завъртането на валове 1 и 28. Механизмът е усложнен, но е опростено движението на контактните възли 2, 11 и 12 от фиг.3.

Значително по-опростен е ПЕА от фиг.4,b, който се използва в RS от позиции b и c на фиг.1. Към фланец 4 на корпуса 6 е хванат изолационният цилиндър 10 от фиг.1,b. В случая той е неподвижен. Между двете стени 7 и 18 са установени две кръгли направляващи 17. По тях се плъзгат две шейни 8 и 16, между които са монтирани две пружини 15 работещи на опън. Към шейните 8 и 16 са хванати два тласкача 14 и 19. Между тласкачите са разположени два лагера 11 и 9. Лагер 11 е монтиран на единия край на лост 23, другият край на който е блокиран от блокиращ механизъм 22. Лагер 9 е монтиран на края на зареждащ лост 12, който е лагерован на ос 21 разположена на корпуса 6. Действието е следното: Зареждащата щанга 13 извършва възвратно-постъпателно движение командвано от непоказан ексцентрик. Щангата в случая се премества в дясно и чрез щифт 10 завърта лост 12 обратно на часовата стрелка. Лагер 9 натиска върху тласкач 17, премества шейната 16 и опъва пружините 15. При достигане на дясно крайно положение елемента 20 освобождава блокиращият механизъм 22 и се осъществява скокообразното превключване на МП. Зъбната двойка 1-5 преобразува завъртане от 90° на вал 3 в 180° – на вал 2.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Стъпалният регулатор RS12 има някои съществени предимства спрямо конкурентни изделия изпълнени като избирачи под товар. По-нататъшното развитие е новоразработения стъпален регулатор RSV12, който има мощностен превключвател с ВДК. Създадени са два типа МП с ВДК, от които този с неподвижни ВДК има някои предимства (поз.b от фиг.3).

Разработени са и сравнени три конструктивни концепции на RS12 (фиг.1). Перспективна е конструкцията от поз.b, защото използва по-простия, по-евтин и по-надежден ПЕА от фиг.4,b.

LITERATURE:

[1]. Драгомиров Т., И.Ячев, Електрически апарати за високо напрежение, ИК „ICON”,1994
[2]. On-load tap-changers, Hyundai Heavy Industries Co. Bulgaria
[3]. BG патент №45019, Трифазен стъпален регулатор на напрежение с етажно подредени фази.
[4]. BG патент №45020, Предизбирач за трифазен стъпален регулатор с етажно подредени фази.
[5]. BG патент №45021, Еднофазен мощностен превключвател за стъпален регулатор на напрежение.
[6]. BG патент №62712, Стъпален регулатор на напрежение с етажно подредени фази.

Contacts:

Tony Dragomirov, Technical Consultant of HV Apparatures of Hyundai Heavy Industries Co. Bulgaria,
41, Rojen Blvd., 1271 Sofia, Bulgaria
Phone: +359 2 8033240,
Email: tdragomirov@hhi-co.bg

Todor Kokev, Designer of HV Apparatures of Hyundai Heavy Industries Co. Bulgaria,
41, Rojen Blvd., 1271 Sofia, Bulgaria
Phone: +359 2 8033247,
Email: tkokev@hhi-co.bg

МОЩНОСТНИ ПРЕВКЛЮЧВАТЕЛИ ЗА СТЪПАЛНИ РЕГУЛАТОРИ НА ВИСОКО НАПРЕЖЕНИЕ С ПО ДВЕ ВАКУУМНИ ДЪГОГАСИТЕЛНИ КАМЕРИ (ВДК) НА ФАЗА И РАЗДЕЛЕНО КОМУТИРАНЕ НА РАБОТНИЯ И НА ЦИРКУЛИРАЩИЯ ТОК

Тони Драгомиров, Тодор Кокев

DIVERTER SWITCHES FOR HIGH VOLTAGE ON-LOAD TAP CHANGERS WITH TWO VACUUM INTERRUPTERS PER PHASE AND SEPARATE SWITCHING OF THE OPERATING AND CIRCULATING CURRENT

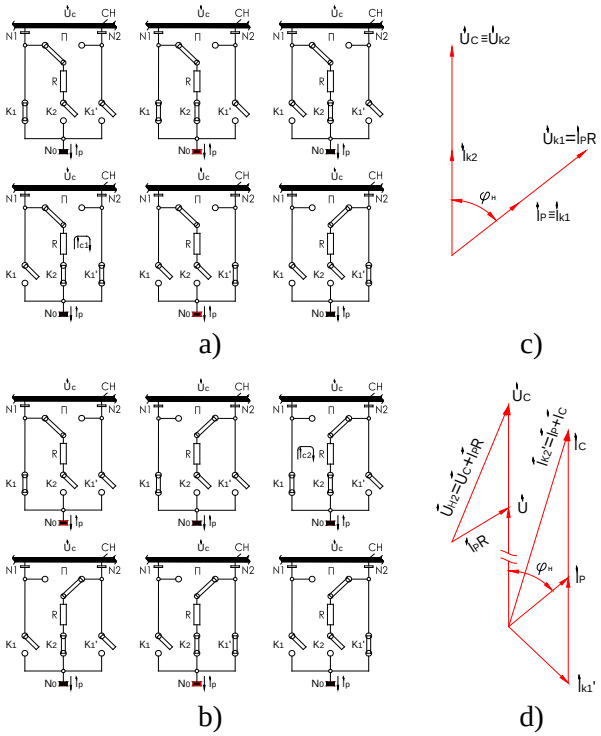
Abstract: Diverter switches with two vacuum interrupters per phase are used in high voltage on-load tap changers manufactured by several world leading companies. There are two principles of performing the switching operations. Under the first principle, the main vacuum interrupter switches the sum of the operating and circulating current; under the second principle, the operating and circulating currents are switched separately. The second principle has commutation advantages and is generally preferred. The authors present designs based on separate commutation developed by MR-Germany and ABB-Sweden as well as a diverter switch original, patent-protected design developed by Hyundai Heavy Industries Bulgaria.

Keywords: вакуумни дъгогасителни камери, vacuum interrupters, мощностни превключватели diverter switches, стъпални регулатори, on-load tap changers, свързване в схема триъгълник, delta connection

I. ВЪВЕДЕНИЕ

При еднакви по структура електрически схеми на превключване могат да се получат различни прекъсвани токове и възстановяващи се напрежения на контактите в зависимост от последователността на действие. Това е илюстрирано на фиг.1.

Възможни са две варианта на превключване [1]. Обръщане на безтоковия превключвател *П* след мощностно превключване (фиг.1,*a*) или преди него (фиг.1,*b*). В първия случай при едно превключване комутират две контактни възела (K_1 и K_2, респ. K_1' и K_2). За него важи векторната диаграма от фиг.1,*c*). От нея се вижда, че комутираните токове и възстановяващите се напрежения на контактните възли не зависят от фазовата разлика между напрежението и тока $\varphi_н$. При втория вариант комутира само един от главните контактни възли при всяко превключване, докато спомагателният контактен възел K_2 включва под товар и

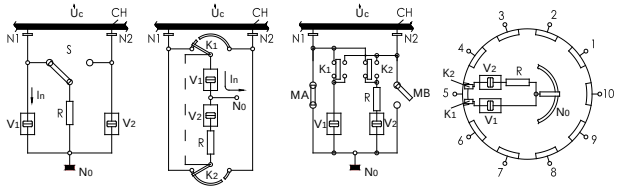


Фигура 1

изключва без протичане на ток. В този случай комутираните токове и възстановяващите се напрежения са твърде големи(фиг.1,*d*).

II. МОЩНОСТНИ ПРЕВКЛЮЧВАТЕЛИ НА СТЪПАЛНИ РЕГУЛАТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ С РАЗДЕЛЕНО КОМУТИРАНЕ НА ГЛАВНАТА И СПОМАГАТЕЛНАТА ВДК

Има няколко основни схеми на превключване на мощностни превключватели с по две ВДК на фаза [2]. Те са показани на фиг.2. На поз.а двата главни контактни възела (фиг.1) са заменени с ВДК. Последователността на превключване е както на фиг.1,*b*. Схемата не се препоръчва поради повишените електрически натоварвания при ВДК и това, че S включва под товар, което води до частично електрическо износване и замърсяване на маслото.



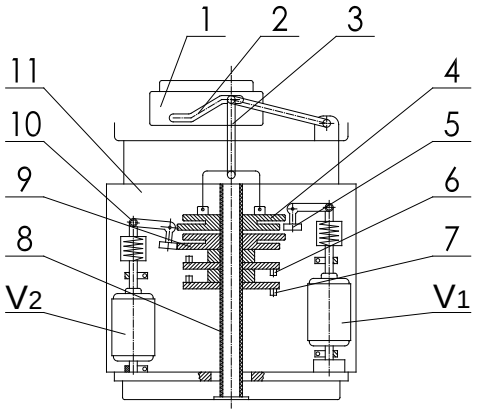
a) b) c) d)

Фигура 2.

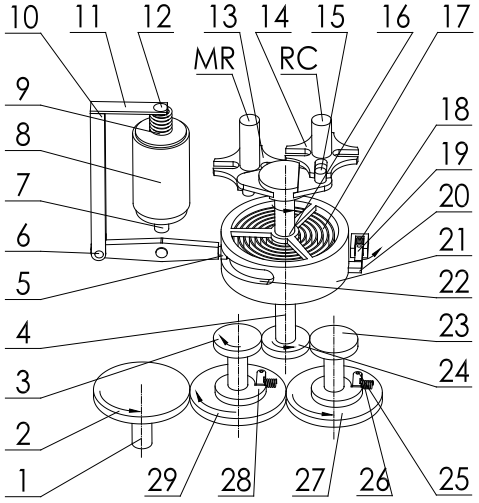
На поз.*b* е дадена схема използвана от „Хюндай Хеви Индъстрис" – (HHI) – България. При положение, че двата контакта K_1 и K_2 се преместват заедно в едната посока на превключване първа ще комутира V_1, а после V_2. При обратното превключване последователността е V_2 – V_1. Следователно няма разделено комутиране. Ако чрез усложняване на кинематиката на МП винаги и в двете посоки първо се премества K_1 (комутира V_1), а след това K_2 (комутира V_2), ще има разделено комутиране. Как става това ще бъде показано по-късно (фиг.5). Подобно е положението и при схемата от поз.*c*, която се използва от „Машиненфабрик Райнхаузен" (MR). – Германия. Разделено комутиране се постига чрез механичната система на фиг.3.

На фиг.4 е представена механичната система за разделено комутиране на МП на ABB – Швеция.

На фиг.2,*d* е дадена електрическа схема на превключване с две ВДК на избирач под товар (напр.тип VV на MR). При превключване в последователност обратна на часовата стрелка ще има разделено комутиране. По посока на часовата стрелка V_1 ще комутира разликата от работния и циркулиращия ток. Така се постига повишена електрическа износоустойчивост. Това предимство ще го има в трансформатори с еднопосочно предаване на мощността. Този въпрос тук няма да се разглежда.



Фигура 3.



Фигура 4

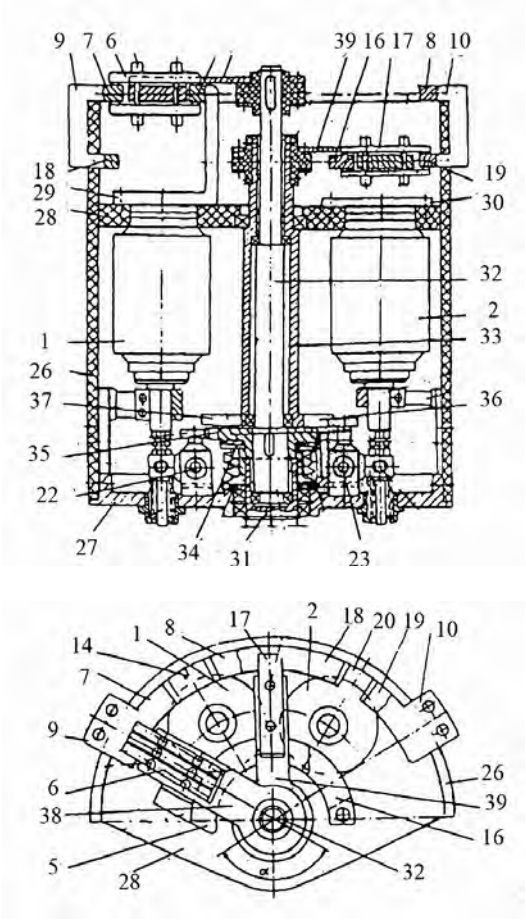
MR в своята серия МП тип VR постига разделено комутиране чрез механичната система показана на фиг.3 [3]. В съответствие с фиг.2,*c* главната ВДК (V_1) има две етажно подредени командни гърбици *4* с различен профил. Същото се отнася и за спомагателната ВДК (V_2) с гърбици *9*. Двете ВДК се задействат чрез гърбиците от Г-образните лостове *5* и *10*, закрепени към корпуса *11*. Гърбиците *4* и *9* могат да се плъзгат в посока „*y*" върху неподвижната ос *8*. При превключване на пружинния енергиен акумулатор в посока „*x*" каналът *2* на планката *1* премества чрез щангата *3* гърбиците *4* и *9* на едно ниво по-ниско. Така в двете посоки на превключване се осъществява

различна последователност, като винаги главната ВДК изключва преди спомагателната ВДК.

В МП с ВДК на ABB [4] също има (фиг.4) разделено изключване на работния и на циркулиращия ток поради това, че при последователните превключвания двата превключвателя MR и RC се въртят винаги в една и съща посока. Това се постига с помощта на оригиналния механизъм представен на фиг.4. Задвижващият вал *1* е свързан с механизмите на избирача. Съединеното с него зъбно колело *2* завърта в една или друга посока двете зъбни колела *29* и *27*. В тези зъбни колела е вграден по един еднопосочен храпов механизъм съставен от гърбица *28*, блокиращ палец *25* и пружина *26*. Свързаните с гърбиците зъбни колела *3* и *23* завъртат централното зъбно колело *24* в една и съща посока независимо от посоката на въртене на зъбно колело *2*. Вал *4* на зъбно колело *24* натяга плоско-спирална пружина *17* монтирана в барабан *21*. Барабанът съдържа периферен профилен канал *22*, в който влиза ролка *5*. Тази ролка е разположена на единия край на лагерован на ос *30* двураменен лост *6*. От другия край на лоста се задейства щанга *10*, която чрез траверса *11* придвижва подвижния контактен елемент *12* на ВДК *8*. Контактната пружина е означена с *9*, а неподвижният извод на ВДК - със *7*. Барабанът *21* има опашка *20*, която е блокирана от подвижен палец *19* с буферна пружина *18*. Валът *16* задвижван от барабана *21* носи малтийски превод *15*, който по време на превключване завърта последователно два малтийски кръста *13* и *14* свързани с превключвателите MR и RC. При освобождаване на барабана *21* чрез завъртане на палеца *19* акумулираната в плоскоспиралната пружина *17* енергия извършва скокообразното превключване. Гърбичният канал *22* и двойният превод *15* са така синхронизирани, че да се постигне исканата последователност. Общо взето конструкцията е усложнена, но осигурява разделено комутиране на двете ВДК.

На базата на схемата от фиг.2,*b* е направена и конструкция на МП с разделено комутиране на главната ВДК и на спомагателната ВДК. Такъв еднофазен МП на НННВ е представен на фиг.5.

Носещата конструкция е съставена от сектор *26* от изолационен цилиндър, изолационен носач *28* и дъно *27*. На изолационния носач чрез тоководещи глави *29* и *30* са закрепени главната ВДК1 и спомагателната ВДК2.



Фигура 5

Същността на конструкцията е, че валът 25 е съставен от три коаксиално разположени вала. Задвижващият вал 31 свързан с пружинно-енергийния акумулатор е куплиран чрез претоварващ челен зъбен съединител 34 с главен вал 32 с гърбица 35. Спомагателният вал 33 е тръбен и е монтиран коаксиално около вал 32. Той също има гърбица 36.

На горния край на вал 33 е монтирано изолирано рамо 38, което движи главния тоководещ мост 6. По същия начин на горния край на тръбния вал 33 е закрепено изолирано рамо 39, което движи спомагателния контактен мост 17. Задвижващият вал 32 се завърта скокообразно на ъгъл α за време на превключването. В едната посока на превключване изходното положение е главен тоководещ мост 6 в начало, а на спомагателният тоководещ мост 17 е на средата на α (поз.б). Съответните гърбици 35 и 36 са под тях (поз.в). Задвижващият вал 31 чрез претоварващия съединител 34 върти по посока на часовата стрелка вал 32 на ъгъл $\alpha/2$. След това гърбицата 35 се блокира в срещуположната опора 42 (на поз.с не се вижда) и претоварващият съединител приплъзва. По-

нататък чрез единия от палците 40 задвижващият вал 31 завърта опашката 37, респективно тръбния вал 33 на α/2. Така първо се изключва и включва ВДК1, а след това ВДК2. Главният тоководещ мост 6 заема положение в средата на α, а спомагателният тоководещ мост 17 – края на α. При обратното превключване пак първо се превключва вал 32, тъй като претоварващият съединител е зацепен. След него поради наличието на празен ход на палеца 40 спрямо опашката 37 се превключва и тръбния вал 33. Опашката 37 се блокира в крайните положения от ограничители 41.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разделеното последователно превключване на работния и на циркулиращия ток осигурява предимства при изисквания за повишени превключваща способност и електрическа износоустойчивост. Поради това водещите фирми MR, ABB и HHIB имат свои оригинални МП с такава последователност. От разгледаните конструктивни решения могат да се правят изводи за предимствата и недостатъците на този МП. Най-проста и многофункционална е конструкцията на HHIB.

LITERATURE:

[1]. Драгомиров Т., И.Ячев, Електрически апарати за високо напрежение, ИК „ICON”, 1994
[2]. Dragomirov T., N.Gourov, On-Load Tap Changers with Vacuum Interrupters for On-Load Regulation of Power Transformers, ELMA 2008, PP.402-405.
[3]. Патент на MR, DE19510809C1,HO1F29/04.
[4]. Патент на ABB, SES27857C2, HO1F29/04

Contacts:

Tony Dragomirov, Technical Consultant of HV Apparatures of Hyundai Heavy Industries Co. Bulgaria,
41, Rojen Blvd., 1271 Sofia, Bulgaria
Phone: +359 2 8033240,
Email: tdragomirov@hhi-co.bg

Todor Kokev, Designer of HV Apparatures of Hyundai Heavy Industries Co. Bulgaria,
41, Rojen Blvd., 1271 Sofia, Bulgaria
Phone: +359 2 8033247,
Email: tkokev@hhi-co.bg

УСТРОЙСТВО ЗА ПРОРЯЗВАНЕ НА КОЛЕКТОРИ ЗА ВИСОКОМОМЕНТНИ ДВИГАТЕЛИ

Доц.д-р.инж.Васил Петков Кочевски

A TOOL FOR CUTTING OF COLLECTORS FOR HIGHMOMENT MOTORS

Abstract: The tool shall be applied in the manufacture of collectors for electric motors. It helps for the automation of the process of cutting of collectors.

Keywords: електродвигатели, колектори, устройство, electric motors, collectors Tool

I. ВЪВЕДЕНИЕ

На базата на анализ на фирмени разработки и нови въведения е разработено устройство за прорязване на колектори, което ще намери приложение за автоматизиране на процеса прорязване в производството на електродвигатели**.**

II. ОСНОВЕН ТЕКСТ

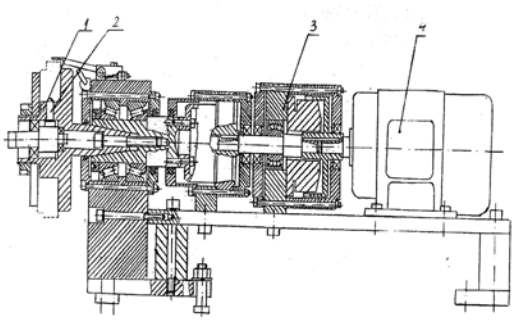
Производителността на труда в конкретно ниво на техниката има своите граници и за да бъдат те преодолени е необходимо да се усъвършенствуват и технологията и техниката. При производството на колектори за високомоментни двигатели се използва метод за прорязване на медните ламели като се следи по оптико-електрически начин изолационната пластина на предходната колекторна ламела. Поставянето на колектора се извършва като се базира до вътрешния отвор върху твърд дорник.

1.Практическа реализация

Създадено е съоръжение за автоматично прорязване на колектора (фиг.1), което увеличава около два пъти производителността при прорязване на ламелите на колекторите, като се подобрява и качеството на продукцията.

Устройството позволява едновременното прорязване ламелите на три еднотипни колектора в автоматичен режим.

Базиращият диск 1 с центриращите палци 2 са сменяеми, позволяващи да се захващат съответния тип колектори. Центрирането по вътрешния диаметър е безлуфтово, поради раздвижните центриращи палци, осигуряващо точно прорязване от избегнатото радиално биене**.**

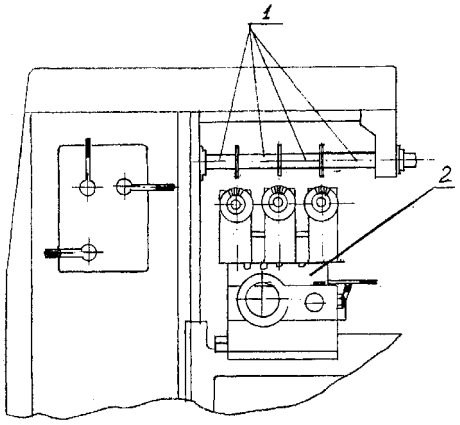


Фиг.1. Устройство за прорязване на колектори

Трите дискови фрези (фиг.2) на вретеното са поставени на разстояние една от друга съответстващо на междуцентровото разстояние на трите еднотипни съоръжения посредством дистанционни втулки (1). Цялото съоръжение е монтирано на носеща плочка здраво закрепена върху масата (2) на универсална фреза. Автоматичният махаловиден цикъл е синхронизиран с управлението на трите съоръжения. В началния момент на зареждане на дорниците с колектора, ориентиране на същите не трябва.

С подаване сигнал “начало, цикъл” започва позициониране на трите съоръжения едновременно. Всяко едно от тях се позиционира самостоятелно. До момента, в който механичните опипвачи достигнат следващата изолация. Махаловидният цикъл започва след позициониране и на трите колектора, независимо от тяхното време на преместване. Циклите на прорязване се следят автоматично от електронен брояч, предварително настроен за съответния брой ламели. При достигане на зададения брой цикли на прорязване, съоръжението се изключва автоматично и включва сигнал за следващо зареждане като едновременно се

изключва постояннотоковия електродвигател 4, включва електромагнитната спирачка 3, изключват се електродвигателите на главния и подавателния привод [1,2].



Фиг.2. Схема на прорязването

2.Автоматизация на процеса

При съвременното производство се търои повишаване на производителността на труда чрез внедряване на автоматични ма шини и линии. При обработване на детайли, които изискват многкратно делително завъртане се използват делителни апарати към универсални фрезови машини. Работата с универсален делителен апарат изисква делителното завъртане да се прави от работника. Това е трудоемък процес, свързан със загуба на време и често се допускат грешки, които водят до непоправим брак, а делителният апарат е с големи размери.

Задачата на настоящата разработка бе да се създаде, на базата на универсална фрезова машина, полуавтомат за прорязване на детайли с автоматично извършване на делителното завъртане, който да увеличи два пъти производителността.

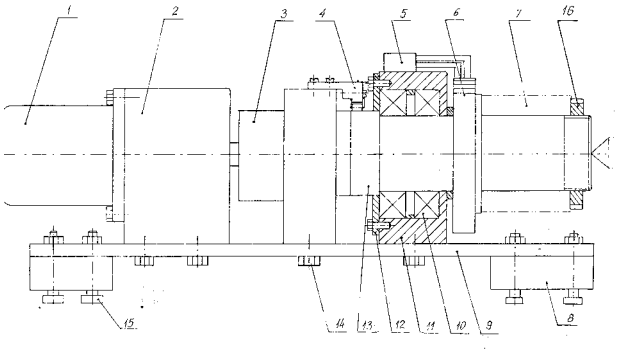
Разработената конструкция включва електромеханичен делителен апарат, който се закрепва на работната маса на универсална фрезова машина. Делителният апарат е разработен от модулни елементи и включва ел.двигател 1, ел-магнитна спирачка вълнов редуктор 3, лагерно тяло 11 и базиращ дорник 13 (фиг.3). Електродвигателят през електромагнитната спирачка 2 предава въртящия момент на вълновия редуктор 3, който редуцира честота на въртене и я подава на базиращия дорник 13. На базиращия дорник се закрепват обработваните детайли 7 посредством гайка 1. За увеличаване стабилността на базиращия дорник, той се подпира с център, който се движи от пневмоцилиндър. Всички детайли са закрепени към основа 9 и се стягат към масата на машината. Чрез подходящ подбор на модулните елементи - електродвигател, ел.магнитна спирачка и редуктор - може да се получи конструкция със сравнително малки размери. Например най-малкия вълнов редуктор произвеждан в Стара Загора е с външен диаметър 59 мм. Това позволява едновременно поставяне и работа няколно делителни апарата на една машина.

Управлението на машината и делителните апарати става от отделно ел.табло, което синхронизира тяхната работа. След зареждане на детайлите операторът подава сигнал "начало на цикъла". Започва работно движение на масата на фрезовата ма-шина. При достигане на гърбицата за край на работния ход, масата се връща в изходно положение и започва делителното завъртане на определения градус. Делителното завъртане се управлява от еталонен диск с датчик. Включва се електродвигателят, изключва се ел.магнитната спирачка и започва завъртането на базиращия дорник. При подаване на сигнал от датчика се изключва ел.двигателя и едновременно се включва спирачката. Въртенето спира. След извършване на делителното завъртано на всички апарати, отново започва работният ход на фрезата. Краят на цикъла се дава от краен изключвател след завъртане на еталонният диск на 380°.

Разработеният полуавтомат дава възможност за многомашинна работа, облекчава работата на оператора и изключва допускане на грешки при делителното завъртане. Постигнатата точност на полуавтомата дава възможност за прорязване на детайли от ротационен тип, вкл.колектори. При необходимост за обработване на по-точни детайли е достатъчно да се повиши точността на делителното завъртане чрез по-прецизен датчик или чрез използуване на електронен блок. Електромагнитната спирачка ое подбира в зависимост от необходимия момент на спиране. Вълновият редуктор има ъглова хлабина 9 минути при нормална точност и 3 минути при повишена точност.

По фрезовата машина не се правят промени в кинематичната верига, а само се преустройва ел.таблото.

Управлението има възможност за работа в стъпков режим при ръчно управление, което позволява настройване преди започване на работа в режим „цикъл”.



Фиг.3. Полу-автомат за прорязване на колектори

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработеното устройство за прорязване на колектори и съпътстващият го агрегат позволява автоматизирането на процеса и повишава производителността и точността на обработка, при което се намалява количеството некачествена продукция.

LITERATURE:

[1].Дочев М., Петков П., "Регулируемо електрозадвижване с асинхронен двигател", сп.Електропромишленост и приборостроне, бр.12/1990;

[2]Жилевски М., Жилевска М., Дочев М., Кочевска В., Пенкова Т., "Разработка на автоматизирана машина за почистване на събирателни скари за ВЕЦ", XX МНТК "АДП-2011", Созопол, 2011 г.

Contacts:

Assoc.Prof.Dr.Vassil Petkov Kochevski, Technical College – Lovech, BG, 31, S.Saev str.
Phone: +39-068-603-929, Fax: +39-068-603-925, Email: tklovech@mail.bg

ЕЛЕКТРОМЕХАНИЧЕН ДИАГНОСТИЧЕН МОДЕЛ НА РЪЧЕН ЕЛЕКТРОИНСТРУМЕНТ

Димитър Спиров, Милко Дочев

ELECTROMECHANICAL DIAGNOSTIC MODEL OF A HAND POWER TOOL

Dimitar Spirov, Milko Dochev

Abstract: A mathematical model of an electromechanical system (EMS) of a hand power tool (HPT) has been worked out. The HPT is being driven by a single-phase serial collector motor. The dynamic model of an electric motor consists of a system of non-linear differential equations that include the resistance and dynamic inductance of an armature and field winding and spinning E.M.F. Through the developed mathematical model and appropriate software products performance characteristics of the HPT at dynamic and steady-state regimes and the dynamic loading of the EMS elements can be examined.
Keywords: динамичен модел, еднофазен колекторен двигател, електроинструмент, dynamic model, single-phase serial collector motor, power tool

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Еднофазните колекторни машини се използват основно в електродомакинските уреди и ръчните електроинструменти. Динамичните режими при еднофазните колекторни машини имат голямо значение, защото тези двигатели са подложени на чести пускания, спирания и реверсирания, големи претоварвания и изменения на скоростта, което се отразява съществено на термичния живот на изолацията и лагерите на машината и намалява ресурса им.

Линейните динамични модели не отразяват адекватно поведението на еднофазните колекторни машини при тези режими на работа. Създаването на нелинейни математически модели на тези машини, отразяващи все по-пълно тяхното действително поведение, е обект на особено внимание на специалистите по електромеханични системи и автоматично управление на електродвигателите.

Моделирането на универсален колекторен двигател и четковия комутационен апарат по метода на крайните елементи е направено в [1]. Еквивалентна схема за анализ на работата на универсален колекторен двигател е разработена в [2]. В [3] е разработен динамичен модел на еднофазен колекторен двигател с използване на система диференциални уравнения, включващи съпротивленията и динамичните индуктивности на котвената и възбудителната намотки, е.д.н. на въртене и инерционният момент на ротора. Дадени са резултатите от симулацията на преходните процеси на тока, момента и скоростта на двигателя при пускане и натоварване.

Динамичен модел на еднофазен сериен колекторен двигател с отчитане на нелинейните магнитни условия и подходи за аналитично изразяване на загубите от пренамагнитване на магнитопровода и на загубите в комутиращите секции от трансформаторното е.д.н. са разработени в [4].

Целта на разработката е да се представи математически модел на ръчният електроинструмент като електромеханична система, състояща се от задвижващ еднофазен колекторен двигател, редуктор и работен механизъм, като се опишат със съответните математически уравнения зависимостите между електрическите и механичните величини, при режими на работа от празен ход до претоварване с 30% спрямо номиналният момент на двигателя.

Необходимо е да се разработи наблюдател който да генерира остатъка, на базата на който да се реализира параметрична диагностика.

II. ОСНОВЕН ТЕКСТ

1. Математически модели

Разработването на математическите модели и изследванията са направени при общоприетите допускания [7]:

Електромеханичното преобразуване на енергията в еднофазния колекторен двигател се представя с използването на уравненията за моментните стойности на величините [4]. Системата се записва в следния вид [7]:

$$\begin{aligned} u &= e + \left(R_{a\Sigma} + R_f\right)i + \frac{d\psi_a}{dt} + \frac{d\psi_f}{dt} + \frac{d\psi_{fs}}{dt}; \\ 0 &= R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} + \frac{d\psi_{sf}}{dt}; \\ e &= L_m(i_m)i_m\Omega = \psi_\delta\Omega; \\ M &= L_m(i_m)i_m i = \psi_\delta i. \end{aligned} \quad (1)$$

където: $i_m = i + i_s$ – намагнитващ ток;

e – е.д.н. на въртене;

$R_{a\Sigma}$, R_f, R_s – активни съпротивления на котвената намотка, на възбудителната намотка, включително съпротивлението на четковия контакт и на намотката, съответстваща на загубите в стоманата;

ψ_a, ψ_f, ψ_s – собствени пълни магнитни потоци на котвената, възбудителната и на намотката, съответстваща на загубите в стоманата;

ψ_{fs}, ψ_{sf} – взаимни пълни магнитни потоци между възбудителната намитка и намотката, съответстваща на загубите в стоманата;

$L_m(i_m)$ – величина, имаща характер на взаимна индуктивност между намотките и свързана с магнитния поток във въздушната междина и е.д.н. на въртене;

Ω – ъглова скорост на ротора.

След заместване на пълните магнитни потоци със съответните индуктивности, уравненията приемат вида:

$$\begin{aligned} u &= e + \left(R_{a\Sigma} + R_f\right)i + \left(L_{fd} + L_{f\sigma}\right)\frac{di}{dt} + \left(L_{ad} + L_{a\sigma}\right)\frac{di}{dt} + L_{fsd}\frac{di_s}{dt}; \\ 0 &= R_s i_s + \left(L_{sd} + L_{s\sigma}\right)\frac{di_s}{dt} + L_{sfd}\frac{di}{dt}; \\ e &= L_m(i_m)i_m\Omega = \psi_\delta\Omega; \\ M &= L_m(i_m)i_m i = \psi_\delta i. \end{aligned} \quad (2)$$

където: L_{da}, L_{df}, L_{ds}, L_{dfs}, L_{dsf} – динамични индуктивности на намотките;

L_{al}, L_{fl}, L_{sl} – индуктивности на разсейване на намотките.

Ще се използва математически модел на еднофазния колекторен двигател, който отчита нелинейностите от електромагнитен характер. Той позволява да се отчита влиянието на насищането на потока на реакцията на котвата, потока на възбудителната намотка и потока във въздушната междина върху съответните параметри и характеристики на еднофазния колекторен двигател при динамични и при установени режими [4].

Зависимостите на нелинейните параметри $L_{da}(i)$, $L_{df}(i)$, $L_m(i_m)$ и $R_s(I)$ са апроксимирани с подходящи аналитични зависимости във функция от токовете през тях [4].

$$\begin{aligned} L_{ad}(i) &= \frac{d\psi_a}{di} = w_a\left(\frac{a_1 b_1}{\left(b_1 + |i|\right)^2} + c_1\right) \\ L_{fd}(i) &= \frac{d\psi_f}{di} = w_f\frac{a_2 b_2}{\left(b_2 + |i|\right)^2} \\ \psi_\delta(i_m) &= w_a\frac{a_3}{b_3 + |i_m|}i_m \\ R_s(I) &= \frac{\left(L_{df}\dfrac{di}{dt}\right)^2}{P_s} = a_4 + b_4 e^{c_4 I} \end{aligned} \quad (3)$$

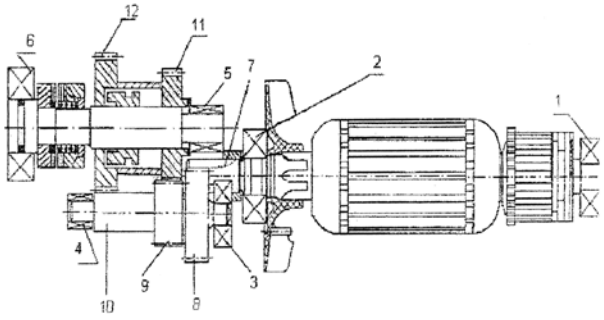
където P_s са загубите в стоманата на статора и на ротора от вихрови токове и хистерезис при основна честота и загубите в медта на комутиращите секции в следствие на трансформаторното е.д.н.;

I – текущата ефективна стойност на тока на двигателя.

Апроксимационните зависимости за определяне на параметрите са дадени в Приложение 2.

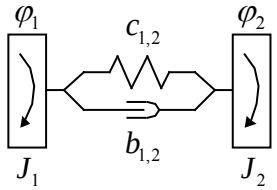
Ръчните електроинструменти (РЕИ) като сложно електромеханично устройство се синтезират по класическата схема електродвигател – редуктор, с допълнително включена пусково – регулираща и защитна апаратура (прекъсвач, електронен блок, филтър и др.). Електродвигателят обикновено е еднофазен двуполюсен сериен колекторен, а редукторът е едно – или двускоростен механизъм с голямо предавателно съотношение на зъбните колела, като то е най голямо при използването на планетарни редуктори[5,6]. Особеното при експлоатацията на РЕИ е, че те първоначално се развъртат на празен ход, а след това се натоварват с променливо натоварване, често обусловено чисто субективно от оператора на инструмента и избрания от него режим на работа.

Разглеждаме двумасов динамичен модел, показан на фиг. 2, който е динамически еквивалентен на задвижването на електроинструмент, като привеждането е извършено към вала на електродвигателя (фиг. 1). Във връзката между първата и втората маси отчитаме демпфирането на еластичния съединител (фиг. 2).



Фигура 1. Кинематична схема на двускоростен електроинструмент:

1, 2 – заден и преден лагер на двигателя; 3, 4 – заден и преден лагер на междинния вал; 5, 6 – заден и преден лагер на изходящия вал; 7-12 – първо, второ, трето и четвърто зъбни колела.



Фигура 2. Двумасов динамичен модел

На фиг. 2. са приети следните означения: J_1 – инерционен момент на ротора на електродвигателя, на съединителя и на ремъчната шайба; J_2 – приведен инерционен момент на редуктора и на товара; c_{12} – твърдост на предавката; b_{12} – коефициент на демпфиране на предавката.

Уравненията за равновесие на моментите, действащи на отделените съсредоточени маси в система, в която са отделени най-значителните маси – роторът на двигателя с неопдвижно свързаната към него ремъчна шайба и на товара са [6]:

$$\begin{aligned} J_1\ddot{\varphi}_1 &= M - c_{12}(\varphi_1-\varphi_2) - b_{12}(\dot{\varphi}_1-\dot{\varphi}_2);\\ J_2\ddot{\varphi}_2 &= c_{12}(\varphi_1-\varphi_2) + b_{12}(\dot{\varphi}_1-\dot{\varphi}_2) - M_c, \end{aligned} \quad (4)$$

където M е електромагнитен момент на електродвигателя; M_c – съпротивителен момент на товара.

За удобство при решаването, горната система може да бъде преобразувана във форма на Cauchy.

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_1}{dt} &= \frac{1}{J_1}\left[M - c_{12}(\varphi_1-\varphi_2) - b_{12}(\omega_1-\omega_2)\right];\\ \frac{d\omega_2}{dt} &= \frac{1}{J_2}\left[c_{12}(\varphi_1-\varphi_2) + b_{12}(\omega_1-\omega_2) - M_c\right];\\ \frac{d\varphi_1}{dt} &= \omega_1;\\ \frac{d\varphi_2}{dt} &= \omega_2, \end{aligned} \quad (5)$$

където ω_1 и ω_2 са ъглови скорости съответно на първата и втората маси.

Ако обединим системите уравнения (2), представляващи математически модел на електрическата част и (5), представляваща математически модел на механичната част на електроинструмент, ще получим системата диференциални уравнения, описваща електромеханичната система на електроинструмент.

2. *Диагностичен модел*

Системата от диференциални уравнения, описваща електромеханичното преобразуване на енергията на електроинструмент може да бъде преобразувана в пространството на състоянието:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}\\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x} \end{aligned} \quad (6)$$

където:

$\mathbf{u} = u$; $\mathbf{x} = \left[i \quad i_s\right]^T$;

$$\mathbf{A} = \frac{1}{L_e}\begin{bmatrix} L_m L_s\Omega + L_s\left(R_{a\Sigma} + R_f\right) & L_s L_m\Omega - R_s L_{dfs} \\ -L_{dfs}\left(R_{a\Sigma} + R_f + L_m\Omega\right) & -L_m L_{dfs}\Omega + R_s\left(L_a + L_f\right)\end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B} = \frac{1}{L_e}\begin{bmatrix} -L_s \\ L_{dfs}\end{bmatrix};\ \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1\end{bmatrix};$$

$L_e = L_s\left(L_a + L_f\right) - L_{dsf}L_{dfs}$; $L_a = L_{da} + L_{al}$;

$L_f = L_{df} + L_{fl}$; $L_s = L_{ds} + L_{sl}$;

На базата на получената система може да бъде построен наблюдател, който се записва в следния вид [8]:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{x}}} &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} - \mathbf{K}\left(\mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{y}\right) =\\ &= \left(\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C}\right)\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{K}\mathbf{C}\mathbf{x}, \end{aligned} \quad (7)$$

Синтезът на регулаторите на състояние при зададени полюси се състои в определяне на матрицата **K**, за която полюсите на затворената система са разположени на желаните места в комплексната равнина. За избора на полюсите на характеристичното уравнение може да се използват стандартни разпределения.

Грешката от определянето на състоянието се записва в следния вид:

$$\mathbf{e} = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x};$$
$$\dot{\mathbf{e}} = (\mathbf{A} - \mathbf{KC})(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}) = (\mathbf{A} - \mathbf{KC})\mathbf{e}. \quad (8)$$

Остатъкът **r** се записва с израза [8]:

$$\mathbf{r} = \hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y} = \mathbf{Ce}. \quad (9)$$

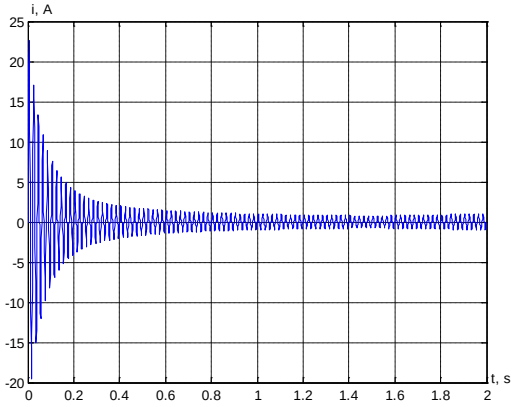
В (9) **r** изпълнява ролята на остатък когато матрицата на наблюдателя **K** е избрана така, че (**A-KC**) е устойчива.

3. Получени резултати

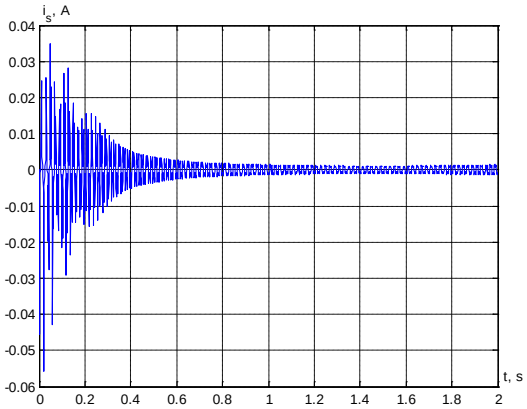
С помощта на разработените модели на еднофазен колекторен двигател и на механичната част на системата са изследвани преходните процеси при пускане от празен ход до претоварване с 30% спрямо номиналният момент на двигателя и установените режими на еднофазен колекторен електродвигател за РЕИ тип БУР2-160Е при задвижване на електроинструмент тип БУР2-160Е .

Техническите данни на електродвигателя са дадени в Приложение 1.

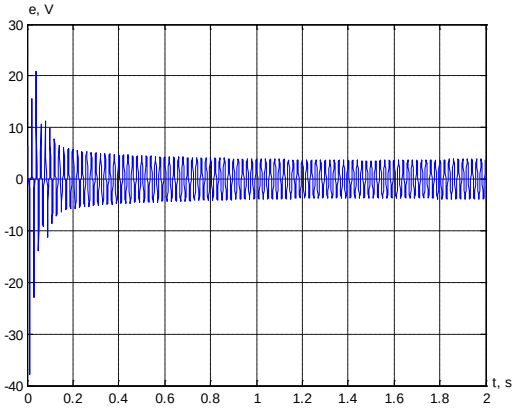
Стойностите на сумарния съпротивителен момент и на инерционния момент на механизма, заснети за електроинструмент тип БУР2-160Е при пробиване на отвори в инструментална стомана с максимално натоварване със свредло Ф13 mm са $M_c=1,32Nm$, $J_m=0,30.10^{-3}kgm^2$. Твърдостта на предавката е $c_{1,2}=23,46N/m$, коефициентът на демпфирането й е $b_{1,2}=\eta(c_{1,2}/\omega_1)=1,408/\omega_1 Ns/m$. Инерционните моменти на останалите елементи са: на двигателя $J_{дв}=0,03.10^{-3}kgm^2$, на механизма $J_{ш}=0,25.10^{-3}kgm^2$, на първата маса $J_1=J_{дв}+J_{ш}=0,28.10^{-3}kgm^2$, на изход $J_{мах}=0,30.10^{-3}kgm^2$. Инерционния момент на втората маса е: $J_2=J_{мах}+J_m$. С използване на математическия модел са получени зависимостите на работните характеристики на изследвания двигател и на механизма във функция от времето (фиг.3-фиг.7).



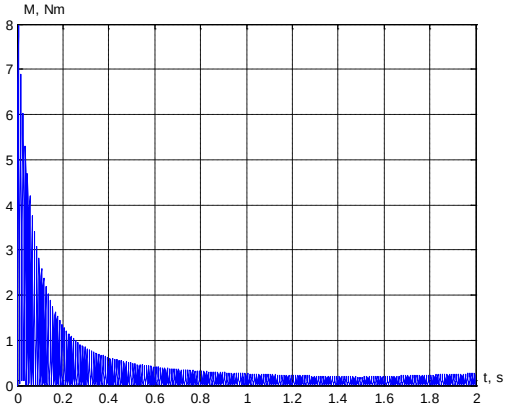
Фигура 3. Зависимост $i=f(t)$



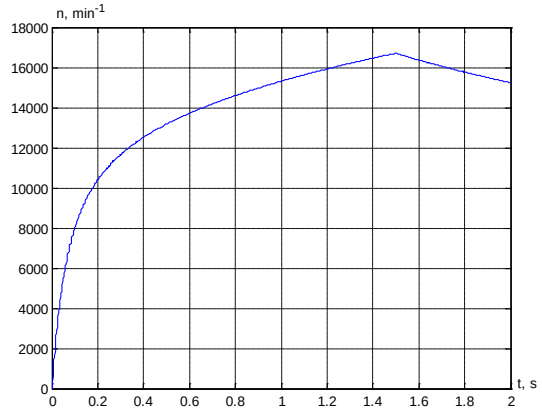
Фигура 4. Зависимост $i_s=f(t)$



Фигура 5. Зависимост $e=f(t)$

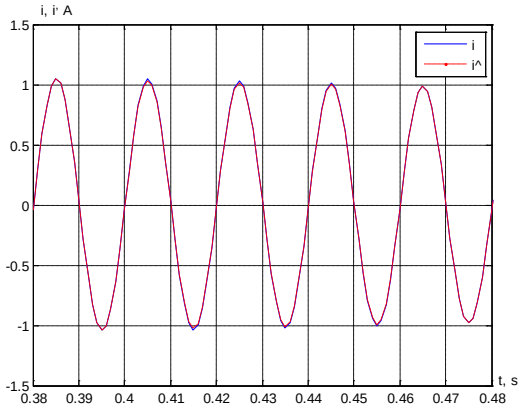


Фигура 6. Зависимост $M=f(t)$

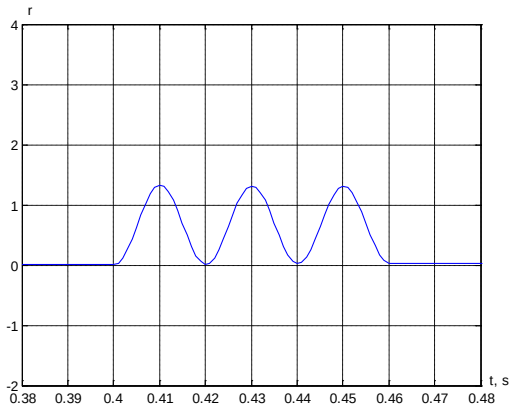


Фигура 7. Зависимост $n=f(t)$

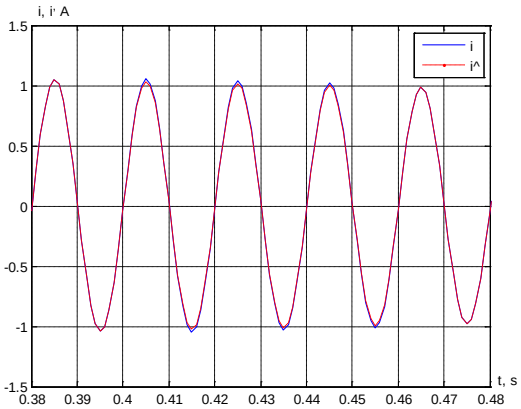
С помощта на разработения наблюдател е изследвана работата на системата при кратковременно понижаване на съпротивлението на котвената и възбудителната намотки. На следващите фигури са показани измерения и възстановения котвен ток при появата на съответния дефект, а също така и остатъка, на базата на който се реализира параметричната диагностика.



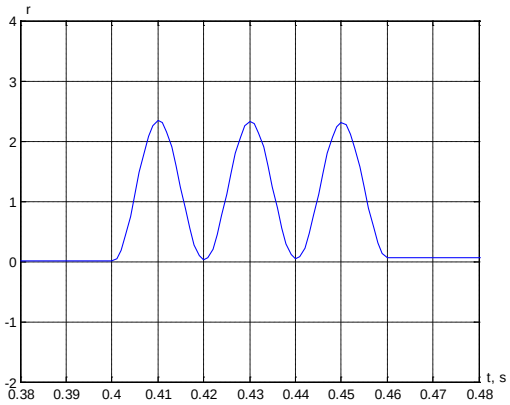
Фигура 8. Зависимости i, $\hat{i}=f(t)$ при кратковременно понижаване на R_a



Фигура 9. Зависимости $r=f(t)$ при кратковременно понижаване на R_a



Фигура 10. Зависимости i, $\hat{i}=f(t)$ при кратковременно понижаване на R_f



Фигура 11. Зависимости $r=f(t)$ при кратковременно понижаване на R_f

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработен е математически модел на електромеханичната система на задвижването на електроинструмент, състоящ се от задвижващ еднофазен колекторен двигател, редуктор и работен механизъм. Електромеханичното преобразуване на енергията в еднофазния колекторен двигател се представя със система нелинейни диференциални уравнения, включваща съпротивленията и динамичните индуктивности на котвената и на възбудителната намотки, е.д.н. на въртене и инерционният момент на ротора. Механичната част на задвижването на електроинструмента се описва с двумасов динамичен модел. С разработения математически модел и подходящи програмни продукти се изследват динамичните и установените режими на задвижването и динамичните моменти на връзките от празен ход до претоварване с 30% спрямо номиналният момент на двигателя..

Разработеният модел може да се използва както за изследователска, така и за

учебна и развойна дейност в областта на РЕИ и др. битова електротехника, задвижвана с ЕКД. Тъй като моделът е отворен и процесите, описвани с уравненията, позволяват ползването на РС, то е възможно да се моделират дефекти и повреди в електрическата и механичната част на РЕИ и така да се извършва един вид параметрична диагностика, т.е. да се следи по изменението на даден входен параметър как се изменят изходните параметри и обратно, сл. могат да се решават правата и обратната задача на диагностиката.

LITERATURE:

[1]. Wang, R. H., R. T. Walter, Modeling of Universal Motor Performance and Brush Commutation Using Finite Element Computed Inductance and Resistance Matrices. IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 15, №3, 2000, pp. 257-263.
[2]. Gerlando, A., R. Perini, G. Rapi, Equivalent Circuit for the Performance Analysis of Universal Motors. IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 19, №1, 2004, pp. 18-27.
[3]. Божилов, Г., Е. Рац, М. Михов, А. Иванов, Симулационен модел на еднофазен колекторен двигател с отчитане на нелинейната намагнитваща характеристика на магнитопровода. Годишник на ТУ-Варна, 2004, стр. 354-359.
[4]. Божилов, Г., Е. Рац, М. Михов, А. Иванов, Нелинеен математичен модел на електромеханичните преходни процеси в еднофазен колекторен двигател с отчитане на загубите в стоманата, Годишник на ТУ-София, т. 53, 2004.
[5] Кочевски В. и к-в, Планетен редуктор за ръчна пробивна машина- авт. свидетелство №87964 Патентно ведомство, Р.България.
[6] Кочевски В. и к-в, Планетен редуктор за ръчен резбонарязващ инструмент- авт. свидетелство №83881, Патентно ведомство, Р.България.
[7]. Yordanov, P., D. Spirov, M. Dochev, Power tools performance characteristics at dynamic and steady-state regimes. 9th INTERNATIONAL CONFERENCE RaDMI 2009, Vrnjacka Banja, Serbia, 2009, pp. 1258-1263.
[8]. Bennouna, O., N. Heraud, H. Camblong, M. Rodriguez, M. Ainan Kahyeh, Diagnosis and fault signature analysis of a wind turbine at variable speed, Journal of Risk and Reliability, vol. 223, 2009, pp. 41-50.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Технически данни и параметри на еднофазния колекторен електродвигател за РЕИ - тип БУР2-160Е:

$P_N=128W$; $U_{aN}=230V$; $I_N=2,5A$; $U_{четки}=2,5V$ $f=50Hz$; $\eta_N=53\%$; $cos\varphi_N=0,93$; $n_N=21200min^{-1}$; $J_{ов}=0,03.10^{-3}kgm^2$; $R_{a\Sigma}=3,2\Omega$; $R_f=5,6\Omega$; $L_{dsf}=L_{dfs}=L_{ds}=L_{df}$; $L_{al}=0,00012H$; $Lfl=0,039H$; $L_{sl}=0,039H$.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Апроксимационни зависимости за определяне на параметрите:

$w_a=442,35$; $w_f=700$
$a_1=9,3.10^{-6}$; $b_1=-0,3073$; $c_1=0,623.10^{-4}$;
$a_2=11,72.10^{-4}$; $b_2=0,5302$;
$a_3=11,47.10^{-4}$; $b_3=0,5135$;
$a_4=76,263$; $b_4=6032,86$; $c_4=-1,714$.

Contacts:
Dimitar Spirov, Department of Electrical Engineering and Electronics, University of Food Technologies, Mariza bvd. 26, 4002 Plovdiv, Bulgaria
Phone: +359 32 603791
Email: dimitar_spirov@abv.bg
Milko Dochev, Technical Kollege- Lovech, S.Saev 31, 5500 Lovech, Bulgaria
Phone: +359 68 603929 , GSM: 0887284990
Email:dochev@mail.bg

ВЛИЯНИЕ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВИТЕ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ ВЪРХУ ГЕНЕРИРАНОТО НАПРЕЖЕНИЕ ОТ КОРАБНИ ГЕНЕРАТОРИ

Гинко А.Георгиев, Петко Д.Петков-ВВМУ-Варна

DISTURBANCES BY POWER SEMICONDUCTOR RECTIFIERS ON THE GENERATED VOLTAGE OF MARINE GENERATORS

Abstract: The widespread implementation of power semiconductor technology requires the solution of a number of issues in ship power plant systems. Such are the cases with most electrically driven vessels, as well as with modern ship electrical equipment with frequency inverters. In cases involving combined work of restricted output power source and power commensurate semiconductor converter, deformations occur in the power supply voltage. In this case the voltage, generated by the source, besides a fundamental harmonic, contains voltage with a wide range of harmonics as well. This is why this report looks into possibility for carrying out analytical analysis and assessment of the disturbances of a power semiconductor three phase bridge rectifier on the voltage generated on the terminals of a synchronous generator, taking into account the parameters of the source and the consumer. This is achieved by employing the "imaging vector" method in combination with "logical" switching functions.

Keywords: висши хармоници, изобразяващ вектор, корабно обзавеждане, полупроводников преобразувател, синхронен генератор, harmonics, imaging vector, marine electrical equipment, power semiconductor rectifier, synchronous generator

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Широкото внедряване на силовата полупроводникова техника поставя за решаване на редица проблеми в корабните електроенергийни системи. Такива са случаите в повечето кораби електроходи, както и в съвременните корабни електрозадвижвания комплектовани с честотопреобразуватели. При съвместната работа на енергиен източник с ограничена мощност и съизмерим по мощност полупроводников преобразувател се получават деформации в захранващото напрежение. В този случай генерираното от източника напрежение освен основен хармоник съдържа още и напрежение с широк спектър от висши хармоници. Поради тази причина в този доклад се разглежда една възможност за осъществяване на аналитичен анализ и оценка влиянието на полупроводников преобразувател (трифазен мостов изправител) върху генерираното напрежение на клемите на синхронен генератор с отчитане параметрите на източника и потребителя. Това се постига посредством използване метода на „изобразяващия" вектор в съчетание с „логически" превключващи функции.

II. ОСНОВЕН ТЕКСТ

При съвместната работа на автономен енергиен източник с ограничена мощност и съизмерим по мощност полупроводников преобразувател се появява многокомпонентно взаимно влияние. Едно от най-важното проявление имащо пряка връзка с нормалната работа на останалите линейни потребители включени към енергийния източник се явяват деформациите в захранващото напрежение. В този случай генерираното от източника напрежение освен основния хармоник съдържа още и напрежение с широк спектър от висши хармоници. Големината на деформациите в напрежението се оценяват с коефициента на несинусоидалност THDu, който се изменя в широки граници в зависимост от натоварването на нелинейния товар и дълбочината на неговото регулиране. Поради тази причина в тази публикация се разглежда една аналитична възможност за осъществяване на анализ и оценка влиянието на полупроводников преобразувател (трифазен мостов изправител) върху генерираното напрежение на клемите на синхронен генератор с отчитане параметрите на източника и

потребителя. Това се постига посредством аналитично решаване на математически модел описващ съвместната работа на синхронен генератор и трифазен мостов изправител. За тази цел е приложен метода на „изобразяващия" вектор и метода на „логическите" превключващи функции. Това дава възможност математическия модел на синхронния генератор и полупроводниковия преобразувател да се релизират във векторен вид. Математическия модел на синхронния генератор е удобно да се представи в координатна система „dq", въртяща се със синхронна скорост Л(1), а математическия модел на изправителя в неподвижна ортогонална система "αβ" Л(2). Свързването на двата модела в един общ, описващ съвместната работа на генератора и преобразувателя се извършва въз основа на връзките между двете координатни системи.

При това положение резултантния математически модел добива вида:

$$
\begin{aligned}
&-\overline{U_{dq}} = \frac{d}{dt}\overline{\psi_{dq}} + j\overline{\psi_{dq}} + r\overline{I_{dq}} \\
&\overline{U_f} = \frac{d}{dt}\overline{\psi_{fdq}} + r_f\overline{I_f} \\
&\overline{\psi_{dq}} = x.\overline{I_{dq}} + x_m.\overline{I_f} \\
&\overline{\psi_{fdq}} = x_m.\overline{I_{dq}} + x_f.\overline{I_f} \qquad (1) \\
&\overline{I_{\alpha\beta}} = \overline{И}.I_d \\
&\overline{I_{\alpha\beta}} = \overline{I_{dq}}.e^{jt} \\
&\overline{U_{\alpha\beta}} = \overline{U_{dq}}.e^{jt}
\end{aligned}
$$

където:

$\overline{U_{\alpha\beta}}, \overline{U_{dq}}, \overline{U_f}$ - представляват изобразяващия вектор на напрежението на клемите на синхронен генератор, съответно в координатни системи „α¸β" и „d,q" и възбудителното напрежение на генератора.

$\overline{\psi_{dq}}, \overline{\psi_{fdq}}$ - представляват изобразяващите вектори на потокосцеплениятa на статора и ротора на машината

$\overline{I_{\alpha\beta}}, \overline{I_{dq}}, \overline{I_f}$ - представляват изобразяващите вектори на статорния ток в координатни системи „α¸β" и „d,q" и възбудителния ток на генератора.

$r, r_{f,}, x, x_f, x_m$ - представляват съответно активните и индуктивните съпротивления на статорната и възбудителната намотки и взаимното индуктивно съпроявление на генератора.

$\overline{И}$ - комутиращ изобразяващ вектор

I_d - изправен ток потребяван от преобразувателя

В системата диференциални уравнения съгласно (1) всички участвуващи величини са представени в относителни единици (о.е)

Ако за решаването на (1) се приложат Лапласовите трансформации, то системата диференциални уравнения се превръщат в алгебрични. След заместване на потокосцеплениятa за статора и ротора на генератора съответно в първото и второто уравнение на системата и се приложат Лапласовите трансформации за напрежението на статора и възбудителното напрежение се получават изразите:

$$
\begin{aligned}
&\overline{U_{dq}(p)} = [r + (j+p)x]\overline{I_{dq}(p)} + x_m(j+p)\overline{I_f(p)} \\
&\frac{\overline{U_f}}{p} = x_m.p.\overline{I_{dq}(p)} + (r_f + p.x_f).\overline{I_f(p)}
\end{aligned} \qquad (2)
$$

След изключване на тока „I_f" от (2) за напрежението на клемите на генератора във функция от възбудителното напрежение и товарния ток се получава зависимостта:

$$
-\overline{U_{dq}}(p) = [(r + jx) + px' - \frac{x_m^2}{x_f^2}.r_f(1 - jT).(1 - \frac{1}{1 + p.T}). \qquad (3)
$$
$$
.\overline{I_{dq}}(p) + \frac{x_m}{x_f}.(1 - \frac{1 - j.T}{1 + p.T}).\overline{U_f}(p)
$$

където:

$$
x' = x - \frac{x_m^2}{x_f} \; ; \; T = \frac{x_f}{r_f}
$$

След извършване на обратната Лапласова трансформация за напрежението на клемите на генератора съгласно (3) се получава:

$$-\overline{U_{dq}}(t) = (r + jx).\overline{I_{dq}}(t) + x^{'}\frac{d}{dt}.\overline{I_{dq}}(t) - \frac{x_m^2}{x_f^2}.r_f(1 - jT).(1 - \frac{e^{-T.t}}{T}). \quad (4)$$

$$.\overline{I_{dq}}(t) + \frac{x_m}{x_f}.[1 - \frac{1 - j.T}{T}.e^{-T.t}].\overline{U_f}(t)$$

Като се отчете само квазиустановения режим на работа на генератора и се премине в координатна система „α,β", тогава уравнение (4) придобива вида:

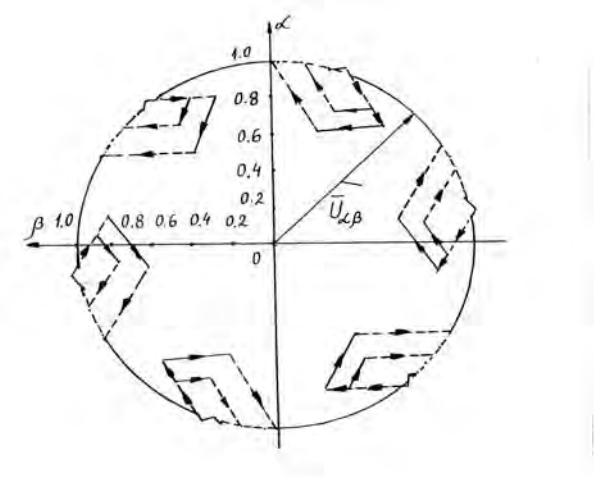
$$-\overline{U_{\alpha\beta}}(t) = (r + jx^{'}).\overline{I_{\alpha\beta}}(t) + x^{'}\frac{d}{dt}.\overline{I_{\alpha\beta}}(t) + \frac{x_m}{x_f}.\overline{U_f}(t).e^{jt} \quad (5)$$

или

$$\overline{U_{\alpha\beta}}(t) = -\frac{x_m}{x_f}.\overline{U_f}(t).e^{jt} - (r + jx^{'}).\overline{I_{\alpha\beta}}(t) - x^{'}\frac{d}{dt}.\overline{I_{\alpha\beta}}(t) \quad (6)$$

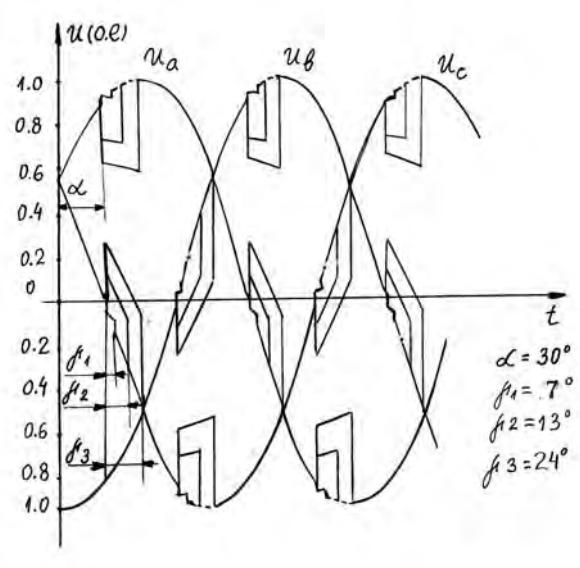
Статорния ток протичащ през генератора е изцяло определен от изправения ток консумиран от изправителя посредством зависимост $\overline{I_{\alpha\beta}} = \overline{И}.I_d$ съгласно Л(2). В този случай (6) представлява пълна аналитична зависимост в общ вид даваща възможност да се определи напрежението на клемите на генератора при работа на полупроводников изправител с отчитане параметрите на генератора, товарния ток на преобразувателя и дълбочината на неговото управление.

Въз основа на (6) при параметри на синхронния генератор r_s =0.02 (о.е.) , x_s = 1.60(о.е.) , x_f = 1.63(о.е.) , x_m = 1.50(о.е.), съгласуващ трансформатор с параметри: x_T = 0.035(о.е.), r_T =0.003(о.е.), ток на изправителя Id = 1.0 , 0.75,0.50 (о.е.) , при ъгъл на управление α = 0, 30 и 60 град. са получени ходографи на изобразяващите вектори на напрежението на клемите на генератора , както и информация за деформациите във формата на кривата на напрежението посредством THDu Л(3). На фиг.1 е представен ходографа на „изобразяващия" вектор на напрежението на клемите на генератора при ъгъл на управление α= 30 град.на мостов изправител. От получения ходограф се вижда различната степен на деформация в него в зависимост от степента на натоварването на изправителя.



Фиг.1

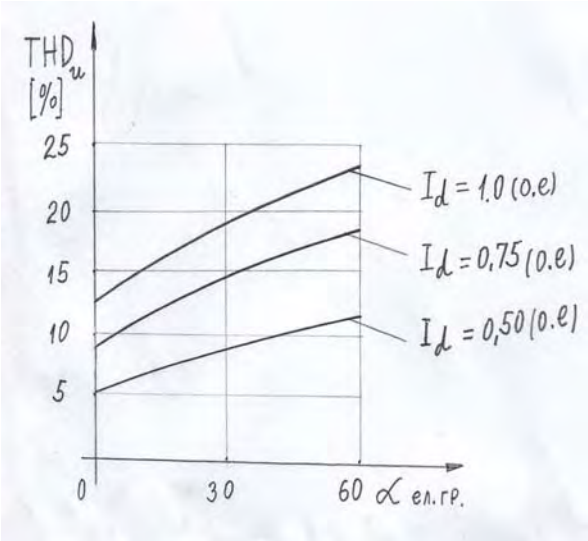
След проектиране на съответния ходограф на напрежението върху координатната система „a,b,c" се получават адекватни фазни напрежения на клемите на генератора , както това е показано на фиг.2



Фиг.2

Посредством разлагането на фазните напрежения в ред на Фурие се определя хармоничния състав на напрежението, което дава възможност да се анализира коефициента на несинусоидалност (THDu) , а от там и да се оцени и степента на изкривяване в напрежението при съвместната работа на съизмерим по мощност генератор с полупроводников преобразувател. За посочения пример в зависимост от натоварването и ъгъла на

управление на полупроводниковия преобразувтел са получени резултати за THDu показани на фиг.3



Фиг.3

От резултатите показани на фиг.3 се вижда, че с увеличаване на натоварването от страна на полупроводниковия преобразувател и дълбочината (ъгъла) на управление нараства THDu , тоест нараства изкривяването в напрежението и се увеличават висшите хармоници в него за сметка на основния хармоник. Като се има предвид, че и в потребявания от полупроводниковия преобразувател ток съществува безкраен нечетен ред от висши хармоници следва, че в системата генератор-полупроводников изправител се формира мощност различна от активната и реактивна такава, дължаща се на пораждащите се висши хармоници. Тази мощност се дължи на възникващи деформации във формата на кривата на напрежението и тока в системата генератор-преобразувател и се определя като деформационна. При съблюдаване на обстоятелството, че масогабаритните параметри на електрообзавеждането е в пряка зависимост от пълната номинална мощност, то появата на деформционна мощност води до повишаване на пълната такава, т.е. до претоварване. За да се избегне подобно режимно състояние от претоварване се ограничава консумацията на активна мощност. По този начин се намалява полезната използваемост на електрообзавеждането, което се отразява на енергийната ефективност на корабната електроенергийна система.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1.Въз основа теорията на „изобразяващия” вектор в съчетание с логически превключващи функции е осъществен анализ на електромагнитните процеси в автономна система генератор-мостов изправител.

2.Получени са аналитични зависимости, даващи възможност да се определи деформацията във формата на кривата на генерираното напрежение предизвикано от протичащите комутационни процеси в изправителя с отчитане параметрите на генератора, разпределителната мрежа, натоварването на полупроводниковия преобразувател и дълбочината на неговото регулиране.

3.Постигнатите резултати дават възможност да се отчетат поотделно и като цяло влиянието на параметрите определящи електромагнитните процеси в такъв вид автономни системи , както и реализиране на подходи за тяхното управление.

LITERATURE:

1. Петков П.Д, Чакъров С.Я „Анализ на електромагнитни процеси в автономна система генератор-вентилен изправител с импулсна корекция на напрежението”Научна сесия на ВМЕИ-Варна 1981г.

2. Чванов В.А „Динамика автономных инверторов с прямой комутацией” М. „Энергия” -1978г.

3. www.schneiderelectric.bg.

Contacts:

1.инж.Гинко Ангелов Георгиев- докторант ВВМУ „Н.Й.Вапцаров”-Варна, e-mail ginkoele@abv.bg

2.доц.д-р.инж.Петко Душков Петков-ръководител на докторанта,e-mail petkov_varna@abv.bg

ВЪЗМОЖНОСТИ ЗА НАМАЛЯВАНЕ НА ЕНЕРГИЙНИТЕ РАЗХОДИ ПРИ ПРОИЗВОДСТВОТО НА МАНГАНОВИ ФЕРОСПЛАВИ

Явор Лукарски, Стоян Мойнов

OPPORTUNITIES FOR ENERGY COSTS REDUCING IN THE PRODUCTION OF MANGANESE FERRO ALLOYS

Abstract: The main reserve to reduce the prime cost of manganese alloys lies in reducing the electric power consumption. The last representing about 28% of the processing costs. Some technological solutions are proposed for reducing electric power consumption in the production of manganese products by using alternative materials, deep water polymetallic concretions. Various possibilities for optimizing the thermal regime of the furnace aimed to reduce electric power consumption are given.
Keywords: енергийна ефективност, енергийни разходи, феросплави, energy efficiency, electric power consumption, , ferroalloys.

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Нарастващото през последните години потребление на стомана и стоманение изделия води след себе си засилено потребление на феросплави. Едни от най-често използваните при производството на стомани са мангановите сплави. Те се използват в ролята на откислител, десулфоратор и легиращ елемент.

Поради изключително интензивното и на моменто неразумно използване на мангановите суровини в световен мащаб, на настоящия етап се наблюдава недостиг на качествяени рудни материали за получаването на манганови продукти. Алтернативен източник се явяват изследваните в последните няколко десетилетия полиметални образувания на морското дъно. В зависимост от начина на образуване и своите физични и хинмични характеристики, тези образувания са няколко вида. Най-добре изучени до момента са т. н. полиметални конкреции (ПМК).

Изследването на възможностите за производство на манганови сплави, предназначени за металургичните и леяски технологии чрез използване на алтернативни суровини-ПМК, води след себе си и анализа на икономическите проблеми, които възникват при прилагането на една или друга технология. Трябва също така да се отбележи, че намаляването на себестойността на мангановите сплави има ефект и върху намаляването на себестойността на металоизделията, получени с тяхно участие.

Още през последното десетилетие на миналия век става очевидно, че конвенционалните пирометалургични методи за преработка на рудните суровини в своите оптимални технико-икономически варианти се приближават плътно към границите на своите технико-икономически показатели. Става очевидно, че достигнатите стойности на тези показатели не удовлетворяват съвременните изисквания по отношение на енергетичната и материална ефективност, относителната производителност, трудовата среда и опазването на природата.

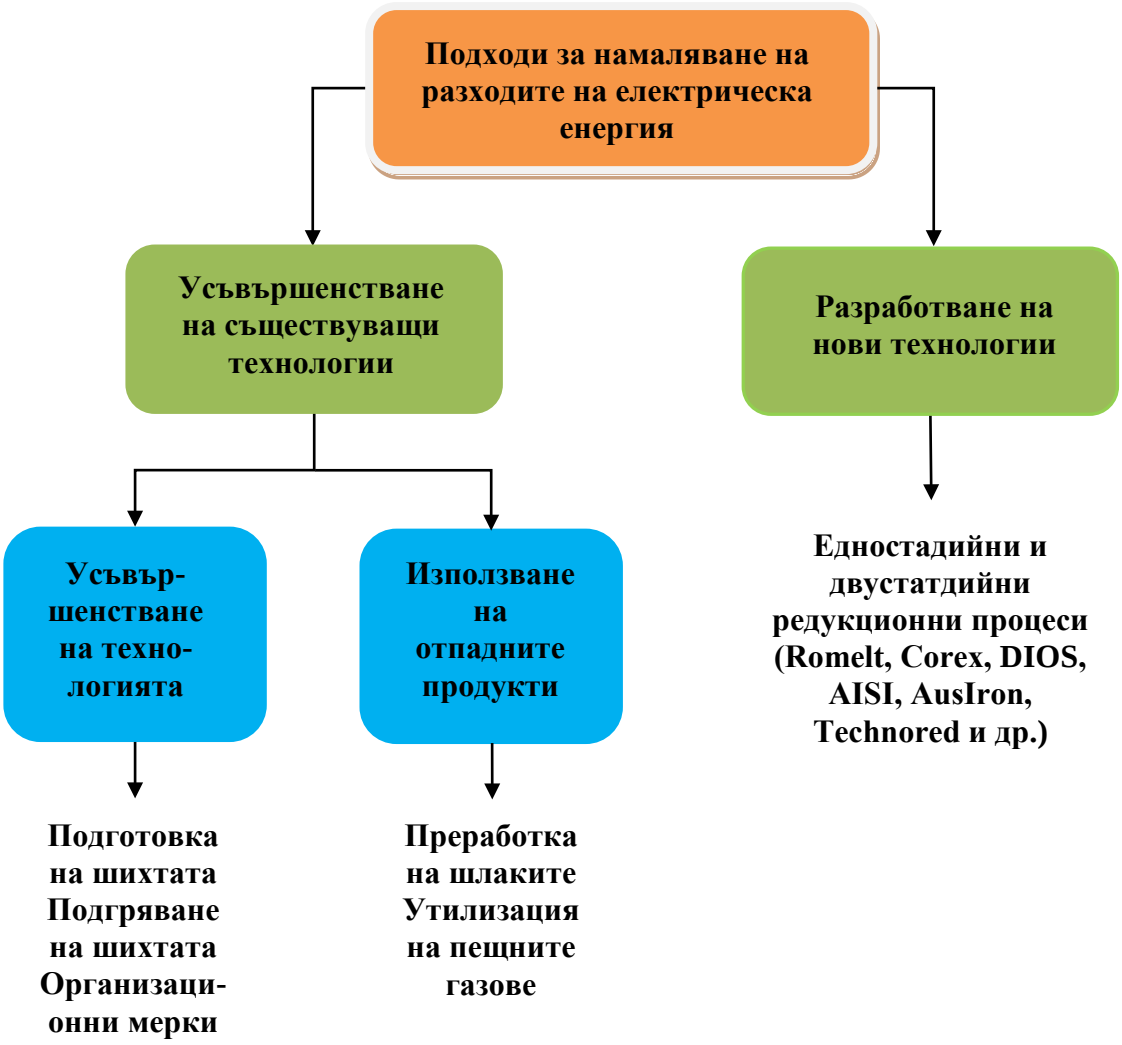
По принцип са възможни два подхода за подобряване на технико-икономическите характеристики на пирометалургичните електрорудни технологии:

- усъвършенстване на утвърдени технологични процеси;
- разработване на принципно нови технологии.

В настоящата разработка са представени различните подходи и методи за намаляване на разходите на електрическа енергия при производството на манганови сплави от алтернативни суровини.

Принципна схема на възможностите за подобряване на технико-икономическите показатели на процесите на производство на манганови сплави е показана на фиг. 1.

II. НАМАЛЯВАНЕ НА СЕБЕСТОЙНОСТТА НА ПРОДУКЦИЯТА ЧРЕЗ УСЪВЪРШЕНСТВАНЕ НА СЪЩЕСТВУВАЩИТЕ ТЕХНОЛОГИИ



Фигура 1. Възможности за подобряване на технико-икономическите показатели на процесите на преработка на ПМК.

От общите разходи за преработка на ПМК, тези, които отиват за суровини и материали са 63%, а за енергия 37%, в т. ч. за ПМК 35%, а за електоенергия 28%. При отчитане на разходите, които отиват за обслужване на производството, ФРЗ и амортизационните отчисления, разходите на суровини и материали стават 57%, а на енергия и гориво-34%.

Прието е, че цената на ПМК е постоянна величина. При такава постановка в статиите на калкулацията на себестойността с най-голяма тежест се явява енергията и горивото-34%. Следователно, намаляването на стойността на тези разходи ще окаже в най-голяма степен влияние на крайната цена на продуктите на преработка на ПМК и ще повиши технико-икономическите показатели на процеса на преработка на ПМК.

1. Намаляване на относителните разходи на електроенергия за производство на манганови продукти

Относителният разход на електроенергия в електрорудотермичните производства, използвани при добива на феросплави, характеризира ефективността на технологията, вида на използваното пещно оборудване и организацията на производството. Възможни са два подхода за неговото намаляване-посредством увеличаване на електрическото съпротивление на ваната на руднотермичната пещ (специфичното електрическо съпротивление на шихтовите материали) и посредством използването на оптимални по мощност електротермични агрегати.

Ефективността в резултат на преобразуването на електрическата енергия в

топлинна се определя в най-голяма степен от разпределението на ектрическия ток във ваната на руднотермичната пещ, т. е. нейното електрическото съпротивление, което е функция на физичните свойства на използваните компоненти на шихтата. При производството на високоманганов шлак има два компонента на шихтата-ПМК и редуктор (коксик). Доколкото ПМК имат постоянни електически свойства и не могат да бъдат заменени, то единствената възможност за изменение на общото електрическо съпротивление остава използвания редуктор.

При рудноелектротермичните технологии, в качеството на въглероден редуктор масово се използват коксовите отсевки (коксик)- фракция -20 +5 mm. Той се е утвърдил в практиката поради това, че в голяма степен отговаря на изискванията на технологичния процес и се явява отходен продукт при коксовото производство. В същото време коксика има недостатъци, които ограничават неговото използване-недостатъчно високото специфично електрическо съпротивление и относително ниската реакционна способнот водят до намаляване на възможностите на пещните агрегати и повишаване на специфичния разход на електрическа енергия. Като се прибави към това и високата цена на кокса, става очевидна необходимостта за неговата замяна.

Главните критерии за целесъобразността на използване на замесатители на кокса при преработката на ПМК следва да бъдат техническата и конюнктурна достъпност (за определена страна или завод) и техическата ефективност. Трябва да се отбележат също така и някои специфични изисквания към въглеродните редуктори: определена химична характеристика, висока реакционна способност и специфично електрическо съпротивление, ниска плътност, подходящ гранулометричен състав и др. Като се вземе под внимание потенциалната възможност за преработка на ПМК до получаване на мангансъдържащи продукти в Република България, респективно Югоизточна Европа, е направена обща металургична оцвенка на въглеродосъдъ6ржащите редуктори, които се добиват в района.

Ръководно начало при търсването на подходящи заместители на коксика се оказват споменатите по-горе изисквания. Взето е под внимание също така, че добиваните в нашия район въглища се характеризират с високо съдържание на летливи компоненти, пепел и влага. Общата практика в рудната електротермия показва, че високите стойности на тези характеристики не могат да възпрепядстват тяхното използване в качеството им на редуктори. Нещо повече-летливите компоненти в известна степен водят до повишаване на реакционната способност и специфичното електрическо съпротивление. Пепелта, от своя страна, невинаги трябва да се разглежда като баластна добавка. Що се касае до влагата, нейното повишение действително влошава топлинния баланс на пещния агрегат, вследствие на загубата на топина за изпарение и частична дисоциация на водата. В действителност, обаче, технологичния процес се влошава не заради високата абсолютна стойност на влагата в редуктора, а заради непостоянната стойност на този показател, водещ до намаляване на точността на шихтоване. Нещо повече, при използване на „сух" въглероден редуктор се забелязва влошаване на показателите на технологичния режим-повишаване на температурата в зоната на гърлото на пещта и намаляване на дълбочината на потапяне на електродите в шихтата.

С цел изследване на ефекта от замяна на коксика с лигнитни въглища са проведени пилотни експерименти на рудноелектротермична пещ с мощност на трансформатора 75 kVA за производство на високоманганова шлака. Установено е, че с повишаване на частта на лигнитните въглища в състава на шихтата се подобрява електрическия режим на работа и условията на редукция на металните оксиди. Благодадарение на високото електрическо съпротивление на въглищата се повишава общото съпротивление на ваната на пещта, а електродите се потапят дълбоко в шихтата, което създава условия за повишение на консумираната електрическа мошност основно чрез повишаване на вторичното напрежение.

При експериментите за получаване на силоманган на същата пещ е установено, че с увеличаване на процентното съдържание на лигнитни въглища в състава на шихтата се наблюдава повишаване на добива на силиманган-от 3,7 kg при 0% въглища, до 4,3 и 4,2 kg съответно при 40% и 60%. Увеличението на добива на силиманган при съдържание на въглища 40% от

количеството на редуктора е 16,2% При тези условия се забелязва увеличение на съдържанието на манган в сплавта с 2,8% или с 3%. Най-съществено се явява изменението на относителния разход на електроенергия-от 4500 kWh/Mg SiMn до 4150 kWh/Mg SiMn, т. е. 7,8%.

2. Рационално използване на пещните газове

Внимателното изучаване на технологичните показатели на на пирометалургичната схема за преработка на ПМК показва, че процеса разпола със сериозни резерви, като например, рационалното използване на пещните газове.

Отходящите газове на рудноелектротермичните пещи, предназначени за преработка на ПМК до високоманганов шлак и за неговата преработка до силикоманганови сплави, се характеризират с висока калоричност, голям обем и относително висока крайна температура, съответно: 11 003 MJ/m^3, 61 867 m^3/h и T=250° за първата група електропещи и 100 203 MJ/m^3, 12 150 m^3/h и T=900°C за втората група електропещи.

Предлага се отходящите газове от първата група пещи да се използват за сушене и нагряване на ПМК във въртяща се пещ, след което да бъдат използвани за производство на пара в котли-утилизатори, разположени след въртящата се пещ.

Предлагания нов елемент в схемата, въртяща се пещ, има за цел да раздели процесите на предварително подгряване на шихтата и частична редукция на окисите на цветните метали от нейното топене, окончатената редукция и разделянето на продуктите на процеса-високоманганов шлак и комплексна сплав. Рационалността на такова разделяне се основава на факта че голяма част от изразходваната в електротермичната пещ топлина отива за сушене и нагряване на шихтовите материали (до 30%). Ако този процес се осъществява извън пещта, като се използва недефицитно и отпадъчно (отходящите газове на пещта) гориво, може да се реализира значителна икономия на електрическа енергия и да се повиши производителността на агрегата. Електрическата енергия ще бъде използвана в пещта само за покриване на потребностите от топлина, необходима за ендотермичните реакции и разтопяване на получените продукти-манганов шлак и комплексна сплав. Това води до намаляване на относителния разход на електрическа енергия с 31% в сравнение с разхода за преработка на „студени” ПМК;

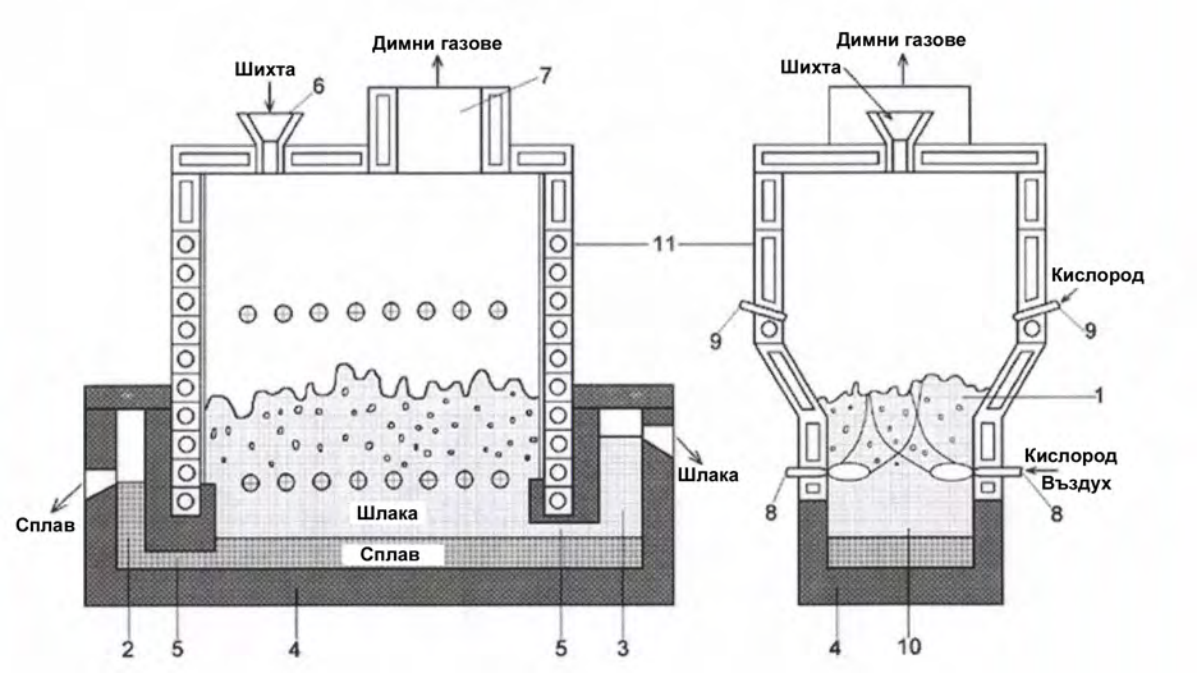
Газовете от пещите за силиконманган се използват за производство на водна пара, която от своя страна се изполва в турбини за производство на електрическа енергия.

II. ПОВИШАВАНЕ НА ЕФЕКТИВНОСТТА НА ПРОЦЕСА ЧРЕЗ РАЗРАБОТВАНЕ НА ПРИНЦИПНО НОВИ ТЕХНОЛОГИИ

През последната четвърт на XX век става очевидно, че конвенционалните методи за преработване на минерални суровини в своите оптимални технологични варианти се приближават плътно към границата на техните технико-икономически възможности–ефекта на “изстискания лимон”. Стана очевидно и това, че достигнатите характерни показатели не удовлетворяват съвременните изисквания за енергийна и материална ефективност, висока относителна производителност, ниска трудова заетост и опазване на околната среда. По тази причина започва активно търсене на алтернативни пирометалургични редукционни технологии за преработване на минералните металосъдържащи суровини без използване на кокс, природен газ и електрическа енергия.

Принципната особеност на на новите технологии е отказа от използване на кокс и замяната му с природен газ или въглища, които изпълняват функцията както на редуктор, така и на източник на топлина, от което се намалява разхода на електрическа енергия. Пример за повишаване на ефективността на пирометалургичната схема за преработка на ПМК е приложението на технологията Romelt или т. н. процес “течна вана”-фиг. 2.

Това става чрез едностадийна технология, при която редукцията и рафинирането на метала протичат в течна шлакова вана в един агрегат. В качеството на енергоносител и редуктор се използват недефицитни и евтини енергетични въглища и не е нужно предварително уедряване на металосъдържащата суровина.



Фигура 2. Принципна схема на Romelt-процес „течна вана”.
1-продухвана шлака; 2-утаител на метала; 3-утаител на шлаката; 4-под на пещта с огнеупорна футеровка; 5-проход за изтичане на шлаката; 6-зареждаща фуния; 7-димоотводна тръба; 8-фурми за газа за продухване; 9-фурми за доизгаряне на газовете; 10-спокойна шлака; 11-водоохлаждаеми панели.

При този процес отпадат етапите от преработка на ПМК дробене, уедряване, подгряване и предварителна редукция.

Анализът на показателите при класическите рудноелектротермични методи за производство на манганови продукти и метода „течна вана” показва, че при използване на Romest-процеса се отбелязва по нисък разход на ПМК-1 200 kg/t шлака срещу 1 354kg/t преработваема манганова шлака и по-ниска стойност на приравнената енергия- 3 300 MJ/t шлака срещу 3 680 MJ/t шлака.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведен е анализ на подходите и методите за намаляване на енергиините разходи при производството на манганов шлак и силикоманган с използване на ПМК.

Установено е, че използването на пещните газове от рудноелектротермичната пещ за подгряване на шихтата във въртяща се пещ намалява разхода на електрическа енергия за производство на преработваема шлака с 31%. използвана за редукционния процес.

Доказано е, че замяната на коксовите отсевки с лигнитни въглища води до подобряване на електрическия режим на работа и условията на редукция на металните оксиди при производство на манганова шлака.

Увеличаването на процентното съдържание на лигнитни въглища в състава на шихтата повишава добива на силикоманган с 16,2%. Отбелязва се увеличение на съдържанието на манган в сплавта с 3%. Най-съществено се явява изменението на относителния разход на електроенергия-от 4500 kWh/Mg SiMn до 4150 kWh/Mg SiMn, т. е. 7,8%.

Приложението на нови методи за производство (процеса „течна вана”) на манганови продукти от ПМК води до значително намаляване на енергийните разходи и до намаляване себестойността на произведената продукция. и изводи.

Публикуването на този доклад е спонсорирано от НФ „Научни изследвания” чрез дог. ДВУ 02/2011.

Contacts: Yavor Lukarski, Institute of Metal Sciences-Bulgarian academy of sciences, 67, Shipchenski prohod Str, 1574 Sofia, Bulgaria
Phone: +359-02-46 26 232,
E-mail: lukarski@ims.bas.bg

МЕТОД ЗА СРАВНЯВАНЕ ПАРАМЕТРИТЕ НА ВИБРАЦИОННИ СИГНАЛИ ПОЛУЧЕНИ В РАЗЛИЧНИ ПЕРИОДИ НА ЕКСПЛОАТАЦИЯТА ПРИ ЕЛЕКТРИЧЕСКИТЕ МАШИНИ

Пламен Борисов Данаилов

pbdan@abv.bg ; 0889300276

Тотьо Илиев Илиев

totyo_iliev@abv.bg

METHOD FOR COMPARING THE VIBRATION SIGNAL PARAMETERS OBTAINED AT DIFFERENT STAGES OF THE ELECTRICAL MACHINE OPERATION

Abstract: A method for recording the vibration signal has been presented in this paper – during the initial operation stage of an asynchronous electric motor or after a general overhaul and a periodic recording at predetermined intervals of time. Optical displacement sensors have been used. The process of comparing the reference signal and the ensuing vibration signals has been carried out by presenting them in digital manner in MATHCAD tables. The method of processing involves comparing of the spectral composition and the absolute displacement the rate of change being an important indicator of the time proximity of the unfavorable event.

Keywords: вибрации, електрически машини, оптични сензори, electrical machines, optical sensor, vibration;

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Вибродиагностиката по спектрален състав на вибрациите при експлоатацията на електрическите машини е важен елемент в тяхната поддръжка. Сравнително лесното поставяне и без контактността в повечето случаи прави оптоелектронния сензор подходящ за по-чести проверки на поддържаното оборудване.

II. ИЗЛОЖЕНИЕ

Една от най-често срещащите се неизправности при електрическите машини се явява дебалансът на ротора. Причините за появяването му могат да бъдат различни, като например[1]:

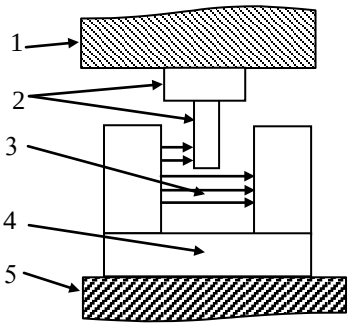
- фабричен дефект в производството на самия ротор или неговите елементи
- удари при транспорт, лоши условия на съхранение
- неправилно сглобяване в завода или след ремонт
- износени, дефектни, недостатъчно добре закрепени, деформирани детайли и възли в електрическата машина
- възможно неравномерно нагряване на ротора в процеса на експлоатация и др.

Дебалансът, в зависимост от степента си на проява води до появата на вибрации, които измерени с без контактни оптоелектронни сензори, показват следните резултати:

- общо нарастване на амплитудата на вибрациите
- преобладаващо присъствие в спектралния състав на основната, съответстваща на оборотната честота хармонична
- количествено измерена, енергията на вибросигнала е съсредоточена в първата хармонична (не по-малко от 60%) [1]

- независимост на спектралния състав от направлението на измерване (обикновено във вертикално и хоризонтално)
- вибрациите по направление на оста са пренебрежимо малки в сравнение с тези по радиуса

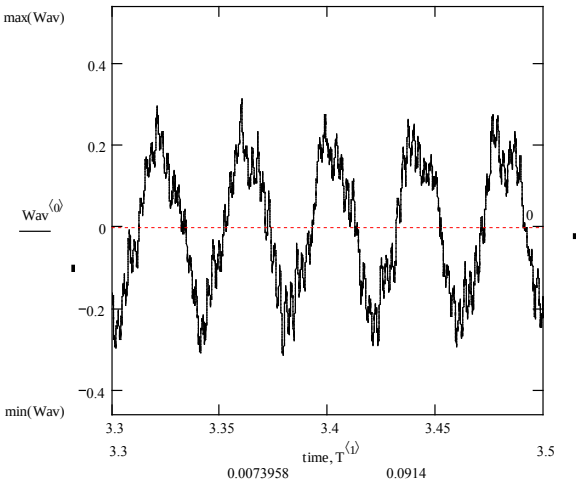
Повишеното ниво на вибрации се появява и от двете страни на електрическата машина. Във връзка с тези резултати, бяха направени експерименти с помощта на оптоелектронни сензори с оптична междина, описани по-подробно в [2] с цел сравнение и изследване на новополучените данни. За модел беше използван асинхронен трифазен електродвигател с мощност Pn = 5 kW, n = 2920 min-1, закрепен за стабилен фундамент.



Фигура 1.Оптоелектронен сензор

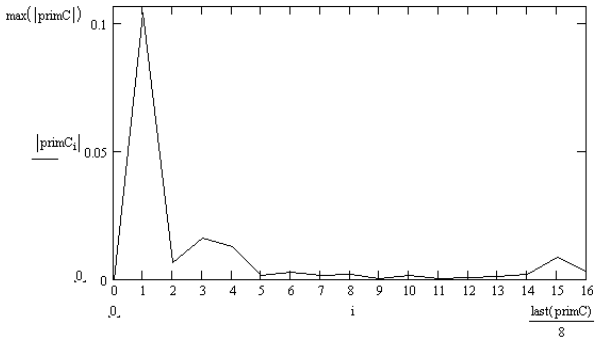
Оптоелектронният сензор 4 е поставен в горната предна част на корпуса 1 и измерва вибрациите във вертикално направление с помощта на закрепен с магнит сенник 2 . Сензорът е закрепен за фундамента чрез планката 5. Светлинният лъч 3 се модулира амплитудно при вибрациите на електрическата машина, пропорционално на нейното преместване. Измерванията са извършени в стационарен режим на работа на изследвания електродвигател и в разлика във времето 5 месеца.

Времевата диаграма в началото на изследването е показана на Фиг.2. Данните са записани с помощта на висококачествен аналого-цифров преобразувател във файл с разширение .wav. Отворен е в програмата Mathcad. Вибрационния сигнал е квазистационарен, примесен със случайни шумове и е възможно да се избере един типичен период както ръчно, така и с подходящи програми. Една такава програма например е за синхронно натрупване на сигнали, с цел намаляване на страничните шумове. Целият записан сигнал в случая е от порядъка на 5 s.



Фигура 2.Времеви сигнал при първи експеримент

Както е показано на Фигура 2, са взети сигнали от момента 3,3s до 3,5s и е избран за изследване третия период. Спектралната му характеристика е дадена на Фигура 3.



Фигура 3.Спектрална характеристика при първия експеримент

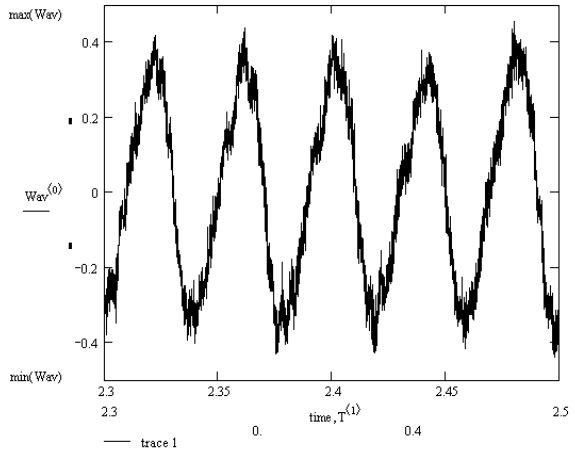
От Фигура 3 се вижда спектралния състав на горепосочения период , като прави впечатление, че втората хармонична е с по-малка амплитуда от третата. Смята се [1], че при това положение няма забележим дебаланс на ротора.

Оптоелектронния сензор се калибрира предварително преди измерване и се прави оценка неговата точност [3]. Диференциалното уравнение описващо движението на един пиезо-електрически сензор е:

$$\frac{d^2x(t)}{dt^2} + 2.\xi.\omega_0.\frac{dx(t)}{dt} + \left[\omega_o^2 - \left(\omega_y^2 + \omega_z^2\right)\right].x(t) = -a_x(t)$$

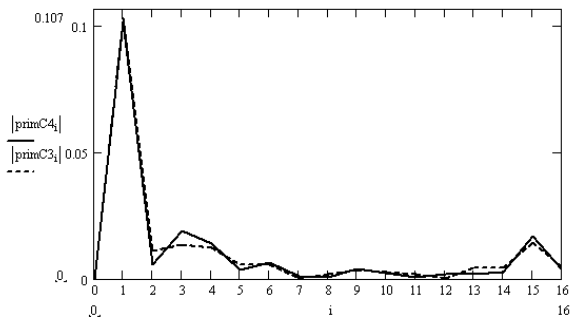
,където $\vec{a}$ и $\vec{\omega}$ са линейното ускорение и ъгловата скорост на обекта на изследване, а ξ и ω_0 са съответно относителния коефициент на демпфиране и собствената честота на сензора .Като се има предвид нищожната маса на магнита и сенника в сравнение с тази на електрическата машина, те не оказват на практика промяна във формата и амплитудата на вибрационния сигнал.

След определен интервал от време (в случая 4 месеца) бяха проведени втори, по възможност най-близки до първите експерименти. На Фигура 4 е показан времевия сигнал подобен на този от Фигура 2.



Фигура 4.Времеви сигнал при втори експеримент

На следващата Фигура 5 са показани спектралните характеристики и от двата експеримента. След сравнение на спектралния състав обаче се вижда разлика в големината най-вече при втората хармонична, което може да се тълкува като начален стадий при появата на дебаланс на ротора.



Фигура 5.Спектрални характеристики при двата експеримента (първият с плътна линия)

Сходството в спектралните характеристики може да се пресметне по мярката за линейно сходство или коефициента на корелация[1].

$$corr(|z_i|,|z1_i|) = \frac{\sum(|z_i| - mean(|z_i|))(|z1_i| - mean(|z1_i|))}{\sqrt{\sum(|z_i| - mean(|z_i|))^2}\cdot\sqrt{\sum(|z1_i| - mean(|z1_i|))}}$$

където $|z_i|$ и $|z1_i|$ са големините на амплитудите на i-тата хармонична за двете изследвани вибрации. Заместващи с реалните стойности се получава:

$$corr(|z_i|),(|z1_i|) = 0{,}999$$

Полученият резултат е следствие от сходството в спектралния състав на хармоничните от втора и нагоре.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

С помощта на описаната методика, по безконтактен начин може да се установи дебаланса на един ротор на електрическа машина в частност или заедно с механичния му товар. Разпределението й по хармонични дава възможност да се установи дебаланса на системата двигател-товар в процеса на нейното развитие. Сходството в спектралния състав на двете изследвани вибрации, води до извода, че все още не се забелязват изменения в другите възли на електродвигателя при породения в процеса на експлоатация дебаланс.

LITERATURE:

[1] Русов В. Спектральная вибро-диагностика, Москва, 1996
[2] Колева, Е. Н. и И. С. Колев. Индустриални оптоелектронни системи. Габрово, изд. Екс-прес, 2011.
[3] Дичев Д., Коев, Х. Влияние на параметричните колебания върху точността на измерване в динамичен режим. XX-ти ННС „Метрология метрологично осигуряване”, Созопол, 2010.

Contacts: Plamen Danailov, Department of Physic, TU of Gabrovo,
H. Dimitar 4, 5300, Bulgaria
Phone: 066 827 338, Email: pbdan@abv.bg

ПРИЛОЖЕНИЕ НА ОПТОЕЛЕКТРОНЕН СЕНЗОР ЗА ПРЕМЕСТВАНЕ ПРИ ИЗСЛЕДВАНЕ ПРЕХОДНИТЕ ПРОЦЕСИ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКИТЕ МАШИНИ

Тотьо Илиев Илиев

totyo_iliev@abv.bg

Пламен Борисов Данаилов

pbdan@abv.bg ; 0889300276

APPLICATIONS OF OPTOELECTRONIC DISPLACEMENT SENSOR IN STUDYING THE TRANSITION PROCESSES OF ELECTRICAL MACHINES

Abstract: This paper deals with issues related to the variations of the performance parameters occurring when switching on asynchronous electric motors in transition operating mode. The absolute value of the oscillation amplitude of the electrical machine against the foundation, as well as its time related variations can be measured with the help of optoelectronic linear displacement sensors. Several types of optoelectronic sensors and the cases in which they could be applicable have been described. Time diagrams entered in a computer oscillator have been presented.

Keywords: вибрации, електрически машини, оптични сензори, electrical machines, optical sensor, vibration;

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Проблемите свързани с работата на асинхронната машина при нейното пускане са свързани с изменение на стойността на пусковия ток и стойността на пусковия момент. Преминаването от един установен режим на работа към друг, не се извършва мигновено и е важен от гледна точка работата на електродвигателя в комплект с електронно управление на честотата му на въртене. Уравненията за токовете и честотата на въртене могат да бъдат получени от зависимостите [1]:

$$M_g - M_c = I\frac{d\omega}{dt}$$

$$i_1 r_1 + L_1\frac{di_1}{dt} + M\frac{di_2}{dt} = \sqrt{2}U\sin(\omega t + \varphi) \quad (1)$$

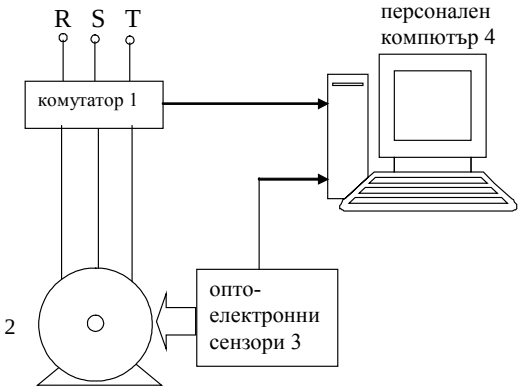
$$i_2 r_2 + L_2\frac{di_2}{dt} + M\frac{di_1}{dt} = 0$$

,където i_1 и i_2 са моментни стойности на токовете в статора и ротора; $\boldsymbol{I}$ – инерционен момент на ротора, а L_1 и L_2 са индуктивности на статорната и роторна вериги и M е взаимната им индуктивност. M_g и M_c са съответно двигателен и статичен момент. При изследване на механическия преходен режим на асинхронния двигател е удобно да се получат опитно резултатите за механичните процеси и на тази база да се направи анализ. Използването на оптоелектронни сензори за измерване на механични параметри на асинхронни електрически машини , като например на ъгловото ускорение е описано в литературата[1]. Измерването едновременно с това и на нивото на вибрациите при преходен режим дава по-пълна картина за работоспособността на машната.

II. ОСНОВЕН ТЕКСТ

Механичния преходен процес поражда вибрации на ротора и чрез лагерите те се предават на цялата конструкция на машината. При износване на лагерите или друга повреда в окачването на ротора, амплитудата на вибрациите при пускане на електродвигателя нарастват и могат да достигна стойности равни или по-големи от въздушната междина. Това води до задирания между ротора и статора и поражда трудно отстраними повреди

по машината. . На Фигура 1 е дадена блоковата схема на система за измерване и анализ вибрациите получени в преходните процеси при включване на електромашини със средна и голяма мощност.

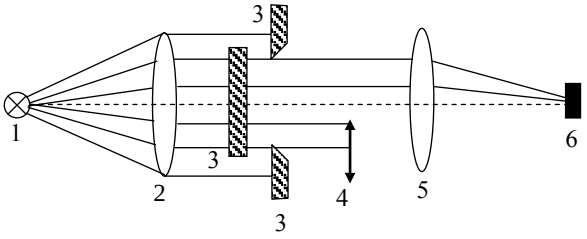


Фигура 1. Блокова схема на компютърна система

Системата работи по следният начин: При включване на комутатора 1 се подава сигнал към компютъра 4 за начало на измерването и включване на електрическата машина 2. Оптоелектронните сензори 3 също са включени към 4 и сигналите от неговите изходи са пропорционални на отклонението (елонгацията) в дадения момент. След аналого-цифрово преобразуване, което може да бъде направено от звуковата карта на компютъра или от компютърен осцилоскоп получената информация се съхранява в звуков, графичен или текстови файл. Броят на подаваните сигнали зависи от възможностите на компютъра, като на оптоелектронните сензори е неограничен. Бяха изпробвани три вида оптоелектронни датчици, на базата на различни оптоелектронни двойки всяка от които притежаваше определени предимства и недостатъци[2].

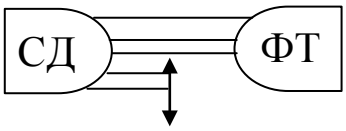
1.Лампа със нажежаема жичка и фотодиод с голяма площ (Фигура 2). Двойката се състои от лампа 1, захранвана от постоянно и стабилизирано напрежение, колиматор 2, система от бленди 3, обектив 5 и фотодиод с голяма площ 6. С 4 е обозначен изследвания трептящ елемент от електрическата машина. Жичката на лампата е поставена във фокуса на колиматора и така получения успореден светлинен поток се формира от блендите 3 в сноп с правоъгълно сечение. Този сноп осветява трептящия елемент 4, като останалата част от него се фокусира от обектива 5 върху фотодиода 6.

Предимствата на този вид оптоелектронна двойка са високата точност и големия динамичен диапазон по отношение на измерваната амплитуда. Като недостатъци можем да посочим големите габаритни размери и неустойчивостта на жичката на лампата към вибрации.



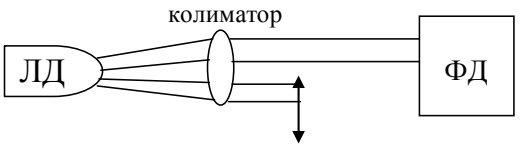
Фигура 2.

Оптоелектронна двойка светодиод-фототранзистор (фиг.3). Използван е промишлен образец на оптрон с въздушна междина, като в процеса на работа бяха отбелязани като предимства малките габаритни размери и устойчивостта към вибрации. Недостатък е малкото сечение на светлинния сноп и зоната на измерване.



Фигура 3.

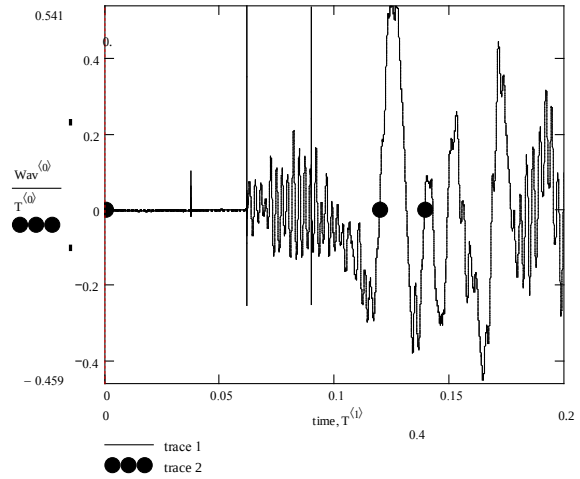
Оптоелектронна двойка полупроводников лазер-фотодиод (Фигура 4). Тази оптодвойка притежава предимствата на двойката светодиод-фототранзистор, а големия интензитет на лазерното лъчение увеличава отношението сигнал/шум и подобрява точността на измерване.



Фигура 4.

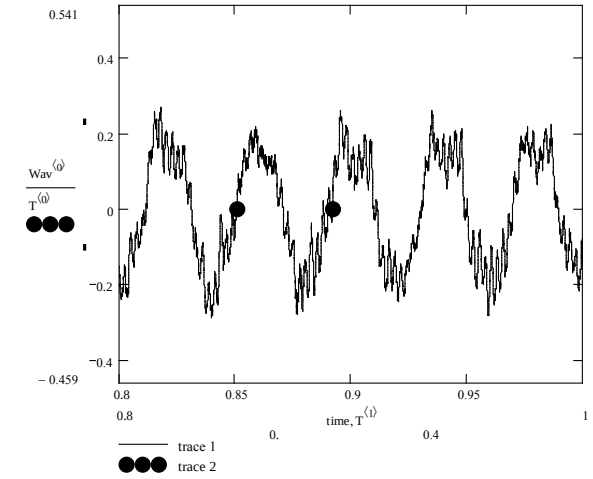
Като заключение можем да кажем, че първата оптодвойка е подходяща за работа само в лабораторни условия, втората за микродвигатели а третата е подходяща за работа в производствени условия поради високия интензитет, видимостта на лъча и сравнително равномерното разпределение на

интензитета на светлината в малък пространствен диапазон.



Фигура 5. Преходен процес в интервала (0-200)ms

На Фигура 5 е показан преходен процес, измерен с оптоелектронен сензор за двигател 5kW/1420min$^{-1,}$, във времевия интервал (0 – 200) ms . Вижда се времето за задействане на контактора (около 60ms), както и няколко (около 4) периода на вибрации с честота f=49,8869Hz във времето (80 – 200)ms .



Фигура 6. Преходен процес в интервала (800-1000)ms

На следващата Фигура 6 електродвигателят е вече в установен режим на работа и времето за един период (между двете точки на графиката) съвпада с оборотната честота и е f= 24,2841Hz. Записът на сигнала е направен със звуковата карта на компютъра и е съхранен като файл с разширение ***.wav. Файловете с такова разширение се отварят от програмата Mathcad и информацията се представя в матрица с 2 колони (в случая) и редове на брой колкото преобразования са направени по време на записа. По-долу са дадени някои оператори използвани при обработката на информацията, както следва:

Прочитане на файла

WavData := READWAV ("5kW_prehod1.wav")

Снемане характеристиките на файла

$$\begin{pmatrix} \text{NumChannels} \\ \text{SampleRate} \\ \text{Resolution} \\ \text{AvgBytesPerSecond} \end{pmatrix} := \text{GETWAVINFO("5kW_prehod1.wav")}$$

Въвеждане на реално време

$$n := 0..\text{length}\left(\text{Wav}^{\langle 0 \rangle}\right) -$$

$$\text{time}_n := \frac{n}{\text{SampleRate}}$$

$$\text{timeMAX} := \text{time}_{\text{length}\left(\text{Wav}^{\langle 0 \rangle}\right)-}$$

Характеристики на записа

NumChannels = 2

SampleRate = 44100

Resolution = 16

AvgBytesPerSecond = 176400

timeMAX = 1.0347

Задаване на реперни времеви точки (видими на Фигури 5 и 6)

t1 := 0.11964 t2 := 0.1397

t3 := 0.4367 t4 := 0.85075

t5 := 0.89193

Част от софтуера за измерване на честотата

$a := \text{floor}(\text{SampleRate} \cdot t1)$ $a = 5276$

$b := \text{floor}(\text{SampleRate} \cdot t2)$ $b = 6160$

$S1 := \text{submatrix}(Wav, a, b, 0, 0)$ $f := \frac{\text{SampleRate}}{(b - a)}$

$f = 49.8869$

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Измерването на вибрациите посредством оптоелектронни сензори притежава следните предимства:

Безконтактност на измерването и свързаните с това предимства като липса на вмешателство особено при малките двигатели. Възможно е също за сенник в оптичната междина да се използва част от самия двигател

Липса на галванична връзка между силовата мрежа и тази на сензорната система

Пряка информация за амплитудата на преместването без нужда от интегриращи усилватели.

Лесен монтаж и демонтаж на системата

LITERATURE

[1]. Божилов Г., Тотьо Илиев, Пламен Данаилов, Безконтактно измерване на механичните параметри на електрически машини в динамичен режим, списание „Инженерни науки”, год. XLVI, 2009, №1

[2]. Колев, И. С. и Е. Н. Колева. Оптоелектроника. Прибори. Елементи. Приложения. София, Техника , 2007

Contacts: Totyo Iliev, Department “Electric Power Supply and Equipment”,TU of Gabrovo,
H. Dimitar 4, 5300, Bulgaria
Phone: 066 827 243, Email: totyo_iliev@abv.bg

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКАТА ИЗНОСОУСТОЙЧИВОСТ НА КОНТАКТНИ ТЕЛА НА ЕЛЕКТРОМАГНИТНИ КОНТАКТОРИ С НАНЕСЕНИ МНОГОСЛОЙНИ ИЗНОСОУСТОЙЧИВИ НАНОСТРУКТУРИРАНИ ПОКРИТИЯ

Бохос Р. Апрахамян, Александър В. Гайдарджиев

STUDY ON ELECTRICAL DURABILITY OF CONTACT BODIES OF ELECTROMAGNETIC CONTACTORS BEARING MULTILAYER WEAR-RESISTANT NANOSTRUCTURED COATINGS

Abstract: Requirements to the materials for electrical contacts are increased due to high loads and high operating temperatures. Often conventional single-layer coatings of electrical contacts can not meet these requirements. Using multilayer coatings allows the requirements to the contacts to be complied and also to control structure (internal stresses and elastic behavior of the material), and therefore to control the properties of coatings. Particularly hard, wearing and corrosion resistant are coatings of titanium nitride TiN type.
By simultaneous and coherent operation of two types of plasmatrons – Electric Arc Plasmatron (ARC) and magnetron (MS - Magnetron Sputtering) we have experimented the following three types of coatings on electrical contacts of contactor K6E: monolayer coating of titanium Ti; double layer coating of titanium - titanium nitride, Ti/TiN; triple layer coating of titanium-titanium nitride-titanium Ti/TiN/Ti. It has been observed that modification of the interface by the formation of the surface layer can lead to increase of the electrical contact durability.
Keywords: многослойни покрития, физично парно отлагане, магнетронно разпрашаване, електродъгово изпарение, износоустойчивост на контактни тела на електрически апарати
multilayer coatings, physical vapor deposition (PVD), magnetron sputtering, arc evaporation, durability of contact bodies of electrical apparatus

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Комутацията на контактните системи на електрическите апарати се характеризира с механическа и електрическа износоустойчивост, изразяваща се с броя комутационни цикли, които електрическият апарат може да понесе без настъпване на повреди [1].

За механическата и електрическата износоустойчивост на комутационни електрически апарати с несменяеми контактни тела, например електрически контактори, е в сила изискването електрическата износоустойчивост да е не по-малка от механическата.

Механическата и електрическата износоустойчивост на контакторите, произведени от водещи производители е в рамките на 10^6 до 10^9 цикъла, гарантирана при честота на комутациите 1000 цикъла в час. Стойността е различна при комутация на различни товари - активни или активно-индуктивни.

За изпитване износоустойчивостта на контактната система на контактори е необходима надеждна система за управление на комутационните цикли на апарата.

Подвижните контакти на комутационните електрически апарати трябва да имат електрическа и механична износоустойчивост, т.е. да издържат зададен брой комутации при определени условия във веригата. За някои видове електрически апарати износоустойчивостта достига 10^9 комутационни цикъла. Например според данните за механическа износоустойчивост прекъсвачите се подреждат в следните класове:

Клас	A1	A3	B1	B3	C1	C3
Брой цикли	10^3	3.10^3	10^4	3.10^4	10^5	3.10^5
Клас	DA	D3	E1	E3	1	
Брой цикли	10^6	3.10^6	10^7	3.10^7	над 10^8	

Правилният избор на контактните материали определя надеждната работа на контактите. Основните критерии при избора са:

- малко контактно съпротивление;
- устойчивост срещу заваряване;
- устойчивост срещу електрическа и механична ерозия.

За да удовлетвори тези критерии, контактният материал трябва да има следните качества:

- голяма електрическа и топлинна проводимост;
- дъгоустойчивост, т.е. висока температура на топене и изпарение;
- големи стойности на тока и напрежението на дъгообразуване;
- малка твърдост за намаляване на необходимата контактна сила, но голяма механична устойчивост срещу триене, удари и вибрации;
- повишена химическа устойчивост срещу окисляване и взаимодействие с други газове [1].

Съществуват два подхода за определяне на качествените и количествените оценки на електрическото износване на контактните тела за определен брой комутационни цикли, т.е. тяхната електрическа износоустойчивост – аналитико-теоретичен и експериментален [2].

Първият подход, поради затрудненията, произтичащи от сложността на поставената задача, не е намерил голямо приложение.

Вторият подход дава възможност за практическо приложение на резултатите от неговото използване, поради което широко се използва и е широко застъпен в литературата. Той поставя за решаване следните основни задачи:

- избор на параметър, определящ електрическото износване;
- метод за измерване на избрания параметър;
- интерпретация на резултатите от измерванията.

При решаването на тези задачи се използват различни методи, като при директното измерване на електрическото износване едни автори дават предпочитание на измерването на масата на контактните тела, а други автори – на измерването на провала на контактната система.

Контактните тела на електрическите контакти са изработени от чисти метали, метални сплави и металокерамика [1]. Често контактните тела се посребряват. Среброто има висока електрическа и топлинна проводимост, но малка твърдост и дъгоустойчивост. Недостатък на известните контактни тела на електрически контакти е ниската им електрическа и механическа износоустойчивост.

От друга страна през последните години износоустойчивите покрития от вида (Ti, Me)N и (Ti, Me)C от еднослойни преминават в многослойни. При това се повишават редица показатели като твърдост и корозионна устойчивост [6],[7],[8]. Интерес представляват наноструктурираните покрития с дебелина 2 - 10 nm и така наречените свръхрешетки.

Многослойно наноструктурирано покритие с дебелина на отделния подслой от порядъка на размерите на кристалната решетка – от 2 до 5 nm се смята за напълно нов материал, наречен свръхрешетка [9]. Такива са нанокристалните материали с големина на зърната около 10 nm и напълно нови свойства. Покритията от нитридни и карбидни свръхрешетки са свръхтвърди материали с радикални промени както в електрическите, така и в топлинните и механичните им свойства. Като се варира с дебелината на слоевете от свръхрешетката, техния брой и използваните материали, може целенасочено да се изменят свойствата на получаваните материали.

В областта на съвременните технологии се отделя важно място на супертвърдите наноструктурирани покрития. Изискванията към материалите се повишават, започват да се търсят материали с по-голяма твърдост - над 50 GPa. Основно в литературата като модел за твърди и износоустойчиви покрития се разглеждат TiN покрития, но освен тях има данни и за NbN, AlN, BN, CrN, TiN-TiB2, Ti(CN) и (TiAl)N и още над 150 вида покрития [10],[12],[13],[14],[15].

Основно развитието се базира на различните видове покрития на титан-нитридна основа със свръхрешетка подобно на TiN/WN, TiN/CrN, TiN/Ta, TiN/Mo, TiN/AlN. Тези покрития са получени и изследвани в лабораторни условия където се прилагат PVD технологии и по-специално катодно (ARC) изпаряване, които спомагат за получаването на суперрешетка като структура. Съществува възможност за комбиниране на катодното изпаряване с магнетронен метод и използването му за изграждането на покрития

със свръхрешетка в промишлени условия. Многослойните покрития позволяват оптимизиране на взаимодействието с подложката също както и на покритието като работен материал чрез контролиране на вътрешните напрежения, умората и твърдостта на повърхностния им състав. Голям функционален напредък е получаването на същите покрития Ti/TiN отложени с дебелина от 100 - 150 nm, като броя на слоевете се променят от 2 до 40. Покритията Ti/TiN са от рода на многослойните твърди покрития, като се очертава тенденция на развитието им до многослойни покрития със 150 - 300 слоя [11].

Наноструктурираните покрития се състоят най-малко от две фази, най-често една кристална и една аморфна. Физичните и експлоатационните свойства на работните повърхности могат да бъдат осигурени чрез отлагане на специални покрития, подобряващи твърдостта, износоустойчивостта, електропроводимостта и т.н. За получаване на покритие с желани свойства основна роля имат методът и параметрите на отлагане на покритието. Те определят структурата и свойствата му, както и връзката покритие-подложка. За нанасянето на нитридни и карбидни покрития на титанова и хромова основа най-перспективни се оказват електродъговия и магнетронен източник на пари.

Целта на настоящата разработка е да се усвои технология за нанасяне на еднослойни и многослойни покрития от титанов нитрид с електродъгов изпарител и магнетронен източник на пари върху контактни тела на електрически контакти, при което да се създаде контактно тяло на електрически контакт с повишена твърдост и износоустойчивост при голяма електрическа и топлинна проводимост.

II. ПРОВЕДЕНИ ЕКСПЕРИМЕНТИ

Експериментите бяха извършени във вакуумна уредба лабораторно- промишлен тип в НЦ ВТС при Русенския университет ”А. Кънчев”. Уредбата осигурява вакуум приблизително до 2.10-3 Pa.

Върху контактно тяло, изработено от чист метал, във вакуумна камера е нанесено многослойно наноструктурирано покритие чрез електродъгово изпаряване и магнетронно разпрашаване, при съчетание на двата метода. Целта е да бъде постигната висока микротвърдост на повърхността на контактното тяло, поради специфичните физични свойства на наноструктурираните слоеве. Практическото влошаване на електрическата и топлинна проводимости може да бъде пренебрегнато, поради незначителната дебелина на отложеното покритие. Нанесени са следните три вида покрития върху контакти на електрически контактор К6Е:

- Еднослойно покритие титан Ti
- Двуслойно покритие титан-титаниев нитрид Ti/TiN
- Трислойно покритие титан-титаниев нитрид-титан Ti/TiN/Ti

Нанасянето на покритията е осъществено при комбинация на следните фактори:

- Обща дебелина на нанесеното покритие, с две нива: 100 нанометра и 200 нанометра
- Състав на газовата среда в камерата, с три нива: чист аргон Ar, чист азот N2 и смес от 50% азот N2 и 50% аргон Ar.

Осъществени са 10 различни режима на нанасяне на нанопокритията – таблица 1. Във всеки режим са нанесени покрития на 15 образеца (проби), от които:

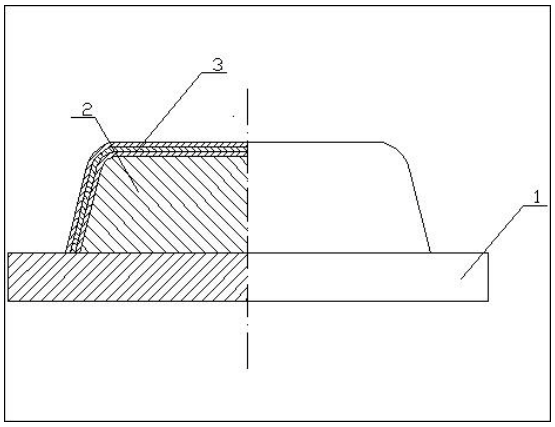
- 6 образеца на неподвижни контакти със съхранено щатно сребърно покритие върху контактното тяло
- 6 образеца на неподвижни контакти с отстранено сребърно покритие от контактното тяло
- 3 образеца на подвижни контакти с отстранено сребърно покритие от контактното тяло

Таблица 1: Основни параметри на реализираните режими за нанасяне на Ti/TiN наноструктурирани покрития върху контактни тела на електрически контакти.

Номер на режима	Състав на покритието	Газова среда в камерата	Обща дебелина на покритието, nm
1	Ti	Ti-100% Ar	123
2	Ti	Ti-100% Ar	252
3	Ti/TiN	Ti-100% Ar, TiN-50% Ar +50% N_2	110
4	Ti/TiN	Ti-100% Ar, TiN-50% Ar +50% N_2	202
5	Ti/TiN	Ti-100% Ar, TiN-100% N_2	118

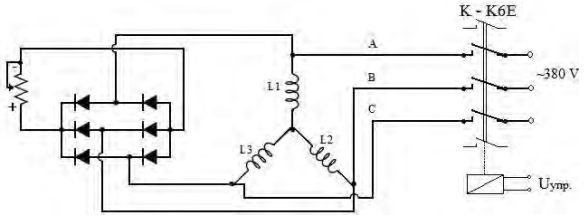
6	Ti/TiN	Ti-100% Ar, TiN-100% N_2	212
7	Ti/TiN/Ti	Ti-100% Ar, TiN-50% Ar +50% N_2, Ti-100% Ar	124
8	Ti/TiN/Ti	Ti-100% Ar, TiN-50% Ar +50% N_2, Ti-100% Ar	222
9	Ti/TiN/Ti	Ti-100% Ar, TiN-100% N_2, Ti-100% Ar	122
10	Ti/TiN/Ti	Ti-100% Ar, TiN-100% N_2, Ti-100% Ar	210

На фиг. 1 е представен частичен разрез на контактно тяло на електрически контакт. Съгласно фигурата на тоководеща пластина 1 на електрически контакт е прикрепено контактно тяло 2 от монолитен материал - сплав на сребро. Във вакуумна камера чрез електродъгово изпаряване върху контактното тяло 2 е нанесено трислойно наноструктурирано покритие 3 от Ti/TiN/Ti. Отлагането на слоевете от Ti е извършено в среда от инертен газ Ar, а отлагането на слоя от TiN в среда от N2. Дебелината на всеки отделен слой е до 100 нанометра и се подбира в съответствие с желаната микротвърдост на повърхността на контактното тяло.



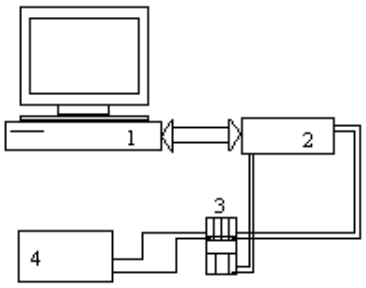
Фигура 1: Частичен разрез на контактно тяло на електрически контакт. 1 – тоководеща пластина, 2 - контактно тяло от монолитен материал - сплав на сребро, 3 - трислойно наноструктурирано покритие Ti/TiN/Ti.

Експериментите за изследване на износоустойчивостта на контактните тела са проведени в лабораторна база на Техническия университет – Варна. За извършване на необходимия брой комутационни цикли е използвана схемата показана на фиг. 2 при номинални за контактора стойности на тока и напрежението.



Фигура 2: Схема на изпитване.

Управлението на контактора е извършено с помощта на компютърен софтуер и управляващо устройство, през LPT порт. На фиг. 3 е показана блокова схема на приложението. Означенията в блок-схемата са съответно: 1 - компютър с LPT порт; 2 – електронно устройство за управление; 3 - изпитван контактор; 4 – товар, натоварващ контактната система на контактора.



Фигура 3: Блокова схема на приложението на системата за управление

След подаване на работен сигнал от компютъра, устройството за управление подава управляващ сигнал към контактора, което води до задействане на магнитната му система. През контактите на контактора протича определен ток зависещ от включения товар, като в същото време чрез обратната връзка през помощните контакти се отчита сработването на системата.

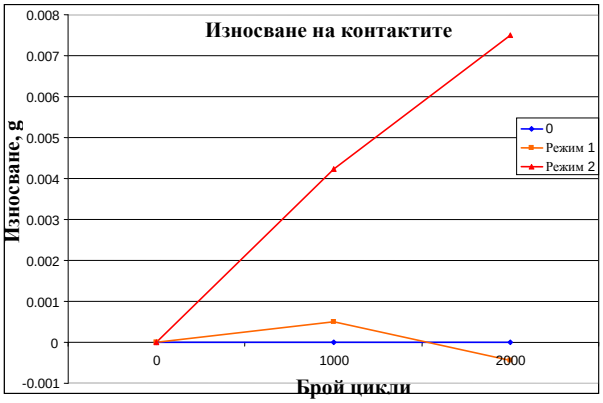
Схемите на свързване на контактора и товара се задават от стандартизационните документи [3],[4],[5]. Времето за протичане на тока след всяко включване трябва да не е по-малко от времето на вибрации на контактните системи при включване в зададените условия. За получаване на зададените стойности на тока, времеконстантата или фактора на

мощността в изпитвателната верига последователно на изпитвания апарат се включват регулируеми реактори и резистори. При активно-индуктивен характер на товара препоръчителния фактор на мощността в изпитвателната верига е 0,7.

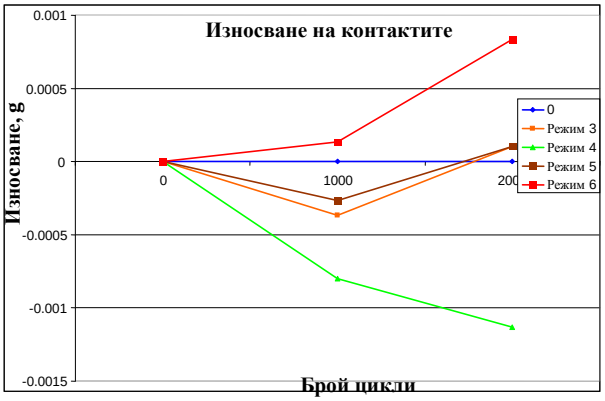
За измерване теглото на контактите преди и след определен брой комутации е използвана високо точна аналитична везна. Получените резултати са показани таблично в таблица 2 и графично на фиг. 4, 5 и 6.

Таблица 2: Резултати от проведените експерименти.

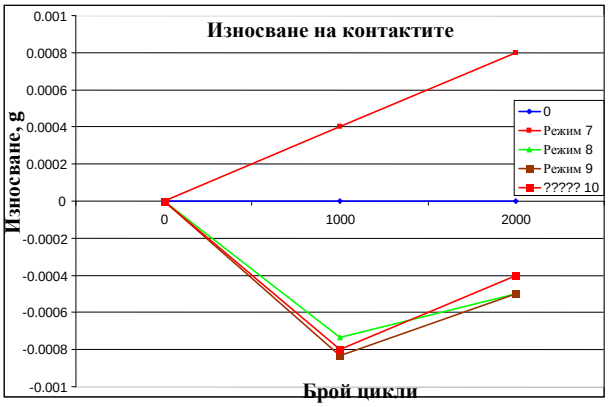
Режим	Изменение на теглото на контактите след определения брой комутационни цикли, g			Температура на околната среда, °C	Относителна влажност на околната среда, %
	0	1000	2000		
0	0	0.001067	0.001733	22	57
Режим 1	0	0.000500	-0.000433	22	57
Режим 2	0	0.004233	0.007500	22	57
Режим 3	0	-0.000367	0.000100	22	57
Режим 4	0	-0.000800	-0.001133	22	57
Режим 5	0	-0.000267	0.000100	22	57
Режим 6	0	0.000133	0.000833	22	57
Режим 7	0	0.000400	0.000800	22	57
Режим 8	0	-0.000733	-0.000500	22	57
Режим 9	0	-0.000833	-0.000500	22	57
Режим 10	0	-0.000800	-0.000400	22	57



Фигура 4: Износване на контактни тела с отложени тънкослойни покрития от Ti, нормализирано към износването на конвенционални контактни тела.



Фигура 5: Износване на контактни тела с отложени тънкослойни покрития от Ti/TiN, нормализирано към износването на конвенционални контактни тела.



Фигура 6: Износване на контактни тела с отложени тънкослойни покрития от Ti/TiN/Ti, нормализирано към износването на конвенционални контактни тела.

Означенията на фиг. 4,5 и 6 съответстват на режимите на отлагане на покритията, посочени в таблица 1. С „0” е означено износването на необработени контактни тела.

Резултатите в таблица 2 са нормализирани спрямо износването на необработени контактни тела. При експериментите с цел получаването на по-достоверни данни, при отчитане на теглото е използвана специално разработена процедура, включваща отчитането на параметрите на околната среда, както и теглото на еталонно тяло (с тегло от порядъка на теглото на контактните тела) преди всяко теглене.

Износването на всеки следващ режим е нормализирано като от полученото износване за съответния режим е извадено износването на необработения контакт. Знакът минус означава, че износването е по-малко от това на необработеното контактно тяло.

III. ИЗВОДИ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Усвоена е технология за нанасяне на еднослойни и многослойни покрития от титанов нитрид с електродъгов изпарител и магнетронен източник на пари върху контактни тела на електрически контакти.
2. Получените контактни тела могат да бъдат прилагани като директен заместител на конвенционални контактни тела на електрически контакти в електрическите апарати.
3. Разработена е методика и е създаден лабораторен стенд за изпитване на електрическата и механическата износоустойчивост на получените опитни образци контакти на електрически апарати.
4. Получените контактни тела на електрически контакти са регистрирани като патент за полезен модел в Патентното ведомство на Република България.
5. Използването на компютър с LPT порт позволява премахване на нуждата от микроконтролер за управление, както и повишава гъвкавостта на системата. Устройството за управление е съвместимо с всеки компютър разполагащ с порт за паралелна комуникация LPT. Софтуерът за управление е написан на програмен език “C”, което позволява бърза и лесна промяна при нужда.
6. Покритието от чист Ti влошава износоустойчивостта на контактните тела при всякакви дебелини на покритието и газовата среда в камерата за нанасяне на покритието. Следователно то не е удачно за използване.
7. Свръхрешетките от двуслойни и трислойни наноструктурирани покрития от Ti/TiN и Ti/TiN/Ti подобряват чувствително износоустойчивостта на контактните тела на електрическите контакти. Най-добри резултати се постигат при газова среда в камерата за нанасяне на покритието Ti-100% Ar, TiN-50% Ar +50% N2.
8. Предстои експериментирането на наноструктурирани покрития с по-голям брой на слоевете в свръхрешетката.

LITERATURE:

[1]. Александров Ал., Електрически апарати, Авангард Прима, София, 2004

[2]. Пиперов В. Методи и средства за определяне на електрическата износоустойчивост на електромагнитни контактори, автореферат на дисертация, ТУ-София, 1989

[3]. Стандарт на Международната Електротехническа Комисия IEC 60947-4-1: 2009 Low- Voltage Switchgear and Controlgear – Part 4-1: Contactors and Motor Starters – Electromechanical Contactors and Motor Starters

[4]. Стандарт БДС EN 60947-4 Комутационни апарати за ниско напрежение. Част 4: Контактори и пускатели за двигатели

[5]. Стандарт БДС 6012-84 Контактори електромагнитни

[6]. Орлинов В., Младенов Г. М. Електронни и йонни методи и устройства за обработка и анализ на веществото, Техника, София, 1982

[7]. Кънев М. и др. Вакуумно метализиране, Техника, София, 1986

[8]. Кънев М. и др. Технологии за нанасяне на покрития, РУ „А. Кънчев”, 1988

[9]. Узунов Ц. Физика на металите, ТУ – София, 2004

[10]. Захариева В., Многослойни, твърди, износоустойчиви покрития на титанова основа, получени чрез магнетронно разпрашване, дисертация, РУ ”А.Кънчев”, Русе, 2008

[11]. Шишков Р., Вакуумно дифузионно метализиране, дисертация, РУ ”А.Кънчев”, Русе, 2004

[12]. Hovsepian P.Eh., Lewis D. B., Münz W-D., Recent progress in large scale of multilayer/superlattice hard coatings, Surface & Coatings Technology, 133-134, 2000, 166-175

[13]. Jung M. J., Nam K. H., Shaginyan L. R. and Han J. G., Deposition of Ti thin films using the magnetron sputtering metod, Thin Solid Films 447-448, 2003, 145-149

[14]. Kawamura M., Kumagai K., Abe Y., Sasaki K. And Yanagisava H., Characterisation of TiN films prepared by rf sputtering using metal and compound targets, Pergamon, Vacuum, vol.51, 1998, 377-380

[15]. Lang F. and Yu Z., The corrosion resistance and wear resistanceof thick TiN coatings deposited by arc ion plating, Surface & Coatings Technology, 145, 2001, 80-87

Contacts:

1. Бохос Рупен Апрахамян, доцент, Електро-технически факултет, Технически университет – гр. Варна, ул. ”Студентска” 1, e-mail: bohos@abv.bg

2. Александър Веселинов Гайдарджиев, редовен докторант, Електротехнически факултет, Технически университет – гр. Варна, ул. ”Студентска” 1, e-mail: aleves@rambler.ru

МОДЕЛИРАНЕ НА ЕЛЕКТРОМАГНИТНИТЕ И ТОПЛИННИ ПРОЦЕСИ В ИНДУКЦИОННА УРЕДБА ЗА ОБЕМНО НАГРЯВАНЕ НА ФЕРОМАГНИТНИ ДЕТАЙЛИ

Майк Щреблау

MODELING OF ELECTROMAGNETIC AND THERMAL PROCESSES OF INDUCTION DEVICE FOR VOLUME HEATING OF FERROMAGNETIC DETAILS

Abstract: The induction heating is a method widely used in heat treatment of ferromagnetic details, due to the high efficiency and his excellent ability to control the heating process. Depending on the type of heat treatment it is necessary to respect certain parameters - speed and temperature of heat, that can be optimized using a computer model, replacing the making of several experiments. For this purpose two-dimensional axial symmetric model of induction installation for volume heating of ferromagnetic details is created and investigated.
Keywords: induction volume heating, inductor , ferromagnetic detail, modeling

Ключови думи: индукционно обемно нагряване, индуктор, феромагнитен детайл, моделиране

I.ВЪВЕДЕНИЕ

Методът чрез индукционно нагряване е широко разпространен в различни видове технологични операции за обемно нагряване [1,2]. При пластично деформационна обработка нагряването предшества операции като коване, формоване и др. Широкото разпространение на този метод, пред конвенционалните, се налага от редица предимства като висок коефицент на полезно действие, нагряването е в посока от отвътре навън, отлична възможност за мониторинг и контрол и др.[1].

Целта на тази разработка е създаването на двумерен ососиметричен модел на индукционна уредба, с която се реализира обемно нагряване на детайли от феромагнитни стомани.

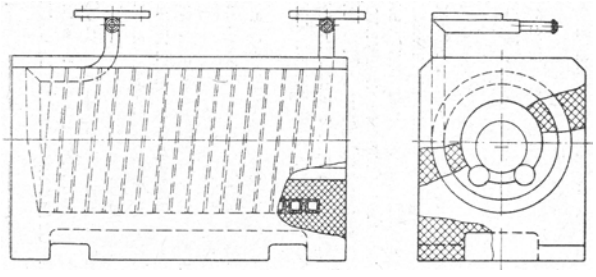
За реализирането на модела са използвани данни за индукционна уредба за обемно нагряване - КИН-250/2,4К. Уредбата се захранва с машинен генератор с честота на изходното напрежение – 2,4kHz. Работно напрежение се изменя в диапазона 600÷800V, в зависимост от габаритните размери на обработваните детайли. Параматрите на индуктора са посочени в таблица 1 [2,3].

Таблица 1. Технически данни за индуктора

Диаметър на индуктора	Навивки в секция	Брой секции	Сечение на проводника
mm	бр.	бр.	mm x mm
140	21	2	16 x 20

Харакатерно за това съоръжение е, че индукторът се състои от две отделни секции, като всяка от тях е залята с огнеупорен бетон. За да се избегне прегряването на индуктора, е предвидена система за водно охлаждане потоделно за всяка част.

На фигура 1 е посочен чертеж на секция на индуктор.



Фигура 1. Секция на индуктор на индукционна уредба КИН-250/2,4К

Обработваният детайл е плътен цилиндър изготвен от стомана 45 с размери – диаметър 80mm и дължина 400mm. За посочените габарити производителността на уредбата е 600kg/h [2,3].

II. ТЕОРЕТИЧНО ИЗСЛЕДВАНЕ

За провеждането на изследванията е създаден двумерен ососиметричен модел, анализиращ едновременно електромагнитната и топлинната задача.

Симулацията на електромагнитните процеси се извършва чрез хармоничен електромагнитен анализ

$$\nabla x\left[\frac{1}{\mu(B,T)}x\nabla x\dot{A}\right]+j\cdot\omega\cdot\gamma(T)\cdot\dot{A}=\frac{\gamma\cdot\dot{V}_{инд}}{2\cdot\pi\cdot r}$$

и гранично условие - нулев магнитен потенциал по границите на модела

$$A_{\varphi}=A_{0\varphi}$$

Като източник е зададено напрежение провеждащо ток с определена големина.

Топлинната задача се симулира чрез преходен термичен анализ отговарящ на следното диференциално уравнение:

$$\rho\cdot c(T)\cdot\frac{\partial T}{\partial t}=\nabla(\lambda(T)\cdot\nabla T)+q_v$$

където:

$$q_v=\frac{1}{2}\cdot\gamma(T)\cdot\omega^2\cdot\dot{A}^2$$

Граничните условия осигуряващи еднозначност на топлинния анализ са следните:

- условия на Дирихле по границата на модела:

$$T=T_0$$

- по повърхността на детайала е заден лъчист топлобмен към околната среда и околните повърхности:

$$-n_u\cdot(-\lambda_u\nabla T_u)-n_d\cdot(-\lambda_d\nabla T_d)=\varepsilon\cdot\sigma(T_a^4-T^4)$$

$$-n_u\cdot(-\lambda_u\nabla T_u)-n_d\cdot(-\lambda_d\nabla T_d)=\varepsilon\cdot(G-\sigma\cdot T^4)$$

$$(1-\varepsilon)=J_0-\varepsilon\cdot\sigma\cdot T^4$$

- по вътрешните граници на модела е задено условие за непрекъснатост

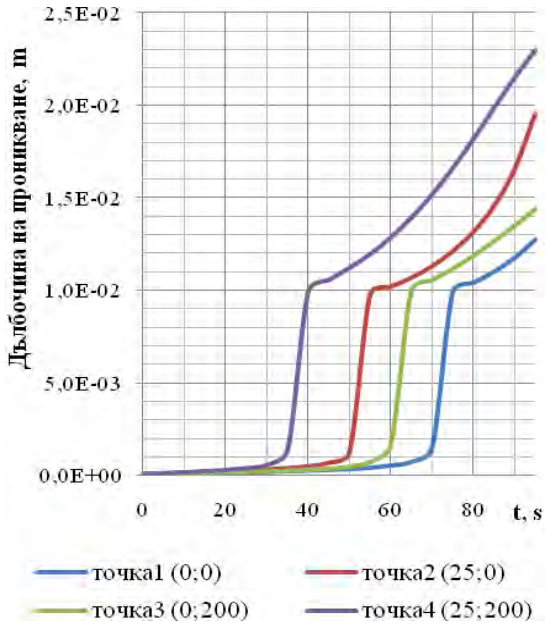
$$-n_u\cdot(-k_u\nabla T_u)-n_d\cdot(-k_d\nabla T_d)=0$$

При описание на модела са направени следните допускания:

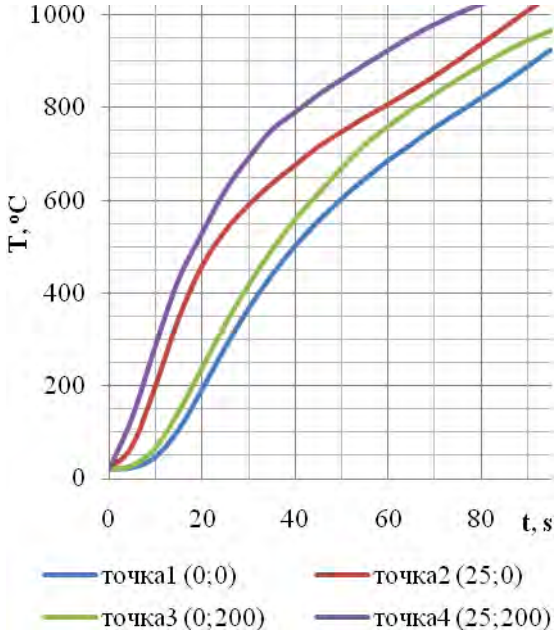
- *захранването на системата индуктор - детайл се осъществява със синусоидално напрежение с константна честота;*
- *температурата на индуктора не се изменя във времето, като физичните параметри на медния проводник не се променят в процеса на нагряване;*
- *поради хоризонтално разположение на системата и малката въздушна междина между индуктора и детайла, се приема, че конвективния топлообмен към околната среда не оказва съществено влияние върху температурно разпределение по повърхността на детайла.*

На фигури 2 и 3 са представени резултати за изменението на дълбочината на проникване и температурата във функция на времето. Графичните зависимости са представени за определени точки по сечението на детайла, като целта е да се проследят тези параметрите по повърхността, по оста и в краищата (точки от 1 до 4).

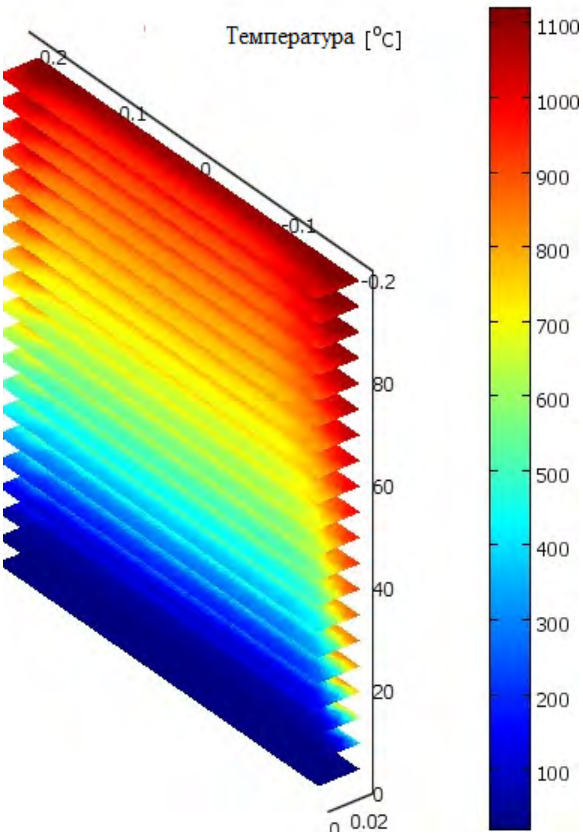
Изменението на температурата по цялото сечение на детайла в процеса на нагряване е представено на фиг.4



Фигура 2. Изменение на дълбочината на проникване на електромагнитната вълна



Фигура 3. Изменение на температурата по повърнхостта и по оста на детайла.



Фигура 4. Температурно разпределение в детайла в процеса на нагряване.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На база резултати от фигури 2, 3 и 4 се констатира температурни разлики в обема на детайла достигащи до 100°C. Основната причина се състои в характера на разпределение на електромагнитното поле.

В началния момент дълбочината на проникване е твърде малка поради високата стойност на магнитна проницаемост. Това допринася за индуктиране на вихрови токове в много малка част от обема на детайла в близост до повърхността му (образува се, така наречената двуслойна среда [4]). Така един много малък слой от обема му се нагряване с висока скорост, докато в останалите слоеве процесът протича чрез топлопроводност от повърхността към оста.

С помощта на така представения модел могат да бъдат оптимизирани процесите протичащи в системата индуктор – детайл с цел постигане на по-

добро електромагнитно и температурно разпределение, а оттам и подобряване на ефективността на индукционната уредба.

ЛИТЕРАТУРА:

[1]. George E. Totten, Steel Heat Treatment – Equipment and Process Design, Taylor&Francis Group, 2007

[2]. А.П.Алътгаузена, Электро-термическое оборудование, справочник, Москва Енергия, 1980.

[3]. А.Н.Шамов, В. А. Бождаков, Проектирование и эксплуатация высокочастотных установок, Машиностроение, Ленинград, 1974

[4]. А.Б.Кувалдин, индукционный нагрев ферромагнитной стали, Энергоатомиздат, Москва, 1988

Contacts:

Maik Streblau, Department of Electrical Engineering, Technical University of Varna,
1 Studentska Str , 9000 Varna, Bulgaria
Phone: +359 52 383319
Email: streblau@yahoo.com

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЗАХРАНВАЩА СИСТЕМА НА ОЗОН ГЕНЕРАТОР

Борислав Димитров

A STUDY OF AN OZONE GENERATOR POWER SUPPLY SYSTEM

Abstract: The paper explores the power supply of an ozone generator discharge system which is completed with a class D or class T digital amplifier. Standard circuit solutions are employed and their applicability to the task considered is analysed. The power system provides the required voltage in the range of 6 - 20kV featuring sinusoidal shape and frequency increased to 700Hz. Furthermore, the digital amplifiers of the indicated class operate with high efficiency due to the built-in microprocessor blocks for signal processing. The ultimate goal is to propose a complete power supply system consisting of a sine wave generator, an amplifier and a step-up transformer, which is an alternative of the widely used converter circuits for powering ozone generators.

Keywords: усилвател, захранваща система, озон генератор, digital amplifier, class-D, class-T, ozone generator, power supply.

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Типичните захранващи системи [3,4,5,8] на озон генераторите представляват повишаващи трансформатори, включени към напрежение:

a) с промишлена честота 50Hz;
b) с честота в диапазона 100÷700Hz;
c) с честота до 25kHz;

Основното предимство при работа с промишлена честота е, че се получават сравнително опростени захранващи инсталации, но това решение е ниско производително [3]. Един от използваните похвати за повишаване на производителността е повишаване на честотата, което води и до възможност за понижаване на работното напрежение. Така например, при повишаване на честотата от 50Hz на 1000Hz, напрежението на корониращата система може да се понижи от 16-18kV на 8-10kV [3]. Според [4] производителността на озонатора се анализира аналитично чрез отчитане на кинетиката на електросинтеза на озон, описана с диференциално уравнение:

$$\frac{dx}{dt} = k_0 - k_1 x \tag{1}$$

където: x – концентрация на озона; k_0, k_1 – съответно константи на образуване и разлагане на озона.

Решението на уравнение (1) дава аналитично производителността на озонатора [4]:

$$x = \frac{k_0 \cdot a}{k_0 + k_{1,T1} \cdot e^{\frac{E}{R}\frac{T_2 - T_1}{T_2 \cdot T_1}}} \cdot \left[1 - \exp.\left(-\frac{p}{V} \cdot \left(k_0 + k_{1,T_1} \cdot e^{\frac{E}{R}\frac{T_2 - T_1}{T_2 \cdot T_1}}\right)\right)\right] \tag{2}$$

където: p – активна мощност на заряда [W]; V – обемна скорост на потока газ [l/h]; a – емпирична константа на образуване на озон; T_1 – температура на охлаждащия газ [^{o}C]; T_2 – температура на газа в корониращата система [^{o}C]; $k_{1,T1}$ – константа на разлагане на озона при температура 20°C; E = 2100 [cal/mol] – енергия, необходима за активиране на реакцията за разлагане на озона; R = 1180 – константа на Рейнолдс.

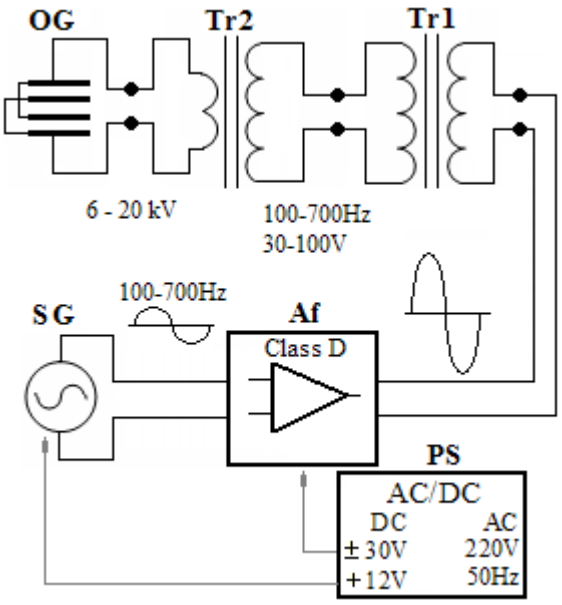
Работата с честота над промишлената обикновено се обезпечава от AC/AC преобразувател. Едно от изискванията към него е осигуряване на изходно напрежение със синусоидална форма, поради процесите в трансформатора. Това условие се налага, тъй като повишаването на напрежение с правоъгълна форма, в посочения киловолтов диапазон, може да доведе до неноминални режими на повишаващия трансформатор – пренапрежения, пробив в изолацията и т.н. Особеност на преобразувателите със синусоидална форма е използване на микропроцесорно управление със съответното софтуерно осигуряване.

Настоящата разработка има за цел да предложи алтернативна система за захранване

на озон генераторни станции, работещи в честотния диапазон до 700Hz. Изследваното захранване е базирано на интегрален усилвател, работещ в аудио честотния обхват и унифициран шихтован трансформатор. Използваните усилватели са от класове D и T [11,12], които се характеризират с КПД над 90% и цифрова микропроцесорна обработка на сигнала, извършвана от вграден блок в тяхната структура. Това дава основание да се проучи възможността за приложението им при захранване на корониращa система с напрежение с повишена честота и синусоидална форма.

II. АНАЛИЗ.

Блоковата схема на изследваната захранваща система е показана на фиг.1. Същата е съставена от следните основни елементи:



Фиг.1. Блокова схема на озониращата система, захранена чрез усилвател от клас D или T.

a) *SG – синусоидален генератор*. Неговите функции са изработване на правилна синусоида и възможност за регулиране на честотата до 700Hz. Аналогови схемни решения са достъпни в редица източници [9,10], които могат да се приложат без промяна в разглежданата задача.
b) *Af – усилвател*, работещ с аудио честоти от класове T или D.
c) *Tr1 – съгласуващ трансформатор*. Използва се само при необходимост от съгласуване между характеристиките на усилвателя и повишаващия трансформатор Tr2.
d) *Tr2 – повишаващ трансформатор*. Използван е стандартен измервателен напреженов трансформатор, с напрежения 100V/20000V, който е свързан като повишаващ.
e) OG – корониращa система.
f) *PS – Импулсен изправителен блок*, осигуряващ необходимото захранване за синусоидалния генератор и усилвателя.

Използваните трансформатори (Tr1, Tr2) са нискочестотни [1], с шихтован магнитопровод, работещи на промишлена честота 50Hz. В случая те се използват на честота до 700Hz, което води до изменение на специфичните загуби p_{sp} в магнитопровода в съответствие с [6]:

$$p_{sp} = p_1 \cdot \left(\frac{f_d}{f_n}\right)^{1,3} \cdot \left(\frac{B_d}{B_n}\right)^2, \quad (3)$$

където: p_1 – при номинални честота f_n и индукция B_n, f_d, B_d – действителни честота и индукция.

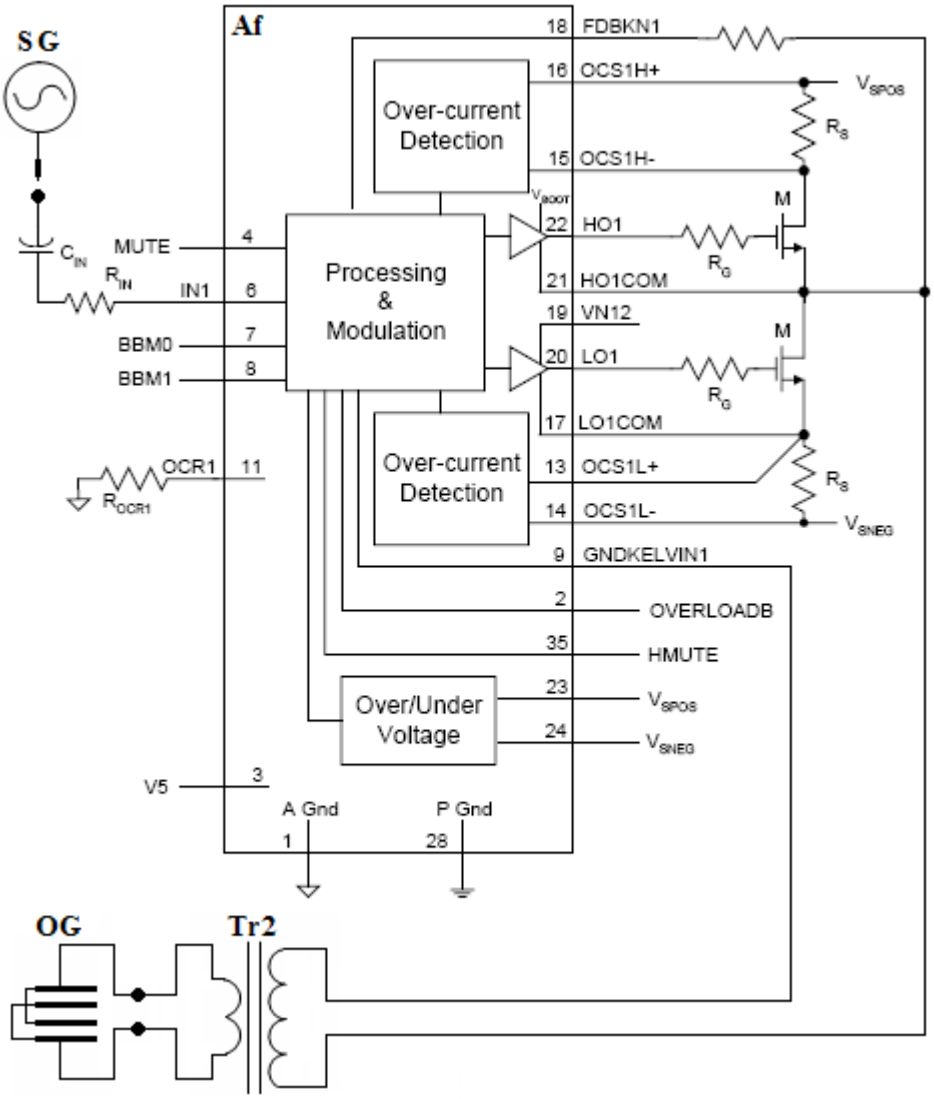
Експлоатацията на силовите трансформатори в честотния диапазон 100÷1000Hz е проучена от [6], където се предлага енергиен и икономически анализ. В тази насока основните предявени изисквания са обезпечаване на пълната мощност $S_н$, номиналното напрежение U_n и напрежението на к.с. U_{sc} при зададената експлоатационна честота *f*.

Експерименталната конструкция на корониращата система (OG) е показана на фиг.2. Същата се състои от метални вълнообразни електроди, разделени със стъклена изолация. Този тип корониращa система е приложена в [2] и следва да се подчертае, че в случая се използва с експериментална цел. Същата може да бъде заменена с тръбни, концентрично разположени електроди и изолационна среда [7].

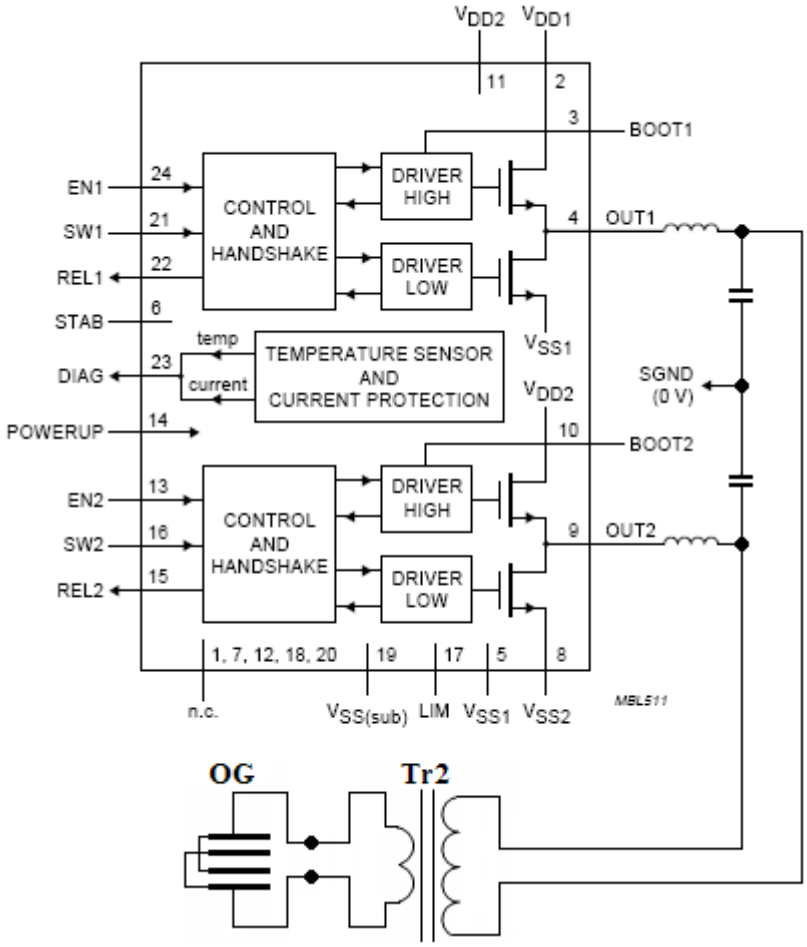
На фиг.3 е показана една от експериментално изследваните схеми на усилвател, захранващ корониращa система на озон генератор. Използван е двуканален усилвател от тип TA0104A (клас T) [11], работещ с външни MOSFET транзистори. Схемата осигурява максимална мощност от 500W и КПД достигащ до 94%.



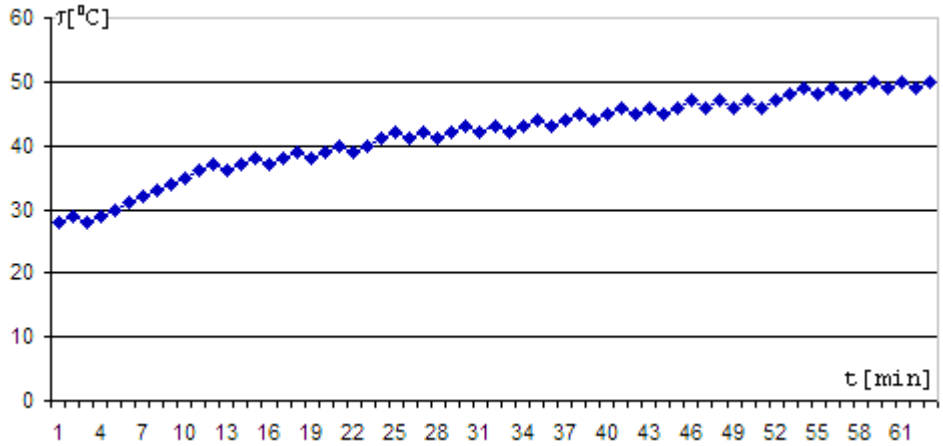
Фиг.2. Експериментален образец на озониращa система.



Фиг.3. Използване на усилвател от клас Т – TA0104A за захранване на озон генерираща система.



Фиг.4. Приложение на усилвател от клас D – TDA8926TH за захранване на озон генерираща система.



Фиг.5. Установяване на температурата върху охлаждащия радиатор при използване на усилвател от клас D – TDA8926TH.

Съгласуването между усилвателя (Af) и синусоидалния генератор (SG) изисква подбор на входното съпротивление R_{in} и капацитет C_{in} [11]:

(4) $$R_{in} = \frac{800.10^3}{A_V} - 5000$$

и

(5) $$C_{in} = \frac{1}{(2\pi . f_p)(R_{in} + 5000)},$$

където: A_V – изразява отношението между изходното и входното напрежение $A_V = V_{OUT}/V_{IN}$, f_p – входна честота.

Захранващото биполярно напрежение (V_S) се определя в зависимост от необходимата изходна мощност (P_{OUT}), отдавана в товара R_L, който в случая е намотката на повишаващия (Tr2) или при необходимост на съгласуващия (Tr1) трансформатор. Използва се уравнение [11]:

$$V_S = \frac{\left(2.R_L.P_{out}\right)^{0,5}}{\left(\frac{k.R_L}{R_L + R_{ON} + R_S + R_{COIL}}\right)}, \quad (6)$$

където: R_{COIL} – съпротивление изходния нискочестотен филтър, k – коефициент, определящ нелинейните изкривявания.

За съгласуване между характеристиките на усилвателя и трансформатора се отчитат номиналния товар на каналите, който обикновено е 4, 6 или 8Ω. Едно от посочените решения е използване на междинен съгласуващ трансформатор, но освен това трябва да се отчете, че интегралните усилватели имат вградена защита по ток. В разглежданата схема нейните параметри се определят от съпротивления R_S и R_{OCR}. Токът на к.с. (I_{SC}) се изчислява от:

$$I_{SC}.R_S = \frac{V_{TOC}.9100}{9100 + R_{OCR}}, \quad (7)$$

където: V_{TOC} – пад на напрежение върху резистор R_S, вариращ в диапазона 0,67÷0,82V.

Основният товар за захранващия блок (PS) е усилвателя, тъй като консумираната мощност на синусоидалния генератор е многократно по-малка. При номинално захранване необходимата входна мощност (P_{IN}) се определя от:

$$P_{IN} = P_D + P_{SW} + P_{OUT}. \left(\frac{R_S + R_{on} + R_{COIL} + R_L}{R_L}\right)^2, \quad (8)$$

където: P_D – мощност на интегралния драйвер, P_{SW} – определя се от MOSFET транзисторите, P_{OUT} – изходна мощност.

Отношението между входната и изходната мощност определя коефициента на полезно действие η:

$$\eta = \frac{P_{IN}}{P_{OUT}} \quad (9)$$

При изходна мощност от 400W, входната възлиза на 423W, което определя η=94%.

Допълнителни експерименти са проведени с други усилватели от клас Т на същия производител [11] – TK2150, TA0102A, TA2022. Резултатите показват, че същите са приложими за изследваното приложение.

На фиг. 4 е показан усилвател клас D, тип TDA8926TH [12], при който КПД достига до 94%. С цел повишаване на изходната мощност трансформатора се свързва между двата канала. При това максималните мощност и ток се изчисляват от [12]:

$$P_o = \frac{\left[\frac{R_L}{R_L + 2.(R_{ds(on)} + R_s)}.\right]^2}{2.R_L} \quad (10)$$

и

$$I_{o(\max)} = \frac{\left[2V_P.\left(1 - t_{W(\min)}.f_{osc}\right)\right]}{R_L + 2.(R_{ds(on)} + R_s)}, \quad (11)$$

където: f_{osc}=310kHz – собствена честота на осцилатора; $t_{w(min)}$=220ns – минимално време на импулсите; $R_{ds(on)}$=0,2Ω – съпротивление, определено от изходните транзистори.

Изменението на температурата върху радиатора на TDA8926TH при принудена конвекция е представено на фиг.5. Резултатите показват, че при номинална мощност температурата се установява на допустима стойност.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

От получените резултати може да се заключи, че изследваният клас усилватели е приложим при захранване на озон генераторни системи. Те осигуряват висок КПД, съизмерим с този на използваните AC/AC синусоидални преобразуватели. При това интегралните усилватели от клас D и T работят с микропроцесорно управление на сигнала, при което не е необходимо разработването на отделна микропроцесорна управляваща система.

В посочения честотен диапазон може да се използва шихтован силициев трансформатор. Проведените изследвания показват, че измервателните напреженови трансформатори са приложими като повишаващи. При необходимост могат да се

заменят с феритен трансформатор, което позволява честотата да се увеличи до 20-22kHz, тъй като използваните интегрални усилватели работят до тази честота.

Предложената захранваща система, предназначена за озон генераторна станция, се свежда до използване на известни, сравнително опростени и надеждни схемни решения, най-често предложени от производителя на усилвателя. При това разработката на захранване за конкретен озонатор се свежда до съгласуване между параметрите на отделните блокове, за което се използват предложените зависимости.

Използвана литература:

[1]. Ангелов , Димитров. **Електрически машини, част I**. София ДИ-Техника 1974г.
[2] Dimitrov B, Bekov E**. Study of supply installation for ozonation system of wind generator. ICEST 2011.**
[3] Kirienko V. P., **Pulse power supply systems of the frequency-regulated ozone generators.** Russian Electrical Engineering, vol 79, 19-24 pages, 2008
[4] Кузнецов К. Ю. **Полупроводниковый комплекс для импульсного электропитания частотно-регулируемых озонаторов**. Диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук, Новгород 2008.
[5] Кузнецов К.Ю., Ларионов Н.П., Блинов И.В. **Источники питания промышленных озонаторов**. XXII научн. техн. конференции “Актуальные проблемы электроэнергетики” Тезисы докладов НГТУ, 2003г., с. 67÷69.
[6] Насыпаная Е. П. **Изменение показателей трансформаторов при повышении частоты.** Одески национален политехнически университет 2009г., с.102÷106.
[7] Панайотов М, Б. Димитров. **Изследване на конструктивните и технологични отклонения в озон генераторните станции**. Международна научно-техническа конф. Електроенергетика 2010. стр. 301-306
[8] Smorodin A. I. **A new generation of high-frequency ozone generator**, Chemical and petroleum engineering, Vol 39, 375-380 pages, 2003
[9] http://www.extremecircuits.net/
[10] http://www.circuitstoday.com/
[11] http://www.tripath.com
[12] http://www.semiconductors.philips.com

За контакти: д-р инж. Борислав Димитров – главен асистент в катедра “Електротехника и електротехнологии” на ТУ Варна (тел. 052/383540). Работи в областите електрическите апарати и възобновяеми енергийни източници. e-mail: bdimitrov@processmodeling.org.

ЕДНО ПРИЛОЖЕНИЕ НА MATLAB ПРИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛНОТО ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПОСТОЯННОТОКОВИ ЕЛЕКТРОМАГНИТНИ СИСТЕМИ

Борислав Димитров

AN APPLICATION OF MATLAB FOR DC ELECTROMAGNETIC SYSTEMS' EXPERIMENTAL STUDY

Abstract: The electromagnetic systems used as electrical apparatus actuators are subject to experimental study with educational and scientific purposes. Therefore, the practice requires measuring of the flow, which is achieved by means of a vebermeter. The paper discusses the possibility of implementing an alternative approach based on measurement with oscilloscope and data processing employing MatLab functions. An investigation of tabular data approximation and interpolation functions with respect to the particular task considered is proposed.

Keywords: Електромагнитна система, веберметър, осцилограф, electromagnetic system, vebermeter, MatLab, oscilloscope.

I. ВЪВЕДЕНИЕ

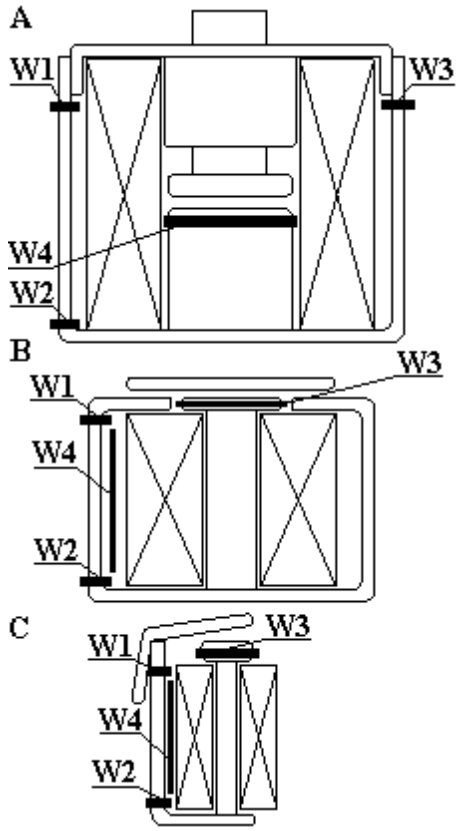
Електромагнитните системи (ЕМС) за постоянно напрежение се използват в редица електрически апарати за ниско и високо напрежение: контактори, релета, прекъсвачи, изпълнителни апарати и т.н. При тяхното експериментално изследване се налага определяне на магнитния поток, като утвърдения подход за тази цел е чрез измерване с веберметър. Този метод има известни недостатъци. Веберметърът, цифров или аналогов, най-често може да работи с една сонда, което налага изследването на разпределението на магнитните потоци да се прави чрез многократни комутации на системата и последователна смяна на сондите. Това води до известна грешка в получените резултати, тъй като при всеки запуск на електромагнитната отчетените стойности имат разлики, дължащи се предимно на скоростта на движение, характеристиката на пружините, нагряването на намотката, триене в подвижните части и т.н. Също така, веберметърът е специализиран прибор и не всяка учебно-изследователска лаборатория разполага с такъв. Допълнителен проблем е изискването за периодичната му проверка в метрологична лаборатория. Направено проучване показа, че повечето лицензирани метрологични лаборатории в България не предлагат тариране на веберметри.

Посочените съображения в някои случаи налагат използването на алтернативен подход на работа, какъвто се явява изследването на електромагнитната система с осцилограф. Характерно за това измерване е, че не дава пряко стойността на потока, а налага обработка на резултатите и определени изчисления. За тази цел в предложеното изследване се използва MatLab [8], като се разглежда приложимостта на достъпните в програмата функции за апроксимация и интерполация.

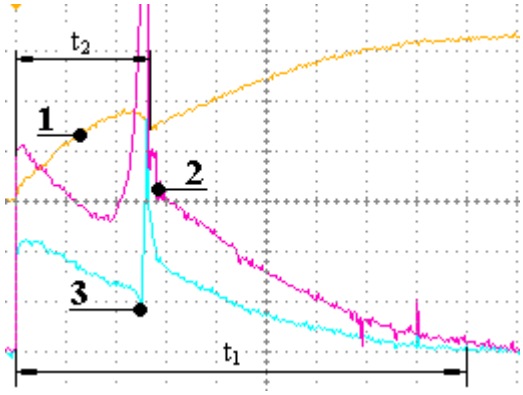
II. АНАЛИЗ

Експерименталното изследване е направено с електромагнитните системи, показани на фиг.1:

- Фиг.1(A) – бронева ЕМС, използвана в постояннотокови контактори. Използвани са 4 измервателни сонди, означени с W1÷W4.
- Фиг.1(B) – клапанна ЕМС с правоходово движение на котвата. Електромагнитният поток в системата се отчита посредством измервателни сонди W1 ÷ W3. Сонда W4 е разположена напречно и служи за отчитане на разсейването.
- Фиг.1(C) – клапанна ЕМС с ротационно движение на котвата, използвана предимно в релета. Разположението на сондите е аналогично на предната система.



Фиг.1. Постояннотокови електромагнитни системи, подлежащи на експериментално изследване чрез добавени измервателни сонди W.



Фиг. 2. Осцилограма при изследване на постояннотокова електромагнитна система, задвижваща контактор:
1 – ток през бобината; 2,3 – напрежение на сондите; t_1 – време за установяване на процеса на включване; t_2 – време за допир на главната контактна система.

Примерна осцилограма, получена при експеримент с електромагнитна система от фиг.1.А, е показана на фиг.2. Графики 2 и 3 са получени съответно от сонди W1 и W3. Фигурата показва различно калибриране на входовете на осцилографа (CH2=20mV – графика 3 и CH3=10mV – графика 2), позволяващо наблюдението графиките. Графика 1 показва тока през бобината, по която се съди за времевите параметри на системата. За изследвания контактор полученото време за допир между контактите от главната контактна система е t_2=28 ms, а пълното време за установяване на процеса се определя на t_1 = 100 ms.

Връзката между електрическите и електромагнитните величини се дава със следните уравнения [1,3]:

$$e = -\frac{d\psi}{dt} = -w\frac{d\Phi}{dt} \quad (1)$$

където: e[V] – е.д.с., ψ[Wb] – потокосцепление, t[s] – време за сработване на електромагнитната система.

Потокосцеплението се намира при интегриране за времето на сработване $0 \div t_1$

$$\psi = -\int_0^{t_1} e\,dt \quad (2)$$

Магнитният поток Ф се намира от:

$$\Phi = -\frac{1}{w}\int_0^{t_1} e\,dt = \frac{\psi}{w} \quad (3)$$

където: w – брой навивки на измервателната сонда.

Съгласно изложените зависимости, намирането на потока изисква интегриране на получената функция във времевия диапазон $0 \div t_1$ (фиг.2). Необходимо е получаване на осцилограмата в числен вид, което е опция на съвременните осцилографи. Ако функцията е налична само като графика, може да се дигитализира чрез използване на специализиран софтуер [7].

За решаване на определени интеграли в MatLab се използват функции [2,4,5,6]: quad, quadl, dblquad, triplequad и др. Употребата им за разглежданата задача не е задължителна, тъй като резултатите от измерването са налични във вид на матрица, а не са зададени функционално. Например, матрицата:

edn = [2,102,103,104,104,102,99,100,96,97,95, 92,94,93,91,92,89,88,87,84,84,84,84,82,83,81,79, 80,77,77,75,74,74,74,73,72,71,70,68,70,70,67,68, 68,67,69,69,66,67,68,70,73,76,78,80,84,87,92,10

1,110,123,141,164,203,199,203,203,92,102,98,10
1,76,86,77,81,76,77,75,75,75,74,72,73,72,71,67,
70,67,67,68,67,64,66,65,64,63,63,62,60,62,59,
58,58,56,56,55,54,54,55,53,52,49,45,48,47,48,
46,44,47,43,44,43,42,44,41,40,40,39,39,39,39,
37,38,36,36,35,34,34,34,33,32,32,31,32,31,31,
32,29,29,27,26,30,27,28,26,26,25,24,25,23,25,
23,23,22,21,21,22,21,17,21,20,15,18,17,17,17,
14,18,16,16,15,14,14,14,14,14,15,12,12,7,11,11,
11,10,12,11, 14,11,10,10,28,8,10,8,10,8,7,8],

е резултат от сработване на изследвана електромагнитна система, с време за сработване от 85ms = 0,085s. За този интервал са получени 208 стойности с обща сума 11613. Стъпката на интегриране е отношението между времето и броя стойности и се определя на 0,00040865, като потокосцеплението възлиза на ψ = 0,0047 [Wb]. При сонда от 10 навивки се получава поток Ф = 0,00047 [Wb]. Получената стойност за конкретния пример е потвърдена с веберметър.

Описаната процедура се реализира в MatLab по следния начин:

Листинг 1

```
format long; % Формат на данните
time = 0.085;
% Време на сработване, отчетено от осцилограмата
navivki = 10;
% Брой навивки на измервателната сонда
edn = [ .. , .. ];
% Стойности, получени от измерването
M = length(edn)
% Брой стойности на матрицата edn
xi = [1 : 1 : M];
% Съставяне на матрица вектор с размерността на матрицата edn
sum_edn=sum(edn)*10^-3
% Използва се функцията sum за намиране сумата на стойностите на edn. Умножава се по 10^-3, тъй като напреженията са в миливолти.
step = time / M
 % Стъпка на интегриране
potokosceplenie = sum_edn*step
% Потокосцепление.
potok = potokosceplenie/navivki
% Електромагнитен поток
plot (xi, edn,'-k')
% Изчертаване на графиката
grid;
```

Известно е [2,4], че предложената програма интегрира коректно, ако стойностите в матрицата *edn* са разположени равномерно и респективно стъпката на интегриране е константна.

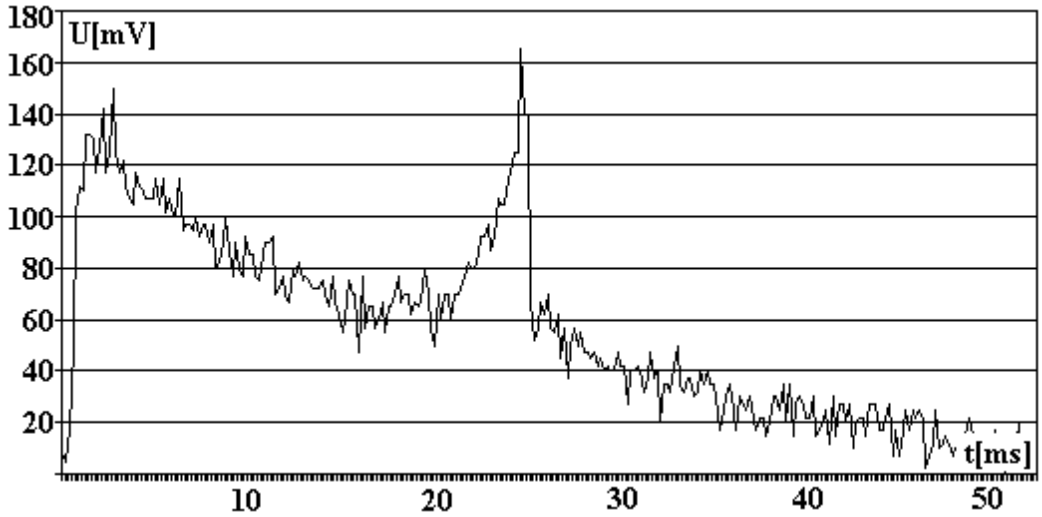
Интегрирането с променлива стъпка налага известна промяна в програмата, тъй като е необходимо всяка стойност да се умножи по принадлежащия интервал. Математически проблемът се решава чрез използване на апроксимация или интерполация на функцията и разделянето и на равни интервали. Друга причина за обработка на функцията е наличието на колебания в графиката (фиг.3), дължащи се на редица фактори: смущения от външни електромагнитни полета; дължина на неекранираните краища на измервателната сонда; характеристики на измервателната апаратура и т.н. Колебанията са особено изразени при малък поток и съответно измерване на потока на разсейване (фиг.1C, W4), показан на фиг.4, графика 3. Дължи се на малките индуктирани напрежения в измервателната сонда. Това налага съответния вход на осцилографа да се настрои на по-нисък обхват от останалите. Както се вижда от фиг.4, вход CH3 е с обхват 2mV, като смущенията в сигнала са преди и след началото на процеса на сработване.

Описаните проблеми затрудняват процеса на обработка на резултатите, което налага да се изследва приложението на функциите за апроксимация и интерполация в разглежданата проблематика.

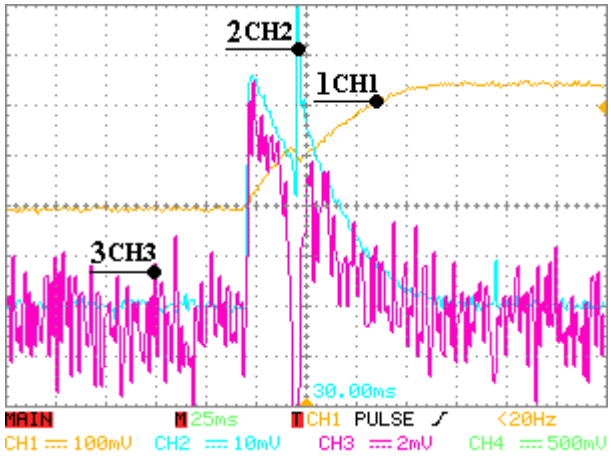
В MatLab апроксимацията се извършва чрез използване на функция polyfit [2,6]. Пример е показан в листинг 2, който може да се добави към листинг 1.

Листинг 2

```
p4=polyfit (xi,edn,4);
% Използване на функция polyfit
PP4=polyval(p4,xi);
% Използване на функция polyval
sum (PP4)
% сумиране на получените резултати
plot(xi,edn,'-k', xi,PP4,'*g')
% извеждане на графиките
grid;
```



Фиг. 3 Напрежение, получено на измервателната сонда за времето на сработване на постояннотокова електромагнитна система.



Фиг.4. Процес на сработване на постояннотокова електромагнитна система с отчитане на разсейвания електромагнитен поток – сонда 3.

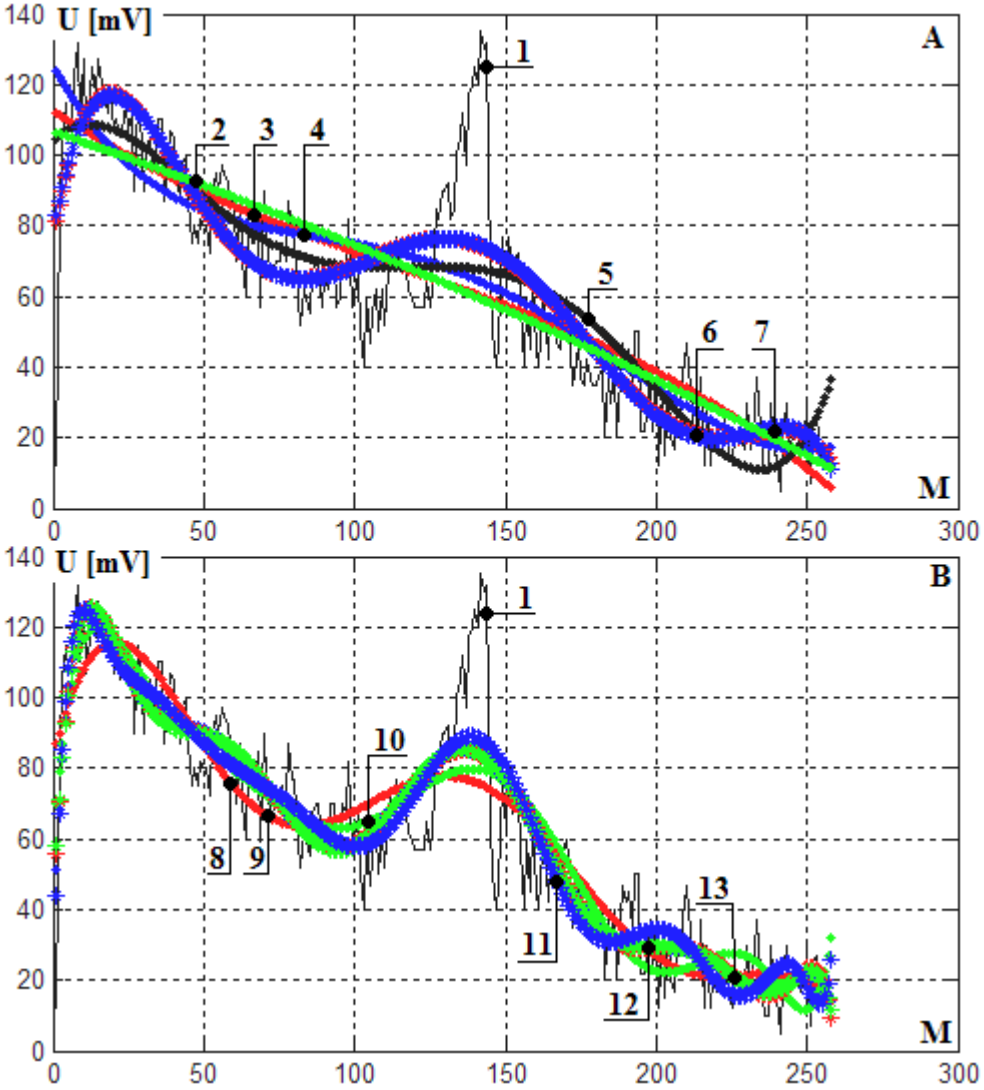
Резултатите при използване на апроксимация са предложени на фиг.5 и фиг.6, показващи съответно потоците в електромагнитната система и на разсейване. Направените изчисления са в диапазон $2^{pa} \div 13^{ta}$ степен на полинома. Стойностите от сумиране на матриците, получени след апроксимиране са еднакви, което показва, че на практика могат да се използват степени в посочения диапазон. Получените крайни решения на практика не показват разлика от измерените с веберметър.

Интерполацията в MatLab се извършва чрез функция [2,6] interp1 с параметри linear – линейна, cubic – кубична и spline – сплайн интерполация. За провеждане на числен експеримент към горните два листинга се добавя листинг 3.

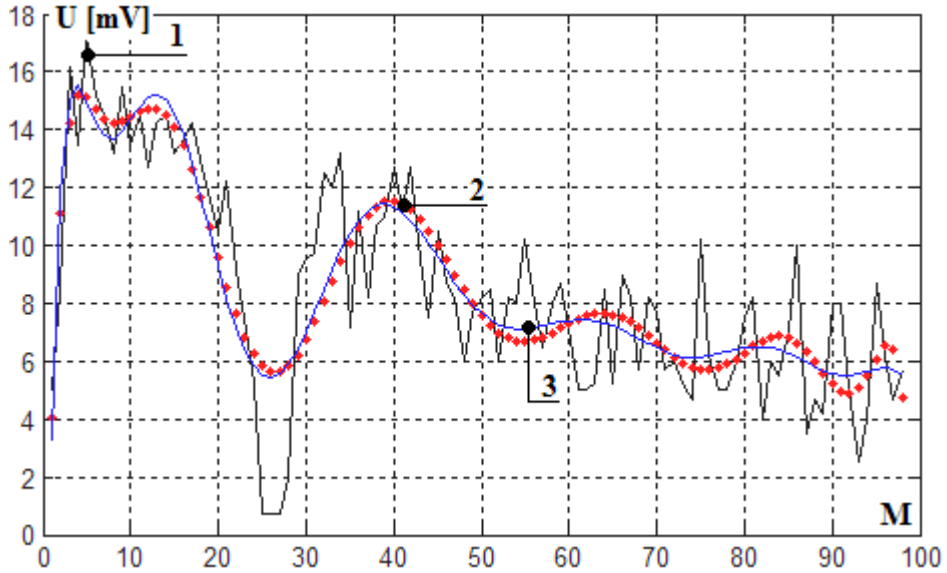
Листинг 3

```
xii = [1 : 0.01 : length(edn)] ;
% съставяне на матрица вектор с дължина на матрицата edn и стъпка 0,01
ynear = interp1 (xi, edn, xii, 'nearest');
% използване на функция ynear
yline = interp1 (xi, edn, xii, 'linear');
% използване на функция yline
yspline = interp1 (xi, edn, xii, 'spline');
% използване на функция yspline
sum (ynear);sum (yline);sum (yspline);
% сумиране на стойностите
plot(xii,ynear,'-
k',xii,yline,'.r',xii,yspline,'*b',xi,edn,'-k')
% извеждане на резултата
grid ;
```

Графично представените данни от използваната интерполация са показани на фиг.7



Фиг.5 Апроксимация чрез използване на функция polyfit в MatLab. Графика 1 – получени стойности от измерването с осцилограф, графики 2÷13 отговарят на използваната степен.
M – брой стойности (размерност на матрицата edn), получени при измерването с осцилограф.



Фиг.6. Апроксимиране на потока на разсейване, измерен с осцилограф – графика 1. Графики 2 и 3 отговарят на 12 и 13 степен при използване на функция polyfit.
M – брой стойности (размерност на матрицата edn), получени при измерването с осцилограф.

Резултатите, получени при сумирането на данните от интерполация, показват значителни разлики при използваните процедури: неинтерполираните данни от матрица edn и процедура ynear (съответно графики 1 и 2) на практика съвпадат, а процедури yline и yspline (графика 3 и 4) показват отклонение в крайното решение. Грешката при работа с интерполация спрямо направените измервания варира в границите 10÷15%.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представеният подход за изследване на постояннотокови електромагнитни системи може да се използва като алтернатива на утвърдения метод за измерване на поток с веберметър. Проведените изследвания по приложението на MatLab за обработка на измерените стойности налагат следните изводи:

- Интегрирането на функцията с цел намиране на магнитния поток е препоръчително да се направи при работа с константна стъпка. Ако стъпката не е константа или измерените стойности са с колебания е препоръчително предварителното използване на процедури за апроксимация на функция.
- Приложението на апроксимация (polyfit) със степени на полинома 2ра÷13та води до коректни резултати и е приложима за данни, получени от измервателни сонди.
- Интерполацията в MatLab, реализирана чрез функция interp1, не е препоръчителна за разглежданата задача. Тя води до значителна грешка и некоректни крайни резултати.

ЛИТЕРАТУРА:

[1] Александров А. **Електрически апарати** София 2002.
[2] Анъфриев И., А. Смирнов, Е. Смирнова. **Matlab 7** Санкт-Петербург 2005.
[3] Димитров Д. **Електрически апарати** Варна 1989.
[4] Кетков Ю. М. Шульц **Matlab 7 Програмирование, численны методы.** Санкт-Петербург 2005
[5] Mathews J. **Numerical Methods Using Matlab**. Prentice Hall 2000.
[6] Тончев. **Матлаб 7**. София 2009.
[7] http://www.digitizeit.de/
[8] http://mathworks.com/

За контакти: д-р инж. Борислав Димитров – главен асистент в катедра "Електротехника и електротехнологии" на ТУ Варна (тел. 052/383540). Работи в областите електрическите апарати и възобновяеми енергийни източници. e-mail bdimitrov@processmodeling.org.

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПОДХОДИ ЗА РАЗШИРЯВАНЕ ВЪЗМОЖНОСТИТЕ НА ПРОГРАМИРУЕМИ ЛОГИЧЕСКИ КОНТРОЛЕРИ

Борислав Димитров, Христофор Тахрилов, Павел Антонов

A STUDY ON THE APPROACHES FOR INCREASING PROGRAMMABLE LOGIC CONTROLLERS' CAPACITY

Abstract: The Programmable Logic Controllers (PLC) used to build automated systems are characterized by certain software and hardware parameters. The object of the analysis are several circuit solutions for frequency multipliers allowing output control pulses frequency increase, and thus extending the application of the controllers. The paper suggests the possibility of using low-class PLC, operating with output frequencies of up to 5kHz, for controlling converters with frequencies of about 20 - 50kHz.

Keywords: управление на термични процеси, множител на напрежение, програмируем логически контролер, programmable logic controller, PLC, frequency multiplayer.

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Програмируемите логически контролери [3,5,9] (PLC), представляват микропроцесорно базирани апарати, работещи чрез програмно осигуряване. Те намират широко приложение, като с тяхна помощ се изграждат системи за автоматично управление, контрол, сигнализация и т.н.

PLC се характеризират с множество софтуерни и хардруени параметри, определящи тяхното приложение. Към първите спада наличния набор от функционални блокове, чрез който се съставя програмата, а към вторите – брой входове/изходи и техните характеристики. В тази връзка обект на разглеждане са някои схемни решения, позволяващи разширяване на техните възможности, като акцентът се поставя върху следните въпроси:

a) *Разширяване на честотния диапазон на PLC*. По-голяма част от PLC осигуряват правоъгълни импулси на цифровите изходи с честоти до 3 или 5kHz, чрез които могат директно да се управляват силови полупроводникови елементи – симистори, тиристори, транзистори и т.н. Повишаването на честотата на управляващи импулси трябва да даде възможност за разширяване на приложението на контролера.

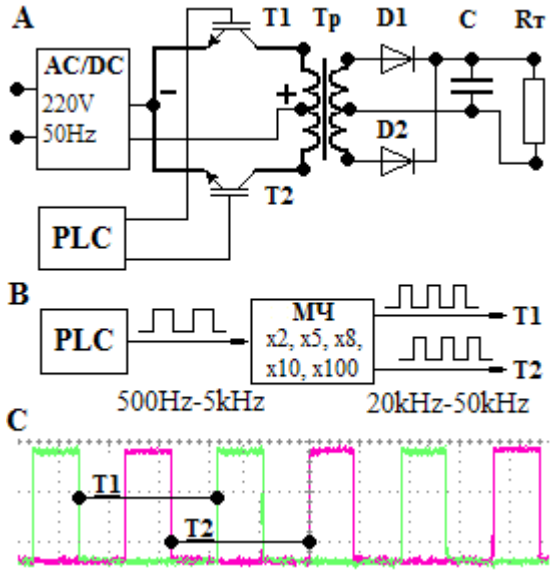
b) *Анализ на схемни решения на множители на честота (МЧ)*. Тъй като максималната честотата на PLC е определена хардуерно, нейното софтуерно повишаване е невъзможно. Поради тази причина се разглеждат няколко схемни варианта на множители на честота. Същите получават сигнал от контролера в посоченият честотен диапазон, който след умножаване със съответния коефициент се използва за управление на преобразувател от тип AC/DC или AC/AC.

c) *Използване на функционални блокове за пропорционално-интегрално-диференциален (ПИД) регулатор, широчинно импулсна модулация (ШИМ) и импулсен изход*. Предимствата на системата PLC-МЧ се състоят във възможностите за използване на ресурсите на контролера, чрез които се решават множество инженерни задачи. Функционалните блокове на ПИД и ШИМ са налични в широка гама PLC, предлагани от производители [10,11], като съставянето на необходимото програмно обезпечаване за употребата им е разгледано в литературни източници [3,5].

Целта е да се реализира система, позволяваща управление на преобразувател чрез PLC, използван за управление на термични процеси [1,2]. По този начин се използват ресурсите на контролера, като се съчетават неговата функционалност в режим на регулатор и възможностите на преобразувателната техника [4,6] за захранване на електротермичните съоръжения.

II. АНАЛИЗ

Изследваната система, показана на фиг.1.A, включва: мрежов изправител с филтър; схема с обща точка, съставена от два IGBT или MOS транзистора T1, T2; понижаващ феритен трансформатор Tp; двуполупериоден изправител.



Фиг.1. A – Полумостова схема на преобразувател, управлявана с PLC;
B – използване на множител на честота;
C – необходими импулси на управление на транзистори T1 и T2.

Товарът Rт представлява нагревател на електротермично съоръжение (електрическа съпротивителна пещ), работещ на напрежение 50÷60V и мощност 1,5÷2kW. При това използването на изправителя D1, D2 и филтриращия кондензатор C не е задължително, тъй като нагревателите могат да работят при напрежение с честотата на феритния трансформатор. В случая изправителят се използва само за избягване на скин ефекта в проводниците.

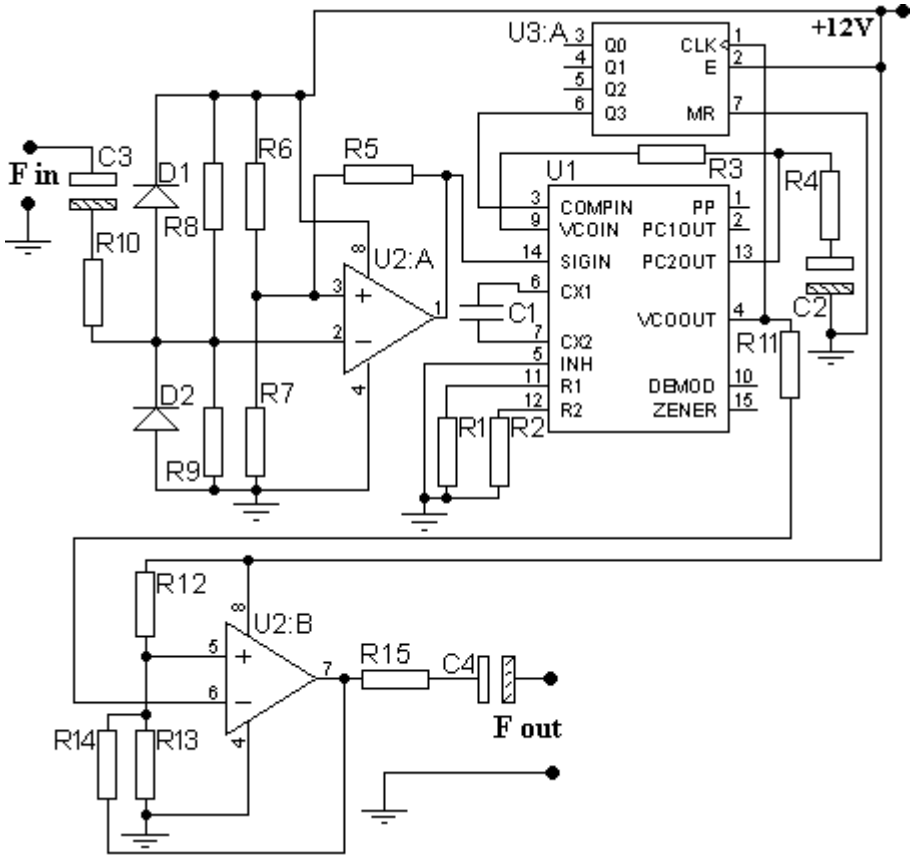
Управлението чрез PLC обезпечава работата на преобразувателя (фиг.1.A), като заедно с това реализира регулиране на температурата с цел получаване на необходимите технологични процеси. Посоченото схемно решение е възможно при употреба на PLC от модулен тип, осигуряващ посочения честотен диапазон. Проблемът е, че по-голямата част от номенклатурата на предлаганите контролери са неприложими в схемата от фиг.1A. Предложеното решение е показано на фиг.1.B. – изходната честота от PLC се умножава от едно- или няколко стъпален МЧ. Вторият случай се реализира чрез стъпала с различен коефициент на умножаване, което позволява получаване на желаната изходна честота за управление на транзисторите. Последователността на управляващите импулси с правоъгълна форма е показана на осцилограмата от фиг.1.C.

Обект на анализ са няколко схемни решения на МЧ, които са тривиални и достъпни в множество източници [7,8], но в случая е необходимо да се изследва тяхното приложение в контекста на описаната задача:

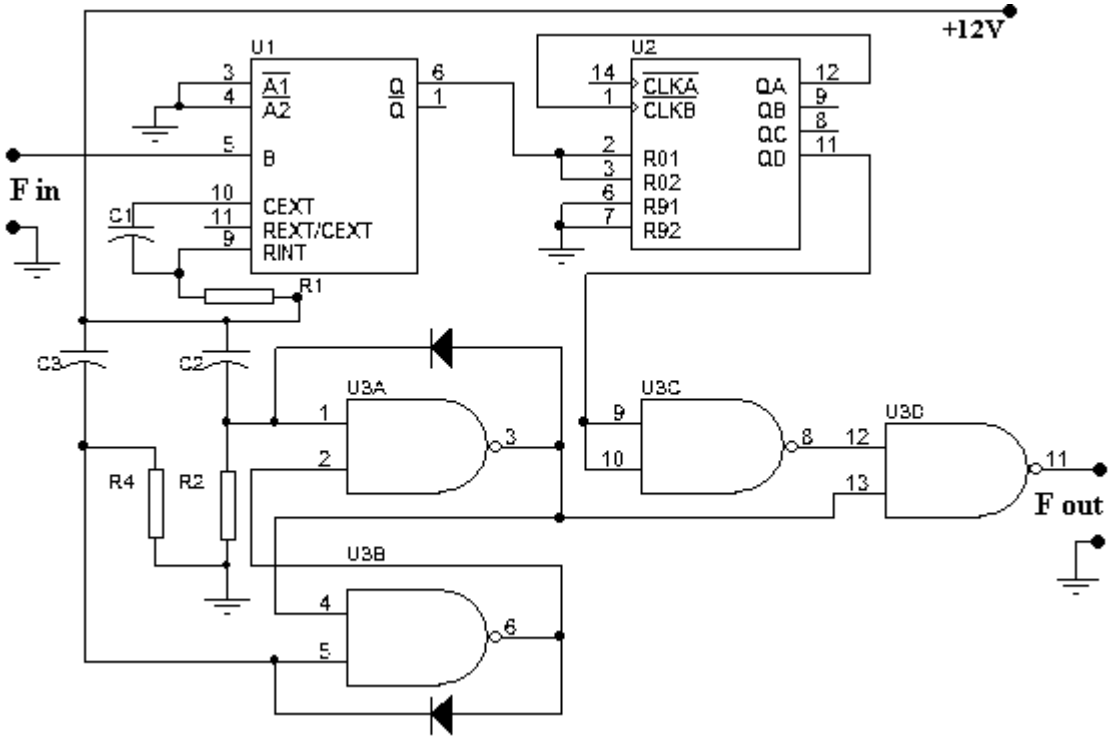
a) *Фиг.2* – множител на честота, базиран на интегрални схеми U1-4046 и U2-4518, а операционните усилватели са TL072.
b) *Фиг.3* – множител на честота, изпълнен с TTL интегрални схеми U1-74121, U2-7490, U3-7400.
c) *Фиг.4* – множител на честота, изпълнен с U1-CA3130, U2-4046, U3-4518. Тази схема предоставя възможност за филтриране на входния сигнал.

Голяма част от програмируемите контролери са оборудвани с аналогов изход, на който се получава постоянно напрежение, вариращо в определен диапазон (например 0÷10V), в зависимост от контролираната величина. Това позволява да се разгледат възможностите за приложение на преобразуватели напрежение-честота. Подобна примерна схема, изпълнена чрез интегрална схема 4046, е показана на фиг.5.A.

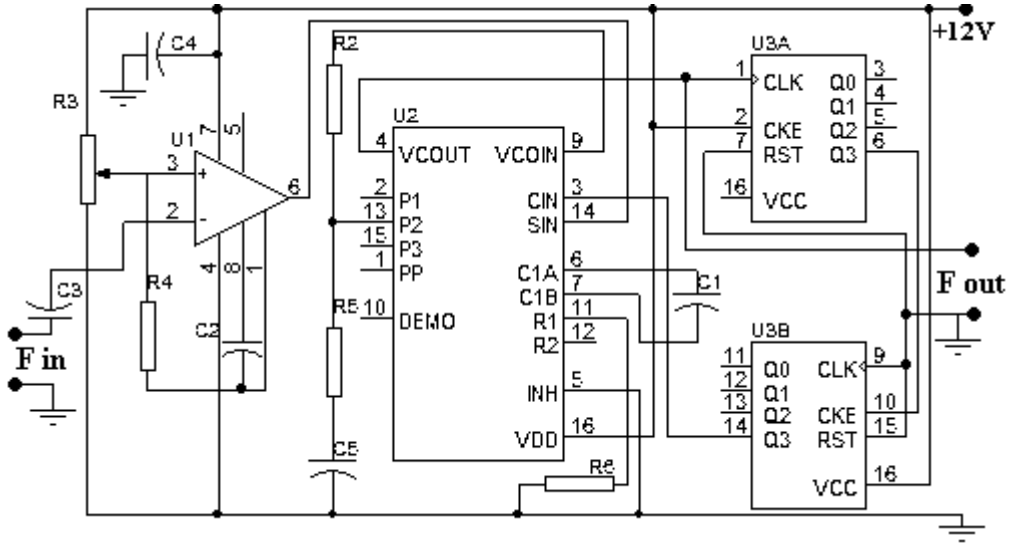
Независимо от начина на получаване на правоъгълните импулси, трябва да се гарантира, че те отговарят на необходимите изисквания за управление на изследвания преобразувател [4,6]. За тази цел се използвани схемите, показани на фиг.5.B. и фиг.5.C, които могат да се приемат за част от МЧ.



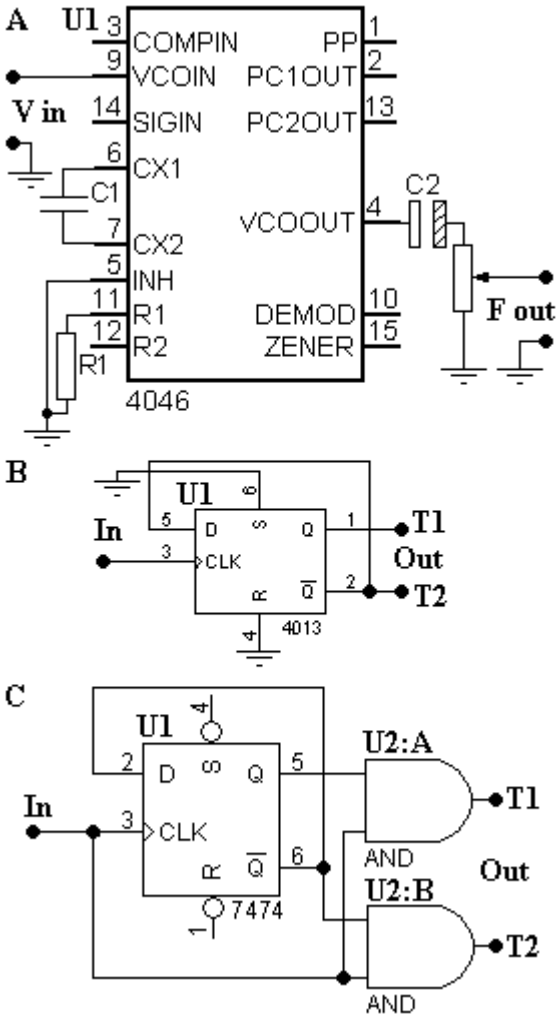
Фиг.2. Множител на честота, изпълнен с MOS интегрални схеми от фамилия 40’



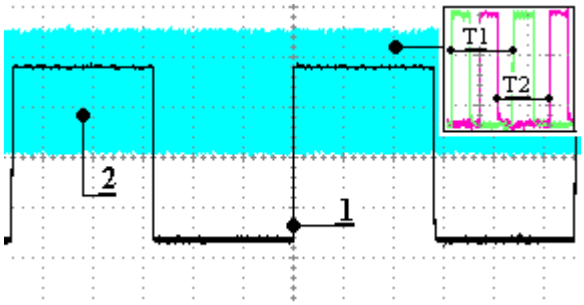
Фиг.3. Множител на честота, изпълнен с TTL интегрални схеми от фамилия 74’.



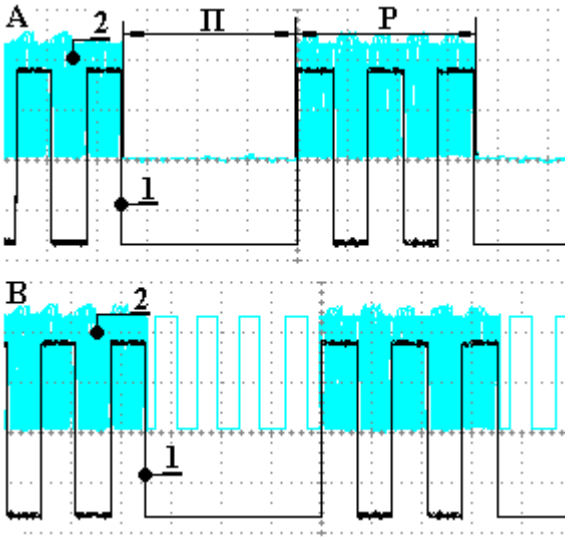
Фиг.4. Множител на честота с филтриране на входния сигнал.



Фиг.5. А – преобразувател напрежение-честота. В, С – схеми за получаване на последователни импулси на управляващите електроди на Т1 и Т2 (фиг.1)

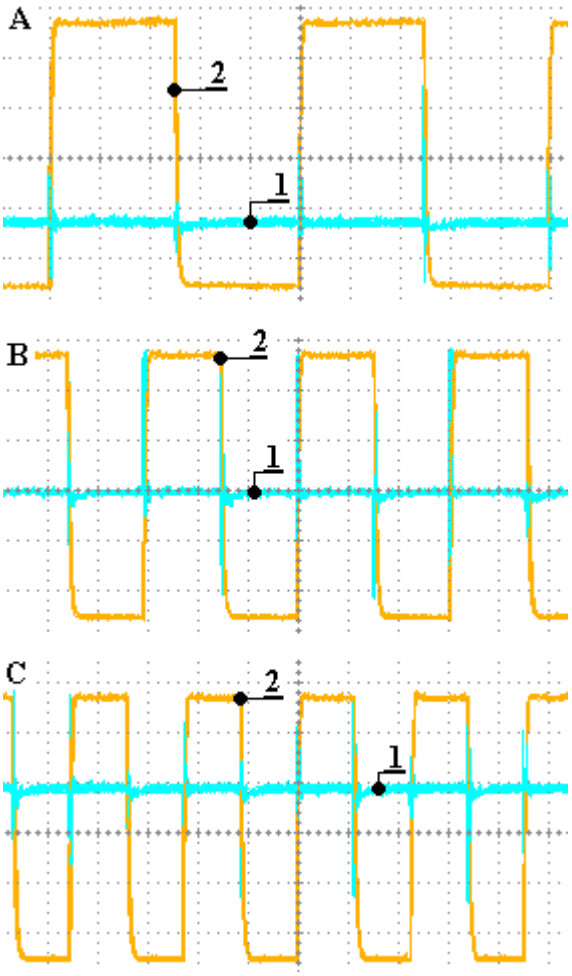


Фиг.6. Работа на множител на честота.
1 – входен сигнал с честота 1kHz;
2 – изходен сигнал с честота 30kHz.



Фиг.7. Осцилограми, получени при различни работни режими на множители на честота.
1 – управляващ сигнал от PLC;
2 – сигнал от МЧ.

Получената осцилограма от работата на системата PLC-МЧ е дадена на фиг.6. Графика 1 показва управляващ сигнал от PLC с честота 1kHz, а графика 2 – изходен сигнал от МЧ с честота 30kHz, подходящ за управление на транзистори Т1 и Т2.

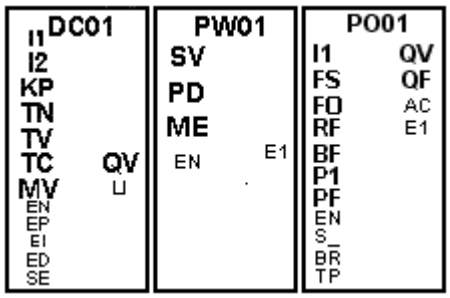


Фиг.8. Управление чрез преобразувател напрежение-честота.
1 – изходен аналогов сигнал от PLC;
2 – изходен сигнал от схемата на фиг.5.А.

Резултатите от същата фигура позволяват управление на изследвания преобразувател, но следва да се реши проблемът, свързан с коефициента на запълване на правоъгълните импулси, респективно възможностите за регулиране на изходната мощност. Експерименталните изследвания са проведени с нисък клас програмируеми контролери на фирми Moeller [10] (фамилии Easy700, 800/MFD) и ABB [11] (фамилии CL-LS, CL-LM, CL-LE, CL-LAS). Използвани са PLC работещи с 50% запълване, при което времето за работа е равно на времето на пауза. При това входната и изходната честота на МЧ са константни. В този случай регулирането на термичния процес се осъществява чрез промяна на съотношението между броя на импулсите за работа и пауза на преобразувателя. Използваният подход за управление е показан на фиг.7.А. - период на работа (Р) и пауза (П) на преобразувателя, получен в зависимост от управляващите импулси на PLC (1), респективно от изходните импулси на МЧ (2).

Следва да се разгледа една характерна особеност на изследваните схеми за умножаване на честота. Някои решения (фиг.2) работят с минимална честота на изхода, най-често равна на тази на собствения вътрешен генератор, например 2kHz. С това при отсъствие на входни импулси на изхода им се получават импулси с тази честота, както е показано на фиг.7.В. Подобен режим на работа се определя като недопустим.

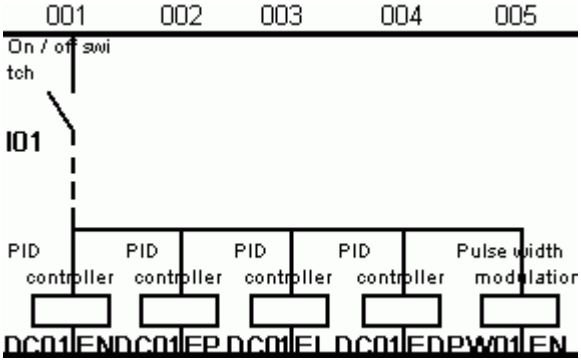
Управляващите импулси на Т1 и Т2, получени чрез използване на преобразувател напрежение-честота (фиг.5), са показани на фиг.8: 1 – постоянно напрежение от PLC; 2 – импулси с правоъгълна форма. Показани са следните стойности: A:(1)2V–(2)20kHz; B:(1)5V–(2)32kHz; C:(1)8V–(2)44kHz. Аналогично на предните схеми, регулирането на изходната мощност се прави чрез наличие или отсъствие на постоянното напрежение, а неговата стойност определя честотата за работа на преобразувателя. Този вариант е полезен с това, че дава възможност за работа с програмируеми апарати от най-ниския клас, които не притежават вградени функционални блокове за ПИД регулатор (Easy700, CL-LAS). Наличието на аналогов изход на PLC също не е задължително условие, тъй като в случая може да се използва комутация на константно напрежение от външен захранващ източник.



Фиг.9. Функционални блокове на PLC

Основен елемент от анализираната система за управление на термични процеси е програмното обезпечаване [3,5,9] на използвания PLC. Въпреки, че експериментите са проведени с посочените контролери,

изложените зависимости са в сила за голяма част от предлаганите PLC.



Фиг.10. Схема на програмното обезпечаване за PLC Easy800/MFD (Moeller), реализиращо ПИД регулатор и импулсен изход.

На фиг. 9 са показани необходимите функционални блокове, използвани за съставяне на програмата за регулиране на термични процеси с Easy800/MFD. Следва да се анализират възможностите за тяхното приложение в разглежданата задача.

Блок DC представлява ПИД регулатор със следните основни елементи: I1, I2 – входове; KP, TN, TV – коефициенти съответно на пропорционално, интегралното и диференциално звено; TC – време на цикъла; MV – регулираща величина на ръчно управление. Устройствата Easy800/MFD изчисляват регулиращата величина при всяка разлика между настроената и отчетената от обекта стойност. Регулаторът работи чрез уравнение [3,10]:

$$Y(n) = YP(n) + YI(n) + YD(n), \quad (1)$$

където: Y(n) – изчислена стойност на ПИД в текущото време n; YP(n) – пропорционален регулатор; YI(n) – интегрален регулатор; YD(n) – диференциален регулатор.

Стойността на пропорционалния регулатор YP се определя на база коефициент на усилване Kp и девиацията на регулирането. Последната се изразява в разликата между зададена (Xs) и измерена стойност (Xi) за текущото време. Използва се уравнение:

$$YP(n) = Kp.\big(Xs(n) - Xi(n)\big), \quad (2)$$

където: Xs – зададена стойност; Xi – измерена стойност на регулираната величина;

Интегралното звено YI се изчислява по уравнение:

$$YI(n) = Kp.\frac{Tc}{Tn}. \big(Xs(n) - Xi(n)\big) + YI(n-1), \quad (3)$$

където: TC – период на изчисление; Tn – време на интеграция; Xs(n) – зададена стойност за текущо време n; Xi(n) – действителна стойност; YI(n-1) – получена стойност при предходния изчислителен цикъл;

За диференциалното звено се използва:

$$YD(n) = Kp.\frac{Tv}{Tc}.\big(Ki(n-1) - Xi(n)\big), \quad (4)$$

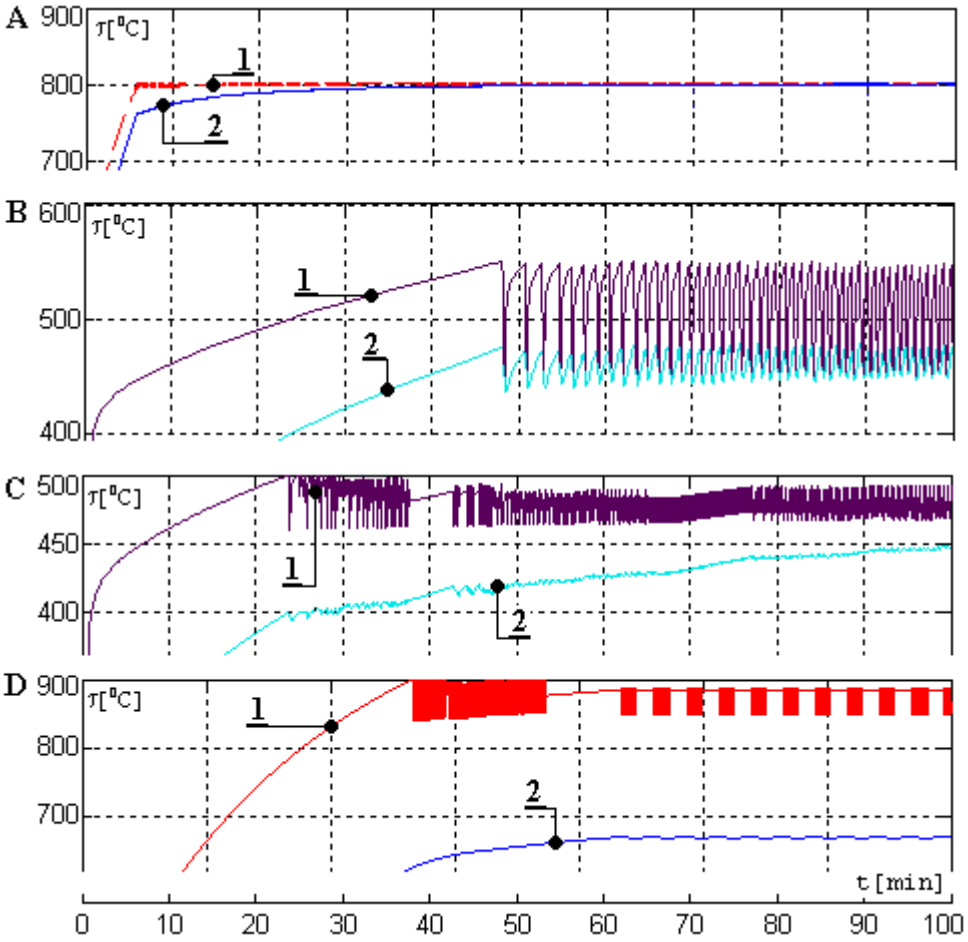
Функционален блок PW служи за изработване на правоъгълни импулси и нормално се използва съвместно с блок DC. Характерно за него е, че работи на ниски честоти с минималната продължителност на периода от 5ms, което налага използване на няколко стъпален множител на честота. Основните настройки на блок PW са: SV – регулируема величина; PD – продължителност на периода (0÷65535); ME – минимална продължителност на периода на включено състояние (0÷65535).

Функционален блок PO представлява импулсен изход, който стандартно се използва за управление на стъпкови електродвигатели, но чрез определена модификация на програмата може да се използва в разглеждания контекст. Чрез PO могат да се определят точен брой изходни импулси, в случая отговарящи на необходимото въздействие спрямо регулираната величина. По този начин се реализира управлението от фиг.7.A. Негови основни параметри са: I – вход, определящ броя импулси в диапазона (0÷+2147483647); FS – стартова честота: (0÷5000Hz); FO – експлоатационна честота (0÷5000Hz); RF, BF – коефициенти, определящи изменението на честотата; P1 – брой стъпки (0÷+65535); QV – текущ брой стъпки (0÷+2147483647); QF – изходна честота (0÷5000Hz).

Броят изходни импулси при стартиране (n_{RRF}) и спиране (n_{RRF}) на блок PO се определя от [3,10]:

$$n_{RRF} = \frac{(FO - FS)}{RF}.1000 \quad (5)$$

$$n_{RBF} = \frac{(FO - FS)}{BF}.1000 \quad (6)$$



Фиг.12. Примерни термични процеси, реализирани чрез анализираната система за управление. 1 – нагревател; 2 – нагряван товар.

Експериментални резултати, получени от съставената система за управление, са показани на фиг.12. На същата са предложени няколко термични процеса, реализирани при различни настройки и топлофизични характеристики на нагряваните детайли.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Получените резултати дават основание за следните по-важни изводи:

a) Изследваните схемни решения на множители на честота (фиг.2,3,4) дават възможност за значително повишаване на приложимостта на програмируемите контролери от нисък клас, работещи на ниски честоти до 5kHz. Чрез системата PLC-МЧ се реализира програмно управление на импулсен AC-DC или AC-AC преобразувател (фиг.1), като с това се прави едновременно регулиране на контролирана величина и получаване на необходимото захранване.

b) Основно изискване към работата на този МЧ е да осигурява отсъствие на изходни импулси при отсъствие на входни импулси от PLC (фиг.7.A). Коефициентът на умножаване трябва да се подбере според честотата на импулсите от контролера и тази, необходима за управление на преобразувателя. За целта може да се използва едно- или няколко стъпален МЧ.

c) Въпреки, че при някои типове PLC коефициентът на запълване не може да се променя, регулирането може да се осъществи програмно (фиг.10). За тази цел се използват функционалните блокове на контролера (фиг.9), предназначени за ПИД (DC) и ШИМ (PW). Допълнителна възможност дава блок PO – импулсен изход, който стандартно има други приложения но изработените импулси са приложими и за управление на термични процеси.

d) За контролери, които не разполагат с описаните функционални блокове (Easy500, 700 [10], CL-LAS [11]), може да се използва преобразувател напрежение-честота (фиг.5.А.). Същият се управлява от аналогов или цифров изход на PLC, комутиращ външен захранващ източник.

Литература:

[1] Димитров Б., **Една възможност за управление на електросъпротивителни пещи с програмируеми контролери,** ТУ-Варна, Годишник 2009 г. Том I, 75-80 стр.
[2] Димитров Б., **Анализ на някои проблеми при експлоатацията електросъпротивителни пещи и решението им чрез системите за управление** ТУ-Варна, Годишник 2009 г. Том I, 81-87 стр.
[3] Димитров. Б., П. Парушев, **Системи за управление и защита**. ТУ-Варна 2011г.
[4] Mohan N., **Power electronics and drives**, Minneapolis 2003
[5] Hugh J, **Automating manufacturing systems with PLCs**, 2005
[6] Erickson R., **Fundamentals of power electronics**, New York, Chapman and Hall, 1997.
[7] http://www.extremecircuits.net/
[8] http://www.circuitstoday.com/
[9] http://www.plcs.net/
[10] http://www.moeller.net/
[11] http://www.abb.com/

За контакти:

д-р инж. Борислав Димитров – главен асистент в катедра “Електротехника и електротехнологии” на ТУ Варна (тел. 052/383540). Работи в областите електрическите апарати и възобновяеми енергийни източници. e-mail: bdimitrov@processmodeling.org.
д-р инж. Христофор Тахрилов – доцент в катедра “Електротехника и електротехнологии” на ТУ Варна (тел. 052/383323). Работи в областите на електротехнологиите и възобновяеми енергийни източници. e-mail: h.tahrilov@gmail.com.
Павел Антонов – студент в катедра “Електротехника и електротехнологии” на ТУ-Варна, e-mail: paliou@abv.bg .

СРАВНИТЕЛЕН АНАЛИЗ НА ВЛИЯНИЕ НА ЕКСПЛОАТАЦИОННИТЕ ПАРАМЕТРИ ВЪРХУ КПД НА СТЪКЛОКЕРАМИЧЕН ПЛОТ И ОБИКНОВЕНА ЧУГУНЕНА ЕЛЕКТРОНАГРЕВАТЕЛНА ПЛОЧА

Янита Славова, Марин Маринов

COMPARATIVE ANALYSIS OF THE IMPACT OF OPERATIVE PARAMETERS ON THE EFFICIENCIES OF A GLASS CERAMIC COOKTOP AND A TRADITIONAL CAST-IRON HEATING PLATE

Abstract: Energy efficiency of household appliances is a major problem in domestic appliances production. These appliances may be of various type: electric heating appliances, cooking appliances, water boiling appliances, cooling appliances, and others, of less common usage. Among them all, cooking appliances are the most often used ones. Most of the others have rather a seasonal application and could be replaced by alternative sources of energy. At present, on the market of household appliances, cast-iron electric heating plates and glass-ceramic cooktops to build-in are the most commonly used items. Their great practical application has defined them as the object of this study.

Based on experiments, this study evaluates the impact of various operative factors on the efficiencies of these two appliances. The specific impact of some basic factors has been examined and a comparative analysis of the obtained efficiencies has been done with the limiting conditions being the various operative parameters. The results thus obtained have a general character and can be used to determine some of the energy characteristics of glass-ceramic cooktops.
Keywords: determining the efficiency, cast-iron heating plate, glass-ceramic cooktop, energy efficiency.

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Енергийната ефективност е въпрос с изключително голяма актуалност през последните години. Той се дефинира за различните области от промишлеността по различен начин. Приоритетен в тази сфера е битовия сектор. Той е един от най-големите консуматори на електроенергия, който в общия случай отчита и най-големите загуби. Известно е, че в бита освен отоплението най-голяма е консумацията на електрическа енергия и при приготвянето на храна. Затова и въпросът за енергийната ефективност на електротермичните битови уреди е изключително актуален. За приготвянето на храна, освен познатите чугунени електронагревателни плочи (ЧЕНП), през последните години масово се използват стъклокерамични плотове за вграждане. Ето защо интерес би представлявало да се направи едно сравнение между тези два типа уреди за приготвяне на храна.

II. ОСНОВЕН ТЕКСТ

Основен критерий за определяне на енергийната ефективност на електротермичните уреди за бита е техния коефициент на полезно действие. В тази връзка целта на настоящата статия е да се направи сравнителен анализ между стъклокерамичен плот (СТКП) и ЧЕНП.

В стандартите не е указан начинът на изчисление на η за стъклокерамични плотове [1, 2]. Като се отчита, че той спада към групата на електрическите нагревателни плочи, в изследването се приема, че КПД може да се определи по следната зависимост:

$$\eta = \frac{G.C_p.T}{E.K}.100 = 20,5.\frac{G}{E}.100, \quad \% \qquad (1)$$

където:

K- корекционен коефициент $J.W^{-1}.h^{-1}$,

G – маса на стандартен алуминиев блок, kg,

Cp – специфична топлоемкост на алуминиевия блок (Cp =922 $J.kg^{-1}.K^{-1}$),

T– превишаване на температурата – 80 K,

E - консумирана енергия, Wh.

В най-общия случай консумираната електрическата енергия зависи от техническите характеристики на плочата и нагревателните зони, от геометричните размери, специфичното повърхностно натоварване на нагревателя и вида на товара – използвания съд за приготвяне на храна.

Данните който се изплозват са от експерименти [4] направени върху стъклокерамичен плот на фирма ZANUSSI модел ‘ZKL64X’ със следните технически данни:

-номинално напрежение 220 V;

-честота 50 Hz;

-инсталирана мощност 5,8 кW.

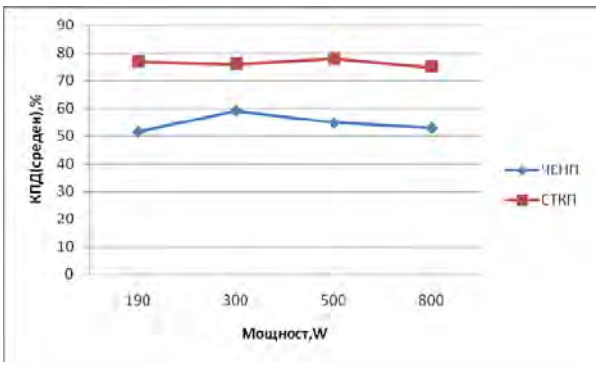
Плотът има четири нагревателни зони, като две са с диаметър 145 mm и мощност по 1200 W, а другите две съответно 180 mm и 1700 W.

За сравнението са използвани направени изследвания върху ЧЕНП с диаметър ø145 mm и ø180 mm [3].

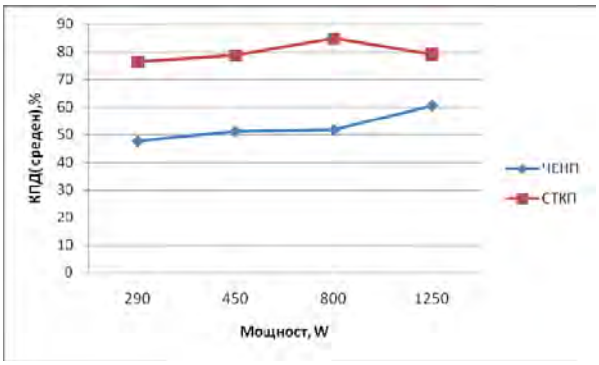
Базирайки се на начина на провеждане на експерименталното определяне на КПД на електрическа нагревателна плоча [2], са проведени експериментални изследвания като е използван стандартен алуминиев блок, който се нагрява до достигане температурно превишение от 80 К. Изчислява се $\eta_{ст}$ - КПД от студено състояние и $\eta_{гор}$ - КПД от горещо състояние.

$$\eta_{ср} = (\eta_{ст} + \eta_{гор}) /2 \qquad (2)$$

Данните за стойностите на КПД на ЧЕНП и пирокерамичните зони за номиналните си мощности са показани в таблица 1, а в зависимост от различните мощности - на фиг .1 и фиг.2.



Фигура 1. Зависимост на КПД от мощността на нагревателната зона за ø145 mm .



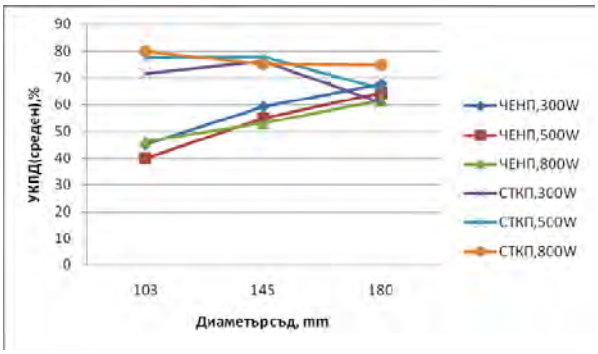
Фигура 2. Зависимост на КПД от мощността на нагревателната зона за ø180 mm .

Таблица 1

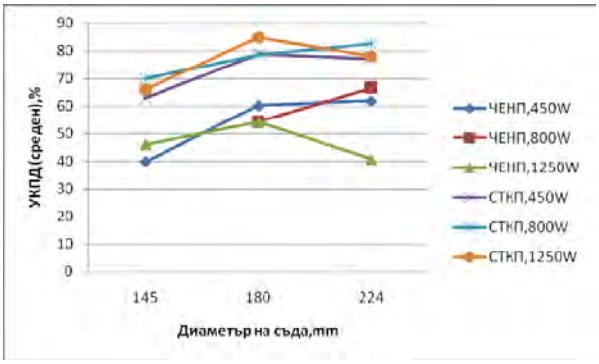
Вид на нагр. плоча	Диаметър на плочата	Време за нагряване, не повече от		Консумирана енергия, не повече от		Средна стойност на КПД
		студено	горещо	студено	горещо	
	mm	min		Wh		%
чугунена	145	13	11	150	125	57
	180			220	175	58
стъклокерамична	145	7	4	111	78	82
	180			148	100	76

За определянето на КПД на стъклокерамичния плот стандартният алуминиев блок може да се замени с алуминиеви съдове [2]. Изпитването се провежда като върху нагревателната повърхност е поставен съд, предварително напълнен със студена вода. За провеждане на изпитването се нагрява определено количество вода, което трябва да съответства на стойностите, посочени в стандарта за електричесли нагревателни плочи[2]. Този вид стандартен експеримент позволява да се разработят и нестандартни варианти, свързани с експлоатацията на почата за приготвяне на храна. За целта са планирани и проведени експериментални изследвания за оценка на влиянието на диаметъра на използвания съд, различен от стандартния диаметър, върху КПД на стъклокерамичния плот и ЧЕНП. Определеният КПД може да се приеме като

условен (УКПД), т. к. се провежда съгласно методиката на БДС, но не отговаря на стандартните изисквания. Експериментите са проведени за двете нагревателни зони - ø145 mm и ø180 mm при работата им за всички степени на регулатора на мощност. Получените резултати за УКПД са показани на фиг. 3 и фиг. 4.

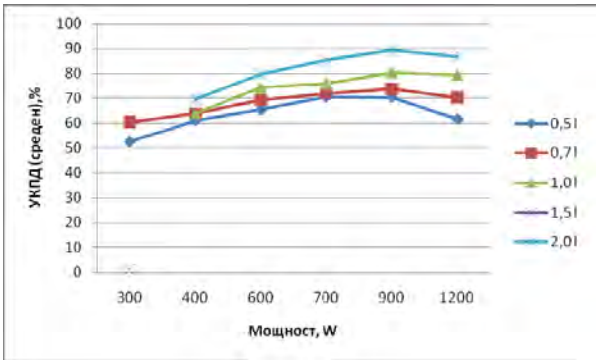


Фигура 3. Зависимост на условния КПД от диаметъра на съда за нагревателна зона ø145 mm, стандартно количество нагрявана течност 0,7*l*.

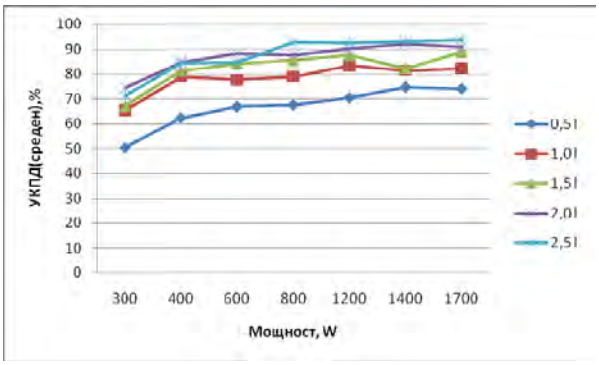


Фигура 4. Зависимост на условния КПД от диаметъра на съда за нагревателна зона ø180 mm, стандартно количество нагрявана течност 1,0*l*.

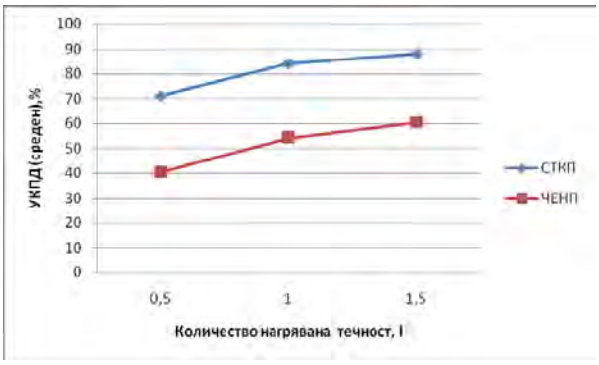
Експериментално е оценено и влиянието на количеството нагрявана течност. За целта освен със стандартното количество течност, което е 0,7 *l* за ЕНП ø145 mm и 1,0 *l* за ø180 mm [2], са проведени и експерименти с 0,5 *l*, 1,0 *l*, 1,5 *l* и 2,0 *l* вода за ЕНП ø145 mm, както и с 0,5 *l*, 0,7 *l*, 1,5 *l*, 2,0 *l* и 2,5 *l* – за ЕНП ø180 mm. За всички експерименти са определени условни КПД на базата на данни за стойността им от студено и горещо състояние. Получените резултати са представени графично на фиг. 5 за нагревателна зона ø145 mm, а за нагревателна зона ø 180 mm на фиг. 6.



Фигура 5. Зависимост на условния КПД от мощността на СТКП при различно количество нагрявана течност, за нагревателна зона ø145 mm, стандартен диаметър на съда .



Фигура 6. Зависимост на условния КПД от мощността на СТКП при различно количество нагрявана течност, за нагревателна зона ø180 mm, стандартен диаметър на съда .



Фигура 7. Зависимост на условния КПД от количество нагрявана течност, за нагревателна зона ø180 mm, мощност 1250W.

На фиг.7 е показана разликата в УКПД при експерименти със количество нагрявана течност различно от стандартното за СТКП и ЧЕНП.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

От проведените експериментални изследвания могат да се направят следните изводи:

1.КПД на стъклокерамичният плот за нагревателна зона ø145 mm е по-голям средно с около 22% от КПД на ЧЕНП.

2. КПД на стъклокерамичният плот за нагревателна зона ø180 mm е по-голям средно с около 27% от КПД на ЧЕНП.

3.С увеличаване на диаметъра на съда за нагревателна зона ø145 mm с 24 %, условният КПД за СТКП намалява с 4,6 % - за P1=300 W и с 0,3 % за P2=500 W, а за ЧЕНП намалява средно с около 8,8% при всичките мощности. За нагревателната зона ø180 mm с 24 % по-голям съд от стандартния диаметър, условният КПД за СТКП намалява с 1,6 % - за P1=300 W и с 7 % за P2=1250 W.

4.С намаляване на диаметъра на съда с 29 % при зона ø145mm, условният КПД на СТКП се увеличава с 15,5%, 12 % и с 0,5%- съответно за мощности 300 W, 500 W и 800 W. Увеличаването на условния КПД се запазва и при ЧЕНП със същата нагревателна зона съответно 14,1 %, 15 % и 7 %.

5.При така направените експерименти за диаметър на използвания съд различен от стандартния разликата между условния КПД на СТКП и ЧЕНП се запазва, като най малката разлика се получава при нагревателна зона с диаметър ø145 mm, диаметър на съда ø180 mm и мощност 500W – 1,52 %.

6. С увеличаване на количеството нагрявана течност при нагревателна зона ø180 mm и мощност 1250 W, условният КПД се увеличава и при двата типа уреда за приготвяне на храна, като на СТКП е по-висок от този на ЧЕНП и разликата между тях при тези експерименти се запазва средно в рамките на 29%.

В заключение от получените експериментални резултати следва, че влиянието на експлоатационните фактори върху КПД на стъклокерамичния плот и чугунената електронагревателна плоча е много съществено и с разнообразен характер на въздействие. От направения анализ на работата на следва, че СТКП по- ефективен от ЧЕНП. Това се дължи от една страна на радиалните загуби и загубите от долната част на чугунената плоча. От друга страна при така направеното сравнение за двата уреда за приготвяне на храна при стъклокерамичният плот поради различния принцип на работа е използвана средна мощност, а не инсталирана. От направения анализ на работата на стъкокерамичния плот, че трябва да се намери оптималния КПД не само от енергийна гледна точка но и така, че при процеса на готвене да се запазят полезните вещества в приготвяната храна. Тези оптимални режими би трябвало да влязат в инструкцията за експлоатация на самия уред. Получените резултати биха могли да послужат за по–нататъшно моделиране на влиянието на експлоатационните и конструктивните фактори върху ефективността на стъклокерамичния плот и оптимизиране на техническите характеристики при неговата експлоатация.

LITERATURE:

[1]. БДС 63/1-90, Уреди електрически битови – общи електрически изисквания за безопасност и методи на изпитване.

[2]. БДС 1732-85, Печки готварски и котлони електрически битови.

[3]. Маринов М., Изследване на влиянието на конструктивните фактори върху ефективността на обикновена чугунена електронагревателна плоча,ТУ Варна, дисертация, 2000.

[4]. Маринова М., Славова Ян., Относно определяне коефициента на полезно действие на стъклокерамичен плот, Годишник на Технически Университет Варна , Том II,с. 37-43, 2009.

Contacts:

Yanita Slavova, Department of Electrical Engineering and Electrotechnology, Technical University of Varna,
Studentska 1, 9010 Varna, Bulgaria
Phone: +395-052-383-328,
Email: slaw_jan@abv.bg
Marin Marinov, Department of Theoretical and measuring electrotechnics, Technical University of Varna,
Studentska 1, 9010 Varna, Bulgaria
Phone: +395-052-383-259, Fax: +395-052-383-255,
Email: m_s_marinov@abv.bg

СРАВНИТЕЛЕН АНАЛИЗ ЕКСПЕРИМЕНТ – МОДЕЛ ПРИ ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЕЛЕКТРОМАГНИТНА СИСТЕМА ЗА РАЗМАГНИТВАНЕ НА СТОМАНЕНИ ТРЪБИ

Христофор Тахрилов, Борислав Димитров

A COMPARATIVE EXPERIMENTAL ANALYSIS - A MODEL FOR STUDYING AN ELECTROMAGNETIC SYSTEM FOR STEEL TUBES' DEMAGNETISATION

Abstract: The article examines a device for demagnetization of steel tubes, the theoretical analysis being conducted by modelling the system employing the finite element method. The data obtained from a model and an experiment were analyzed comparatively. The test sample according to which the model was implemented, was experimentally tested to assess the model adequacy. The results obtained can be further used for designing installations of this kind.

Keywords: Електромагнитна система, метод на крайните елементи, МКЕ, модел, размагнитване, Electromagnetic system, finite element method, FEM, demagnetization.

I. ВЪВЕДЕНИЕ

При обработката на някои марки стомани в зависимост от легиращите елементи и начина на работа се получава спонтанна или външно предизвикана намагнитеност. В повече от случаите това явление е вредно за детайлите, изработени от такъв материал, поради което трябва да се осъществи размагнитване. Това е процес, който трябва да осигури стойност на магнитната индукция, отговаряща на зададени изисквания [2,3].

Типичен материал, в който възниква това явление и има широко приложение, е конструкционната стомана. Предвид на това се използуват индукционни устройства, чрез които в детайлите се осигурява зададено ниво на магнитната индукция. В конкретния случай детайлите са стоманени тръби с диаметри и дебелина в предварително определен диапазон.

Целта на разработката е да се представи модел и да се анализират процесите в индукционна уредба, при което да се определят характеристиките и областта на приложение на устройството.

II. МОДЕЛИРАНЕ И АНАЛИЗ

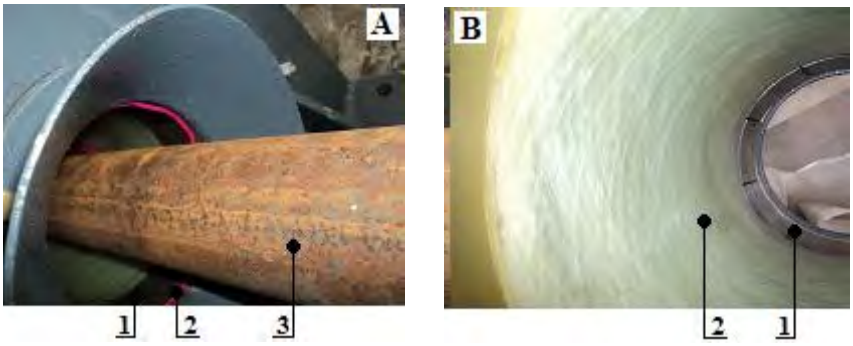
Индукционното устройство, което се моделира и изследва има външен вид, представен на фиг.1. Конструктивната схема, използувана и при моделирането е дадена на фиг.2, при което в устройството трябва да преминават тръби с външен диаметър D_t и дебелина на стената Δ_t.

Теоретичният анализ е проведен чрез моделиране [1] на системата индукционно устройство-детайл с приложение на специализиран софтуерен продукт [6], работещ чрез метод на крайните елементи [4,5].

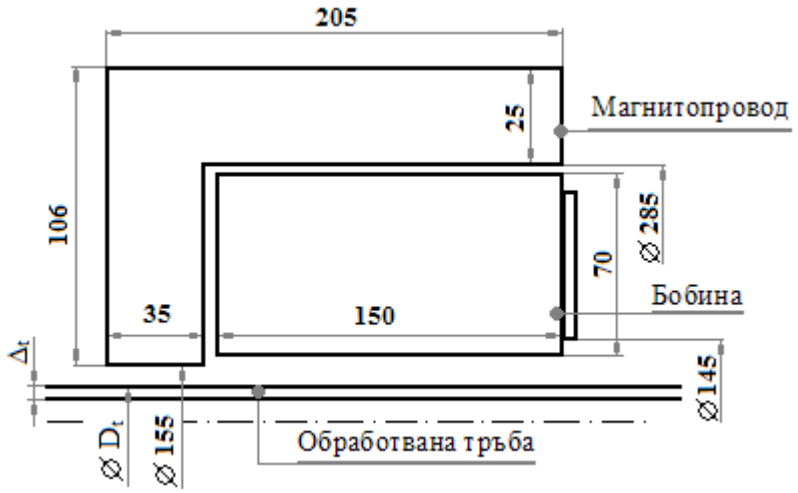
В съответствие с конструкцията е използуван двумерен осово-симетричен модел. Резултатите от анализа в режим на празен ход са представени на фиг.3, където: фиг.3А показва разпределението на индукцията, а фиг.3В – напрегнатостта на полето в магнитната система.

Големината на средната стойност на магнитната индукция в областта, съответствуваща на предвиждания максимален диаметър на обработваемите тръби е дадена на фиг.4. Експериментално получените резултати за същия диаметър са дадени с точки, отговарящи на положението на сондата.

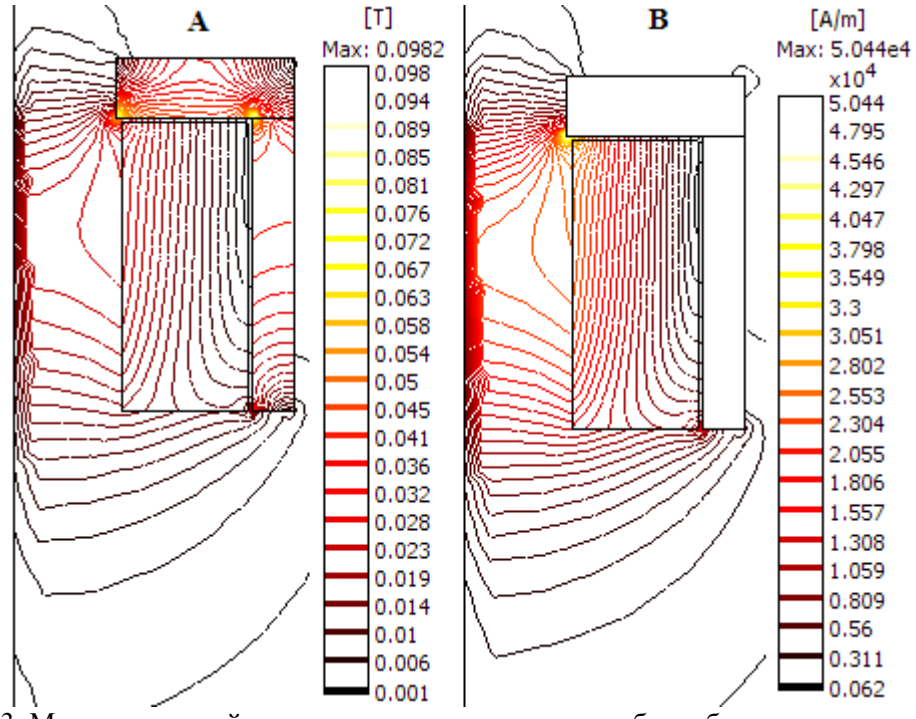
При поставянето на стоманената тръба се получава съществено изменение в характеристиките на електромагнитната система. Поради феромагнитния материал се повишава магнитният поток, респ.индукцията и нараства активната мощност (която не се контролира), консумирана от захранващата мрежа.



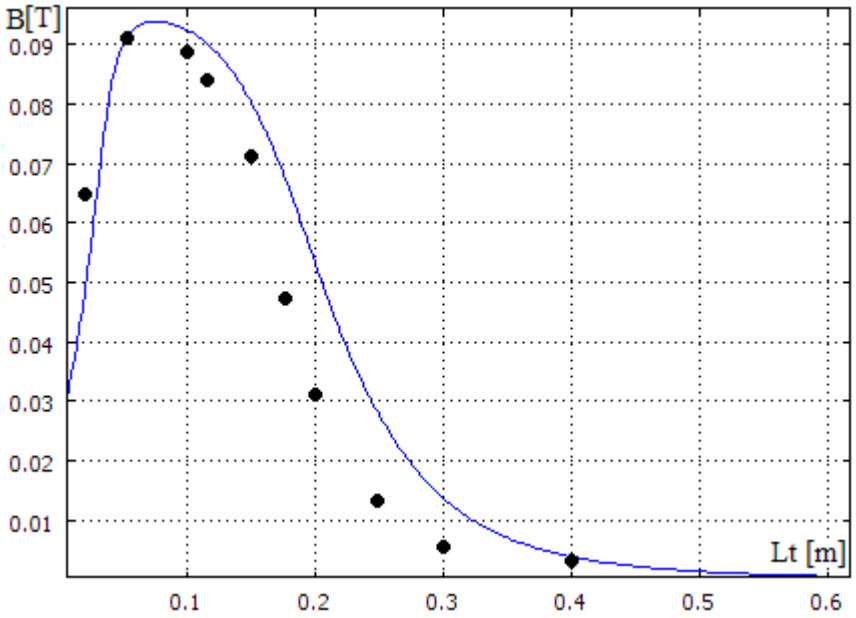
Фиг.1. Общ вид на устройството за размагнитване.
А – разположение на обработваната тръба: 1 – магнитопровод; 2 – измервателна сонда;
3 – размагнитвана тръба; В – канал за разполагане на обработваната тръба:
1 – магнитопровод; 2 – изолационен материал на канала.



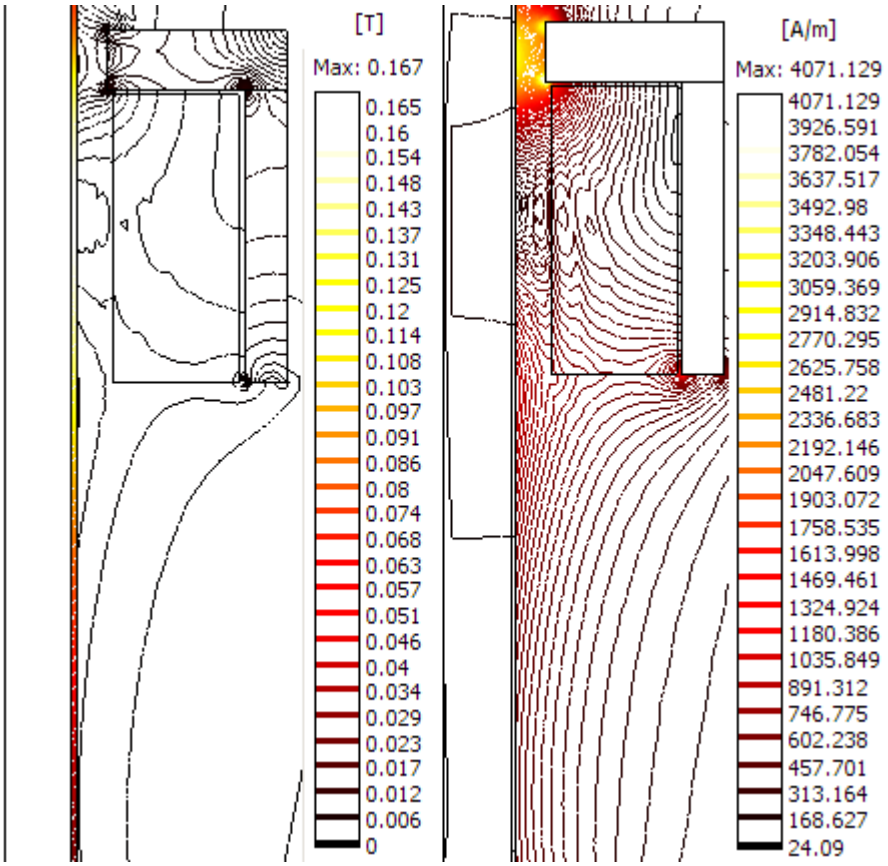
Фиг.2. Конструктивна схема на устройството за размагнитване



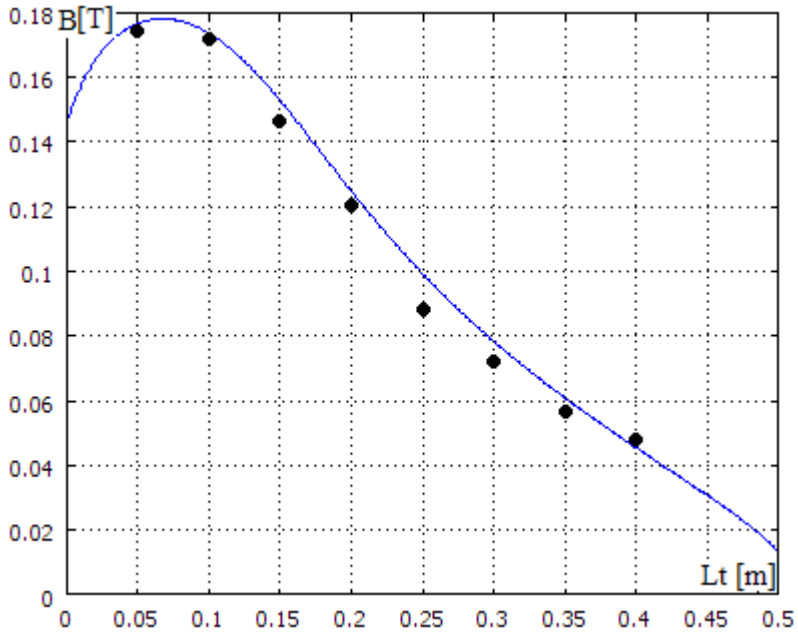
Фиг.3. Модел на устройството за размагнитване на тръби, работещо на празен ход.
А – индукция; В – напрегнатост на електромагнитното поле.



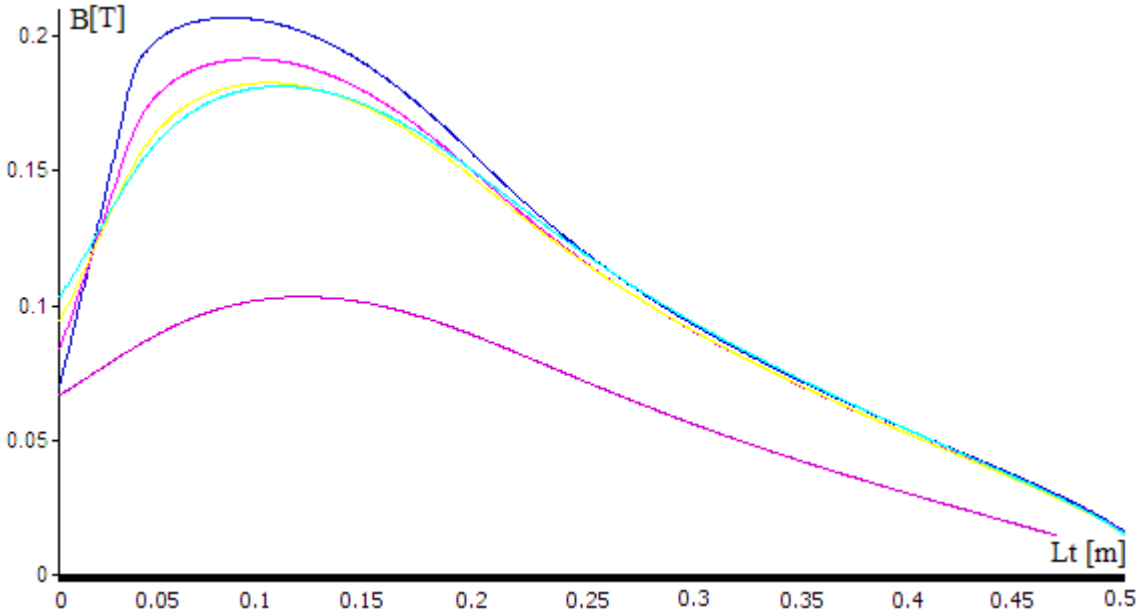
Фиг.4. Разпределение на индукцията по дължина на тръбата (Lt) при работа на празен ход. Сравнение на резултатите от модел (плътна крива) и експеримент.



Фиг.5. Модел на устройството за размагнитване при обработка на стоманена тръба. А – индукция; В – напрегнатост на електромагнитното поле.



Фиг.6. Разпределение на индукцията по дължина на тръбата (Lt) при обработка на тръба. Сравнение на резултатите от модел (плътна крива) и експеримент.



Фиг.7. Разпределение на индукцията по дължината на тръби с диаметър между 90mm и 150mm

Тъй като основната насока в работата е анализ на магнитното състояние на елементите, загубите и нагряването на тръбата не се отчитат. На фиг.5, аналогично на фиг.3 са показани резултатите от моделирането при поставена тръба, а на фиг.6 – сравнение с експеримент.

Диапазонът от диаметри на тръби, за които е възможно приложението на устройството, се определя от зададената начална стойност на индукцията от спонтанното намагнитване. Поради това на фиг.7 е дадено изменението на индукцията по дължина на тръбата при различни диаметри (от 90 до 150 mm), като в съответствие с това трябва да се оценяват възможностите за обработка.

III. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНО ИЗСЛЕДВАНЕ

Опитният образец, в съответствие с който е реализиран моделът, е изследван експериментално с цел оценка на адекватността на модела. Измерванията на магнитния поток, респ. изчисляването на индукцията, са проведени с еднонавивкова сонда с диаметър, отговарящ на максимално

зададения. Числените стойности за различните случаи са показани в табл.1 и 2, а в графичен вид резултати са представени и на фиг.4 и 6.

Основният проблем при експериментите се определя от повишаването на мощността за обработка на по-големи детайли. Тя довежда до по-големи скорости на повишаване на температурата [2,3] и в някои случаи невъзможност за провеждане на експеримент. В реални условия на работа това се съобразява със скоростта на движение на тръбата.

Табл.1 Експериментални данни, получени при празен ход на устройството.

Lt mm	**U_p [mV]**	**B [mT]**
10	149,0	65,88
20	171,5	75,69
30	199,6	88,04
40	207,1	91,4
50	208,5	92,01
60	210,0	92,8
70	214,9	94,84
80	217,2	95,85
90	215,2	95,01
100	203,5	89,81
110	201,5	88,92
120	196,5	86,72
130	186,0	82,23
140	177,5	78,26
150	163,5	72,07
160	143,1	63,22
170	126,0	55,71
180	109,9	48,59
190	83,0	36,69
200	71,0	31,39
210	60,9	26,93
220	49,8	22,02
230	42,4	18,75
240	35,5	15,6
250	30,1	13,3
260	26,5	11,72
270	23,4	10,3
280	19,5	8,6
290	16,4	7,2
300	14,7	6,5
310	13,0	5,7
320	11,3	4,9
330	10,0	4,4
340	9,0	3,98
350	8,0	3,5
360	7.2	3,2
370	6,4	2,8
380	5,7	2,5
390	5,0	2,2
400	4.8	2,1

Табл.2 Експериментални данни, получени при получени при обработка на тръба с диаметър 114mm.

Lt mm	**U_p [mV]**	**B [mT]**
5	401,4	176,06
10	392,7	172,58
15	330,7	146,9
20	267,3	120,67
25	190,6	88,9
30	150,9	72,48
35	118,2	58,9
40	95,4	49,33

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Резултатите от изследване на работата на устройство за размагнитване на стоманени тръби дават основание за следните по-важни изводи:

- чрез моделиране на процесите е възможно да се направи оценка за приложимостта на устройството;
- теоретичните и експериментални резултати се различават съществено за режим на празен ход, което е свързано с: влияние на всички неточности при изработване на образеца, смущаващи въздействия от външни източници;
- режимът на натоварване (наличие на феромагнитен материал в работното пространство) изключва или съществено намалява влиянието на смущаващите въздействия, което особено се проявява при големи диаметри на тръби.

Представеният двумерен осово-симетричен модел има възможности за анализ на магнитното поле на отворени електромагнитни системи. Получените резултатите могат да се използуват за проектиране на съоръжения от този вид.

Използвана литература:
[1]. Александров А. **Компютърно проектиране на електрически апарати.** София, Авангард Прима, 2004
[2].Кувалдин А.Б., **Индукционный нагрев ферромагнитной стали**, Москва, Энергоатомиздат, 1988
[3].Немков В.С., Демидович В.Б., **Теория и расчет устройств индукционного нагрева**, Ленинград, Энергоатом издат, 1988
[4]. Ячев И., И. Маринова. **Числени методи и моделиране на вериги и полета.** ТУ-София 2007.
[5]. Ячев И., И. Маринова. **Числени методи и моделиране на вериги и полета – ръководство за лабораторни упражнения.** ТУ-София 2007.
[6]. http://comsol.com

За контакти:
д-р инж. Христофор Тахрилов – доцент в катедра "Електротехника и електротехнологии" на ТУ Варна (тел. 052/383323). Работи в областите на електротехнологиите и възобновяеми енергийни източници. e-mail: h.tahrilov@gmail.com.
д-р инж. Борислав Димитров – главен асистент в катедра "Електротехника и електротехнологии" на ТУ Варна (тел. 052/383540). Работи в областите електрическите апарати и възобновяеми енергийни източници. e-mail: bdimitrov@processmodeling.org.

ОЦЕНКА НА ИЗОЛАЦИЯТА НА СИЛОВИТЕ ТРАНСФОРМАТОРИ ЧРЕЗ МОДЕЛИРАНЕ НА КОМПЛЕКСНАТА ХАРТИЕНО-МАСЛЕНА СТРУКТУРА

Кольо Тасев, Антон Василев

EVALUATION OF POWER TRANSFORMER'S INSULATION BY MODELING OF COMPLEX OIL-PAPER STRUCTURE

Abstract: Reliable work of power transformer depends exceptionally from condition of its insulation system. Insulation systems of today's power transformers are complicated combination from great number of constructive elements formed differently. Power transformers with oil-paper insulation have been used predominantly since the beginning of the last century. This paper presents some possibilities for more detailed investigation of transformer's insulation system. It can be made through relevant methodology based on some results from performed measurements on some real objects. The results could be useful for the making of more correct diagnosis to the cellulose components in transformers insulation.

Keywords: силови трансформатори, хартиено-маслена изолация, комплексна структура, електропроводимост, моделиране, power transformers, oil-paper insulation, complex structure, conductivity, modeling.

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Изолационните системи на силовите трансформатори са критично звено във функционирането на електроенергийната система, поради което са обект на особено внимание. В големите и средни силови трансформатори се влагат тонове твърда изолация (хартия), под формата на различни целулозни продукти, която старее, а е практически не възстановима в експлоатационни условия. Твърдата изолация се диагностира трудно, а с това се редуцира надеждностна при експлоатацията на трансформаторите.

Електрическите методи за диагностиране на изолационните системи са относително технологични и с възможност за широко приложение. Фундамент на електрическите методи са диелектричните характеристики електропроводимост, диелектрична проницаемост и диелектричната реакция на изолацията. Въпреки, че тези характеристики зависят пряко от състоянието на изолационната система, диагностирането чрез тях е винаги подчинено на информационен недостиг. Най-често обектите на диагностиране са сложно конфигурирани системи, при които е налице липса на ясно дефинирани закономерности между диелектричните характеристики и степента на влошаване. В общият случай информативността на диелектричните характеристики се свежда до получаване на качествени оценки на състоянието на изолацията, въз основа на косвени и емпирично установени зависимости.

При трансформаторните изолационни системи, наличието на комплексна комбинация от различни по структура и форма материали, внася допълнителна неопределеност при тълкуване на данните от измерванията, особено при липса конструктивна информация. Неотчитането на специфичното състояние и на относителните количества на компонентите в изолационната конструкция може значително да отдалечи крайните резултати от актуалните им значения.

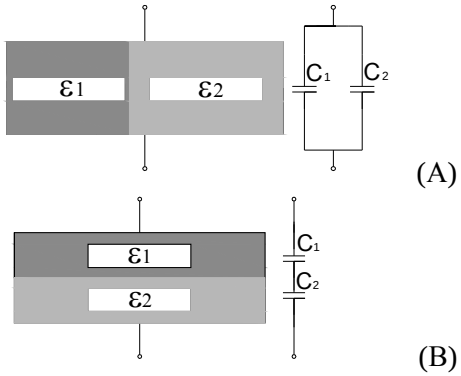
Принос в тази посока, може да бъде извлечен от анализа на поведението на добре дефинирани модели на изолационни конструкции или т.н. подход на еквивалентните преобразувания. Така чрез моделирането на разнородни изолационни конструкции, изхождайки от съотношенията между компонентите, може да се разграничи характера на тяхното въздействие, върху интегралното поведение на системата. По този начин могат да се формират алгоритми за диференцирано разглеждане на резултатите от измерванията, с цел оценяване на състоянието на компонентите на трансформаторната изолация и, най-вече, за да се отдели

информация за състоянието на твърдата фаза – хартията.

II. ОСНОВЕН ТЕКСТ

1. *РАЗНОРОДНИ ДИЕЛЕКТРИЦИ*

Използваните в практиката изолационни системи са по технологични причини най-често разнородни, т.е. представляват комбинация от няколко различни диелектрика. От това произтичат редица теоретични и практически проблеми при определянето на основните диелектричните характеристики на смесената изолация. Целта е да се установят взаимни зависимости между резултантните диелектрични характеристики и индивидуалните характеристики на компонентите, съобразно с количествените им съотношения и специфичното им геометрично разпределение. На фиг. 1 са дадени два елементарни примера за смесена изолация от различни диелектрици, подредени съответно паралелно и последователно.



Фиг.1. Кондензатор, съдържащ два диелектрика ε1 и ε2, с различно разпределение: (A) паралелно и (B) последователно.

Резултантната диелектрична проницаемост εeff може да се изрази, съответно за паралелно (фиг.1.A) и последователно (фиг.1.B) подреждане, като

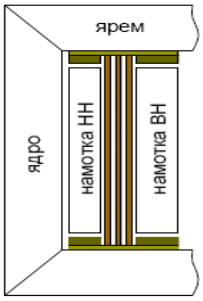
$$\varepsilon_{eff} = \sum_{i=1}^{N} \left(\varepsilon_i . w_i \right) \qquad (1)$$

$$\frac{1}{\varepsilon_{eff}} = \sum_{i=1}^{N} \left(\frac{w_i}{\varepsilon_i} \right) \qquad (2)$$

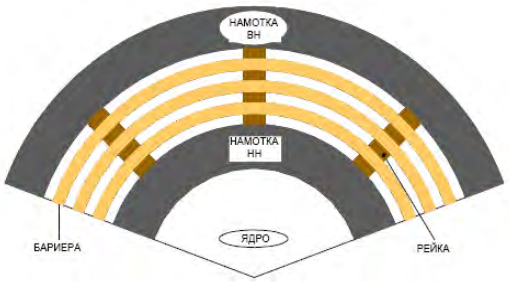
Често реалните изолационни системи представляват комплексна (статистически групирана) комбинация от няколко диелектрика със смесено подреждане. В такива случаи, при определянето на резултантните характеристики, се използват различни емпирични формулировки (Lichtnecker-Rother, Landau-Lifshitz, Maxwell-Wagner и др.) [7]. При хартиено-маслените изолационни системи на съоръженията за високо напрежение и по-специално на силовите трансформатори приложение при изразяването на характеристиките намира еквивалентирането на смесената изолация, със структурни модели от т.н. тип X-Y.

2. *МОДЕЛИРАНЕ НА ТРАНСФОРМАТОРНА ИЗОЛАЦИЯ*

Моделът X-Y е интерпретация на главна изолация на силов трансформатор, масло-бариерен тип (фиг.2, фиг.3).

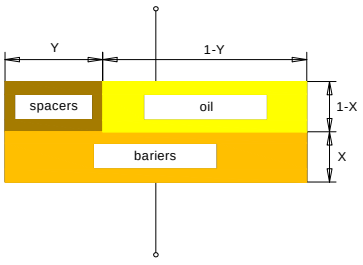


Фиг. 2.

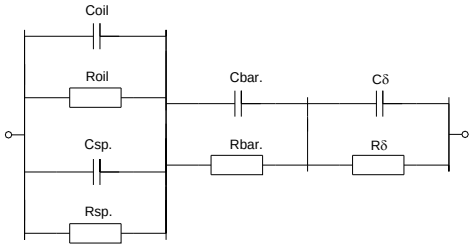


Фиг. 3.

Компонентите на трансформаторната изолацията се представят, като съсредоточени, с цел определяне на количествените им съотношения (фиг.4).



Фиг. 4.



Фиг. 5.

$$X = \frac{\Sigma T_{bar.i}}{W_{duct}} \quad (3)$$

$$Y = \frac{\Sigma W_{spa.i}}{P_{duct}} \quad (4)$$

където X и Y са параметри, дефиниращи съответно дебелината на бариерите и ширината на дистанциращите рейки в пространството между двете намотки (формиращи маслените канали). За определяне на резултантните характеристики εr и σr, компонентите на системата се представят чрез заместваща електрическа схема, без отчитане на влиянието на поляризационните вериги (фиг.5). За напречните капацитети може да се използва израза за плосък кондензатор. От (5) и (6) и от фиг. 5 се извеждат съответните изрази за εr и σr в системата X – Y.

$$C = \varepsilon_0 . \varepsilon_r . \frac{S}{d} \quad (5)$$

$$R = \frac{d}{\sigma . S} \quad (6)$$

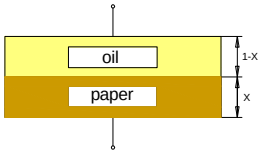
$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon_\delta . \varepsilon_{bar.} . \left[(1-Y) . \varepsilon_{oil} + Y . \varepsilon_{sp} \right]}{\left(\delta_\Sigma . \varepsilon_{bar.} + X . \varepsilon_\delta \right) . \left[(1-Y) . \varepsilon_{oil} + Y . \varepsilon_{sp} \right] + \varepsilon_\delta . \varepsilon_{bar.} . \left[1 - \left(X + \delta_\Sigma \right) \right]} \quad (7)$$

$$\sigma_r = \frac{\sigma_\delta . \sigma_{bar.} . \left[(1-Y) . \sigma_{oil} + Y . \sigma_{sp} \right]}{\left(\delta_\Sigma . \sigma_{bar.} + X . \sigma_\delta \right) . \left[(1-Y) . \sigma_{oil} + Y . \sigma_{sp} \right] + \sigma_\delta . \sigma_{bar.} . \left[1 - \left(X + \delta_\Sigma \right) \right]} \quad (8)$$

По този начин могат да се получат изрази за коефициента на диелектрични загуби и за специфичната електрическа проводимост на хартията, от където да се извлече информация за степента на влошаване на твърдата изолация.

Главен недостатък на модела X-Y е, че за анализа са необходими данни за геометрията на изолационната система, каквито често липсват. Затова се налага да се правят допълнителни опростяващи допускания. Установено е например, че в повечето случаи поведението на системата X-Y се определя предимно от количеството на бариерите и от тези на маслото. Следователно, може да се допусне, че въздействието на рейките върху крайния резултат от анализа чрез този модел е относително слабо. Поради това моделът X-Y може да се редуцира до опростения модел – X, при запазване на допустими стойности на резултантната грешка [8].

Моделът – X е изразяване на двукомпонентна хартиено-маслена изолация, където X е относителното количество на хартията.



Фигура 6.

Аналогично на предходния случай, чрез съответната заместваща схема на системата, се получават изрази за резултантните диелектрични характеристики, а също и за тези на хартията.

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon_{pap.} . \varepsilon_{oil}}{\varepsilon_{pap.} . (1-X) + \varepsilon_{oil} . X} \quad (9)$$

$$\sigma_r = \frac{\sigma_{pap.} . \sigma_{oil}}{\sigma_{pap.} . (1-X) + \sigma_{oil} . X} \quad (10)$$

В случаите когато σoil >> σpap. или ако σpap. >> σoil, израза за резултантната σr може да се редуцира до съответните изрази:

$$\sigma_r \approx \frac{\sigma_{pressb.}}{X} \quad (11)$$

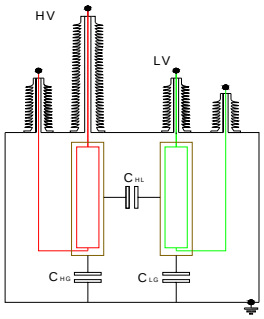
$$\sigma_r \approx \frac{\sigma_{oil}}{(1-X)} \quad (12)$$

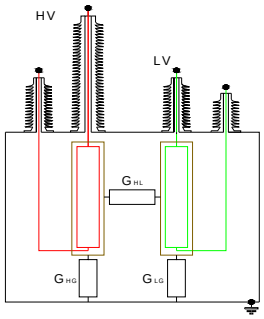
Стойността на относителното количество X може да се определи

експериментално, чрез съответен алгоритъм. Също така, ако липсва информация относно X, с известно приближение за най-често използваните видове трансформаторна изолация може да се приеме стойност X=0,5.

3. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА ЧАСТ

С цел да се установи приложимостта на разгледания подход за оценка на състоянието на трансформаторната изолация, е направен експериментален анализ по показатели от измервания на реални силови трансформатори (T1÷T5).





Фиг 7.

Чрез използваните схеми за измерване са получени данни за диелектричните характеристики на основните изолационни междини в трансформатора (фиг. 7). В таблици 1 и 2, са дарени резултати от анализа, по една от схемите.

Таблица 1. Данни от измерванията.

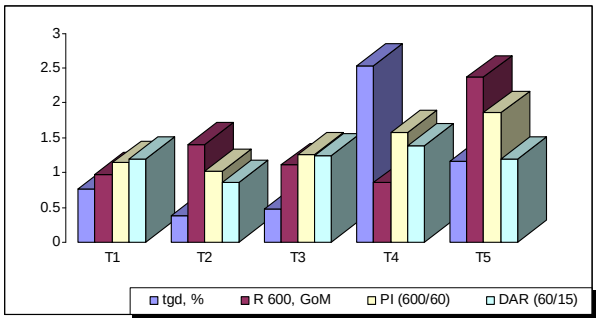
№	object	T1	T2	T3	T4	T5
1	meas. scheme	HV-LV+G	HV-LV+G	HV-LV+G	HV-LV+G	HV-LV+G
2	T top, °C	24.5	40	18.8	22	27.5
3	T bottom samp.°C	16	21.4	14.3	17	19.7
4	tgδ	0.77	0.38	0.48	2.54	1.17
5	C meas, pF	9814	8162	9640	4401	3785
6	U meas, DC	2655	2651	2655	2654	2650
7	I 600, nA	2730	1890	2390	3110	1120
8	DAR (60/15)	1.2	0.86	1.24	1.39	1.2
9	PI (600/60)	1.14	1.02	1.26	1.58	1.86
10	R 600, GΩ	0.9725	1.4026	1.1109	0.8534	2.3661
11	R 60, GΩ	0.8531	1.3751	0.8816	0.5401	1.2721
12	tgδoil, %	3.14	0.06	4.52	7.19	4.24
13	C oil meas, pF	131.4	128.7	131.4	133.6	133.1
14	U meas. (t1), V	2117	2116	2120	2120	2117
15	I 1800 (t1), nA	1650	18	2560	4300	1130
16	U meas. (t2), V	2117	2118	2119	2121	2116
17	I 1800 (t2), nA	40.3	4.66	110	217	29.5
18	Tc dom, s	48	21	42.57	59	179
19	Ur max, V	97	37	176.5	305	334
20	Wp (RVM), %	2.4	2.8	2.5	2.3	1.8

Таблица 2. Изчислени параметри.

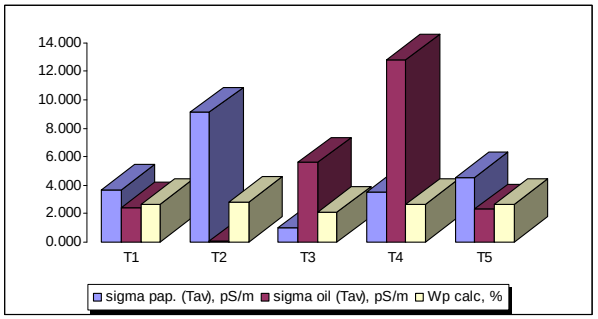
№	object	T1	T2	T3	T4	T5
1	Tav, °C	20.25	30.7	16.55	19.5	23.6
2	σ r (Tav), pS/m	2.84	2.34	2.53	7.28	3.05
3	σ pap. (Tav), pS/m	3.64	9.11	1.03	3.53	4.55
4	σ oil (Tav), pS/m	2.40	0.09	5.59	12.80	2.31
5	Kσpap/oil	1.52	101.25	0.18	0.28	1.97
6	ε̲r (Tav)	3.06	3.03	3.06	3.09	3.08
7	ε̲oil (Tav)	2.16	2.11	2.16	2.19	2.19
8	Wp calc, %	2.66	2.79	2.13	2.67	2.66

4. *АНАЛИЗ НА РЕЗУЛТАТИТЕ*

На фиг. 8 и 9 са показани графики, с основни диелектрични показатели на изследваните обекти.



Фиг. 8.



Фиг. 9.

Резултатите от анализа показват значително влошаване на състоянието на твърдата изолация при T2. Налице са високи стойности на специфична електропроводимост на хартията σpap (изчислената по представената методика). Същото е в явно съответствие с ниските стойности на абсорбционните характеристики (табл.1, поз. 8 и 9), показателни за овлажняване. Независимо от ниската стойности на интегралния показател коефициент на диелектрични загуби tgδ, която от своя страна се дължи на добрите качества и съответните ниски диелектрични загуби на масления състав (табл. 1, поз. 12; табл. 2, поз. 4). Влошаването при T2, се потвърждава и от измерванията по метода RVM (табл. 1, поз. 18÷20).

При T4 се наблюдава влошаване, свързано с високи стойности на диелектричните загуби и на електропроводимостта на изолационното масло, но показателите на твърдата изолация (табл.1, поз. 8 и 9), дефинират относително добро състояние.

Трансформаторът T3 е показателен за твърдата изолация в относително добро състояние, с ниски стойности на tgδ и на σpap. Завишените при T3 стойности на tgδoil и на σoil (табл. 1, поз. 12; табл. 2, поз. 4), се дължат на развити процеси на стареене на маслото, иницииращи разлагане на молекулите, с образуване на полярни примеси и вода. Вследствие на замърсяването на повърхността на хартията с продуктите на стареене, е налице изместване на поляризационните процеси в посока на малките релаксационни времена (табл.1, поз. 8, 9 и 20).

5. *ПРАКТИЧЕСКИ ПРОБЛЕМИ*

Анализът на хартиено-маслени структури, по разгледаната методика, се извършва след приемането на опростяващи допускания, определящи предпоставки за грешка. Съществени са следните обстоятелства, които трябва да се съобразяват:

- Проводимостта се определя на база измерения ток на активна проводимост, протичащ през изолацията за достатъчно дълъг период от време (за затихване на поляризационните процеси), след прилагането на изпитвателното напрежение. В практиката най-често това време е 600 s, за който период е налице специфична за съответния обект

степен на затихване на поляризационния процес. От тук следва грешка, внесена от наличието в измервания ток и на недетерминирана поляризационна компонента;

- Потопена в изолационно масло, импрегнираната твърдата изолация сама по себе си се характеризира с проводимост, различна от тази на същата твърда изолация при премахване на маслото, което е вследствие на изпълването на порестата целулозна структура с импрегнационен състав;

- При импрегнираната твърда изолация се променя характера на поляризационния процес, по отношение на поляризационните механизми и времеконстанти. От тази промяна следва и различна специфична степен на затихване на поляризационния процес, за измервателния период;

- Прилагането на изпитвателно напрежение, установяващо напрегнатост на полето, по-висока от 10 V/mm, определя нелинеен характер на изменение на тока на проводимост, (неподчинен на закона на Ом);

- При реалните обекти са налице множество контури на паралелна проводимост на маслото, обграждащо измервания промеждутък, които внасят допълнителна компонента в израза за резултантната проводимост;

- В условия на постоянно електрическо поле, маслото е характерно с феномена електризация. Вследствие на поляризационния процес носителите на заряди се натрупват върху противоположните полюси. Обикновено процеса затихва относително бързо, но характера му силно зависи от качествата на маслото.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Изолационната система на силовия трансформатор, е съвкупност от елементи и структури, в неравностойно положение, за диагностирането на които все още не са учредени еднозначни параметри. Затова е необходимо да се проследяват систематично по-голям брой диагностични параметри, т.е. да се практикува т.н. многопараметрично диагностиране. Проблемите свързани с определянето на състоянието на твърдата изолация са очевиден факт. Налице е стремеж към нови подходи и стратегии, за повишаване на информативността при диагностиката в това отношение.

Чрез изложения в този доклад подход за анализ е възможно да се направи диференцирана оценка на участието на компонентите от хартиено-маслената комбинация, в резултатите от цялостните електрически измервания. По този начин би могло да се получи информация за състоянието на хартиената изолация. Резултатите от анализа допринасят за известна яснота относно оценъчната стойност на методиката.

LITERATURE:

[1]. Schubert E., Light-Emitting Diodes. New York, Rensselaer Polytechnic Institute, 2006. (10 pt Times New Roman, Style Literature_number)

[1]. Алексеев Б. А., “Контроль состояния (диагностика) крупных силовых трансформаторов” Москва 2002.

[2]. Аракелян В. Г., ”Диагностика состояния изоляции маслонаполненного электрооборудования по влагосодержанию масла”, Электротехника 3/2004.

[3]. Бажанов С. А., Воскресенский В. Ф., “Профилактические изпътания изолации оборудования вьсокого напрежения”, Москва “Энергия”, 1977 г.

[4]. Дачев А. П., Михнев К. К., “Трансформатори – Избрани въпроси от теорията на проектирането”, Техника – София 1982.

[5]. Дюстабнов Г. И., Колев С. С., “Електро-технически материали. Ръководство за лабораторни упражнения”, Техника – София 1971.

[6]. A. G. Schlag, “The Recovery Voltage Method for transformer diagnosis, A short guide to a new test method”. Tettex Instruments.

[7]. A. Helgeson, “Analysis of Dielectric Response Measurement Methods and Dielectric Properties of Resin-Rich Insulation During Processing”, Department of Electric Power Engineering, Division Electrotechnical Design, Stockholm, Sweden.

[8]. C. Ekanayake, “Application of Dielectric Spectroscopy for Estimating Moisture Content in Power Transformers”, Sweden 2003.

[9]. S. M. Gubanski, P. Boss, G. Csépes, V. Der Houhanessian, J. Filippini, P. Guuinic, U. Gäfvert, V. Karius, J. Lapworth, G. Urbani, P. Werelius, W. Zaengl, “Dielectric Response Methods for Diagnostics of Power Transformer”, CIGRÉ Task Force 15.01.09 August 2004.

[10]. Z. T. Yao, T. K. Saha, “Analysis and Modelling of Dielectric Responses of Power Transformer Insulation”, IEEE 2002.

Contacts:

инж. Кольо Тасев, доцент д-р. в Катедра “Електроенергетика” при ЕФ на ТУ-Варна, ул. Студентска №1, 805ЕФ, e-mail: kolio.tasev@tu-varna.edu

инж. Антон Василев, докторант в Катедра “Електроенергетика” при ЕФ на ТУ-Варна,
e-mail: antmadara@abv.bg

КОМПЛЕКСНА ОПТИМИЗАЦИЯ НА ПАРАМЕТРИТЕ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА МРЕЖА ЗА НИСКО И СРЕДНО НАПРЕЖЕНИЕ НА НАСЕЛЕНО МЯСТО, ИЗПЪЛНЕНА С УСУКАНИ ИЗОЛИРАНИ ПРОВОДНИЦИ

Кольо Тасев, Антон Филипов

COMPLEX OPTIMIZATION OF THE PARAMETERS OF LOW AND MEDIUM VOLTAGE ELECTRICAL GRID, IN URBAN LOCATIONS, BUILT WITH AERIAL BUNDLED CONDUCTORS

Abstract: Technical and economical model for complex optimization of distribution network, built with aerial bundled conductors, is developed. Results for the most appropriate combination for the cross-section of 0,4 kV and 20 kV lines, the number of the cable lines outgoing from the local substation, and the power capacity of each transformer substation 20/0,4 kV are obtained.
Keywords: електрически разпределителни мрежи, усукани изолирани проводници. Distribution networks, aerial bundled conductors.

I. ВЪВЕДЕНИЕ

През последните години на територията на малките градове, във вилните зони и на други населени места с ниско и средноетажно строителство бързо навлиза изграждането на електрически разпределителни мрежи за ниско и средно напрежение с усукани изолирани проводници. От натрупания опит е известно, че в тези райони повърхностната плътност на електрическия товар се изменя в интервал от 0,1 до 3 MW/km². В предходните десетилетия там са изграждани изключително въздушни електропроводни линии и трансформаторни постове от закрит тип.

Основна задача на настоящата разработка се явява създаването на комплексен технико-икономически модел на разпределителна мрежа за средно и ниско напрежение, изпълнена с усукани изолирани проводници и оптимизирането на нейните параметри. По конкретно, за разглежданата мрежа се оптимизират:

- сечението на проводниците на линии НН (f, mm²);
- сечението на проводниците на линии СН (F, mm²);
- мощността на трансформаторните постове СН/НН ($S_{ТП}$);

Когато са определени оптималните значения за тези параметри, чрез допълнителни изчисления, се определят оптималния брой трансформаторните постове ($N_{ТП}$), които трябва да се поставят на територията на населеното място, и оптималния брой трансформаторни постове ($M_{ТП}$), които трябва да се присъединят към един извод СН.

II. ОСНОВЕН ТЕКСТ

При построяването, анализа и изследването на комплексния технико-икономически модел за оптимизиране на параметрите на разпределителната мрежа се приема, че населеното място се захранва само от една подстанция ВН/СН, електрическият товар е равномерно разпределен по цялата площ, площта на района, който се обслужва от един ТП, има форма на квадрат, номиналното напрежение на мрежа СН е равно на 20 kV. Всички линии НН са изпълнени с еднакво сечение f, а линиите СН – с еднакво сечение F. Приема се, че от предварителни проучвания и изчисления са известни значенията на повърхностната плътност на товара $\sigma_н$ с размерност MW/km² и пълната мощност на максималния товар на населеното място $S_{НМ}$, изразена в kVA.

Основен критерий за намиране на оптималните значения на оптимизираните параметри са сумарните приведени разходи $P_{НМ}$ за разпределителната мрежа на населеното място,

$$P_{НМ} = P_{НН} + P_{СН} + P_{ТП},$$

където $P_{НН}$ са приведените разходи за мрежа НН; $P_{СН}$ са приведените разходи за мрежа СН; $P_{ТП}$ - приведени разходи за ТП.

При така посочените допускания и предпоставки са изведени апроксимиращи зависимости за сумарната дължина на линиите НН и СН, капиталните вложения за тяхното закупуване, доставяне и изграждане, сумарните загуби на мощност и енергия в линиите и ТП за цялото населено място. Използвани са материали от [1], [2], [3] и др.

Пълните сумарни приведени разходи за разпределителната мрежа на населеното място, в общ вид, се получават,

$$P_{НМ} = A_1.f^{0,13} + A_2.S_{ТП}^{1,4}.f^{-1} + A_3.S_{ТП}^{-0,5} + A_4.F + A_5.F^{-1} + A_6.S_{ТП}^{-0,23} \quad (1)$$

Представените в буквен вид коефициенти $A_1, A_2, A_3, ..., A_6$ се явяват функции на повърхностната плътност на товара, на сумарния товар на населеното място, площта за елементарен потребител на ниво НН, стойността на загубената енергия в линиите и трансформаторите, парите за закупуването и изграждането на мрежата с усукани проводници, разходи за изграждането на трансформаторните постове и др.

За началния етап на изследването ще се проведе безусловна оптимизация на целевата функция – т.е., към нея няма да се извеждат допълнително технически ограничения. Тъй като получената целева функция е нелинейна и многопараметрична, за нейното изследване, на принципа на критериалното програмиране, е разработена диалогова система за 16-битов персонален компютър. Анализът на закономерностите за оптималните параметри на възприетата мрежа се базира на разглеждането на 240 варианта, отличаващи се един от друг по своята начална повърхностна плътност на товара, началната мощност на товара на населеното място и размерите на площта, на която се разполага един елементарен потребител от мрежа НН.

За изследването на целевата функция, в съответствие с изискванията на критериалното програмиране, се съставя матрица на степенните показатели на оптимизираните параметри, която за тук разглеждания случай има следния вид:

$$\begin{bmatrix} 0 & 1,4 & -0,5 & 0 & 0 & -0,23 \\ 0,13 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{ТП} \\ f \\ F \\ P_{НМ} \end{bmatrix}$$

Получените резултати за няколко от вариантите, за които мощността на населеното място е прието да е равна на 4000 kVA, при безусловно оптимизиране на целевата функция, са показани в табл. 1.

Таблица 1. Резултати от безусловно оптимизиране на целевата функция.

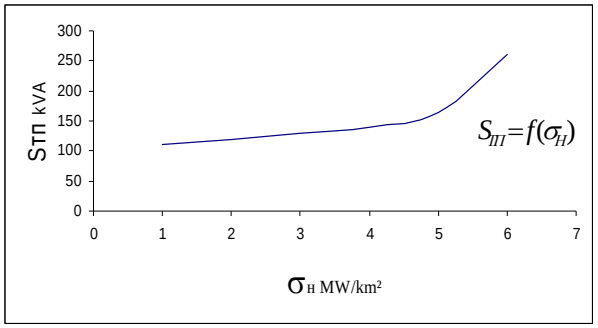
$\sigma_н$	MW/km^2	0,1	0,5	1	1,5	2	3	4
$S_{ТП}$	kVA	3,4	14	31	52	85	150	260
f	mm^2	0,4	0,5	2,1	5,1	11	28	55
F	mm^2	16	16	16	16	16	16	16

При безусловното оптимизиране значенията за трите оптимизирани параметри се получиха значително по-малки от възприетите в действащите разпределителни мрежи и затова тези резултати не са подходящи за практиката. Това особено се отнася за малките значения на $\sigma_н$. Когато повърхностната плътност надвиши 1 MW/km², сравнително приемливи стават само значенията на оптималната мощност на ТП. За преодоляването на тези незадоволителни резултати към целевата функция, допълнително, са изведени технически ограничения във вид на 6 неравенства. Чрез тях се контролира спазването на следните условия: допустима загуба на напрежение в мрежа НН, допустим ток на нагряване на усуканите проводници в мрежа НН, минимално и максимално допустими сечения на проводниците в електрическите мрежи за НН и СН. С така посочените ограничения са повторени изчисленията за разгледаните варианти от табл. 1. Новите резултати се съдържат в табл. 2.

Таблица 2. Резултати от оптимизирането на целевата функция с отчитането на 6 технически ограничения.

$\sigma_н$	MW/km²	0,1	0,5	1	2	3	4
$S_{ТП}$	kVA	110	120	130	140	150	260
f	mm²	25	25	25	25	28	55
F	mm²	35	35	35	35	35	35

На фиг. 1 графично е показано изменението на мощността на трансформаторните постове в зависимост от големината на повърхностната плътност на товара на населеното място.



Фиг. 1. Оптимални резултати за мощността на ТП

С нарастването на $\sigma_н$ от 0,1 до 4 MW/km² оптималната мощност също нараства от 110 до 260 kVA. За интервала от 0,1 до 2 MW/km² зависимоста е много близка до права линия, като заедно с това, е активно и ограничението по минимално допустимо сечение на проводниците в мрежа НН ($f_{\min}=25$ mm²), а загубите на напрежение в мрежа НН се получават по-малки от допустимите. Когато $\sigma_н$ надвиши 2 MW/km² ограничението по $f_{\min}=25$ отпада, а мощността нараства по параболична зависимост.

Макар и доста по-слабо, големината на оптималната мощност на ТП зависи и от големината на площта на елементарния потребител. За разгледаните случаи се установи, че с намалянето на тази площ мощността на ТП нараства. Оптималната мощност на ТП не зависи от мощността на населеното място.

За целия изследван диапазон на $\sigma_н$ оптималното сечение на мрежа СН (табл.2) се определя винаги от условието за минимално допустимо сечение ($F_{\min}=35$ mm²). Този резултат се обяснява с малката мощност на населеното място ($S_{НМ}$ =4000 kVA). Когато $S_{НМ}$ се увеличи на 6000, 8000, 10000 kVA сечението на проводниците в мрежа СН се увеличава, но се променя незначително от изменението на повърхностната плътност на товара.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработен е технико-икономически модел за комплексна оптимизация на разпределителна мрежа на населено място, изпълнена с усукани изолирани проводници. Той позволява да се определи най-подходящата комбинация на сечения на линиите НН и СН, броя на кабелните изводи, излизащи от районната подстанция, както и мощността на отделния трансформаторен пост 20/0,4 kV.

LITERATURE:

[1]. Тасев К. Оптимални параметри на въздушни разпределителни мрежи на населени места, Научна сесия на ВМЕИ – Варна, 1984.

[2]. Влъчков П., Тасев К., Комплексна оптимизация на параметрите на разпределителна мрежа на населено място, изпълнена с въздушни линии НН и кабелни линии СН, Юбилейна научна сесия на ВМЕИ “Ленин” – София, секция V, 1985.

[3]. Захариев В., Генков Н., Нормативни документи за проектиране и строителство, том 2. Електрически мрежи с усукани изолирани проводници, София, АВС Техника, 2000.

[4]. Наредба №3 от 9 юни 2004 г. за устройството на електрическите уредби и електропроводните линии, София, „Перфект консулт” – ООД, 2004.

Contacts:

инж. Кольо Тасев, доцент д-р. в Катедра “Електроенергетика” при ЕФ на ТУ-Варна, ул. Студентска №1, 805ЕФ, e-mail: kolio.tasev@tu-varna.edu

инж. Антон Филипов, гл. ас. в Катедра “Електроенергетика” при ЕФ на ТУ-Варна, ул. Студентска №1, Phone: +359-895653290, Email: filipov@tu-varna.bg

FORCE CHARACTERISTICS OF AN ELECTROMAGNETIC ACTUATOR FOR BRAILLE SCREEN

Ivan Yatchev, Krastio Hinov, Vultchan Gueorgiev, Dimitar Karastoyanov, Iosko Balabozov

Abstract: Static force characteristics of recently developed permanent magnet linear actuator for driving a needle in Braille screen are presented. The study is carried out using the finite element method. FEMM program and Lua script® language are used for the computations. The holding force at the end position of the mover is verified experimentally.
Keywords: Actuators, permanent magnets, finite element method, Braille screen

I. INTRODUCTION

Permanent magnets have been intensively used in the constructions of different actuators in recent years. One of the reasons for their application is the possibility for development of energy efficient actuators. New constructions of permanent magnet actuators are employed for different purposes. One such purpose is the facilitation of perception of images by visually impaired people using the so called Braille screens. Recently, different approaches have been utilized for the actuators used to move Braille dots [1-9]. A linear magnetic actuator designed for a portable Braille display application is presented in [1]. Actuators based on piezoelectric linear motors are given in [2], [3]. A phase-change microactuator is presented in [4] for use in a dynamic Braille display. Similar principle is employed in [6], where actuation mechanism using metal with a low melting point is proposed. In [7], Braille code display device with a polydimethylsiloxane membrane and thermopneumatic actuator is presented. Braille sheet display is presented in [8] and has been successfully manufactured on a plastic film by integrating a plastic sheet actuator array with a high-quality organic transistor active matrix. A new mechanism of the Braille display unit based on the inverse principle of the tuned mass damper is presented in [9]. Different electromagnetic actuators have been studied by the authors in [10,11].

In the present paper, recently developed permanent magnet linear actuator for driving a needle (dot) in Braille screen is studied and its magnetic field and static force-stroke characteristics have been obtained using the finite element method.

II. ACTUATOR CONSTRUCTION

The principal actuator construction is shown in Fig. 1. The moving part is axially magnetized cylindrical permanent magnet.

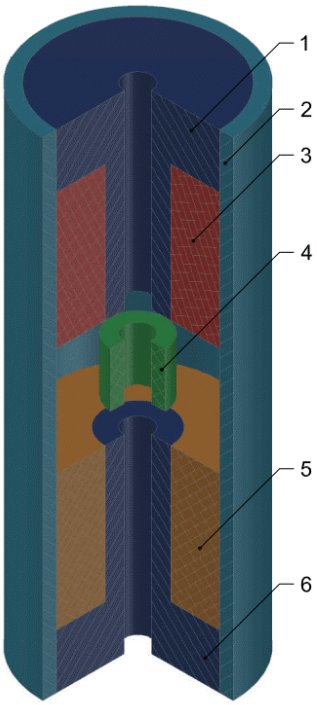


Figure 1. Principal construction of the studied actuator
1 – upper core; 2 – outer core; 3 – upper coil; 4 – moving permanent magnet; 5 – lower coil; 6 – lower core

The two coils are connected in series in such way that they create magnetic flux of opposite directions in the region of the permanent magnet. In this way, depending on the polarity of the power supply, the permanent magnet will move either up or down. When motion up is needed, the upper coil should create flux in the air gap coinciding with the flux of the permanent magnet. Lower coil at the same time will create opposite flux and the permanent magnet will move in upper direction. When motion down is needed, the polarity of the power supply is reversed. The motion is transferred to the Braille dot using non-magnetic shaft, not shown in Fig. 1

The actuator features increased energy efficiency, as the need of power supply is only during the switching between the two end positions of the mover. In each end position, the permanent magnet creates holding force, which keeps the mover in this position.

III. FINITE ELEMENT MODELLING

Magnetic field of the actuator is modelled using the finite element method and the program FEMM [12]. For speeding-up the computations, Lua Script® is employed. Axisymmetric model is adopted as the actuator feature rotational symmetry. The electromagnetic force acting on the moving permanent magnet is obtained using the weighted stress tensor approach.

An example of the flux lines distribution is shown in Fig. 2. In this case, the force on the magnet is in upward direction

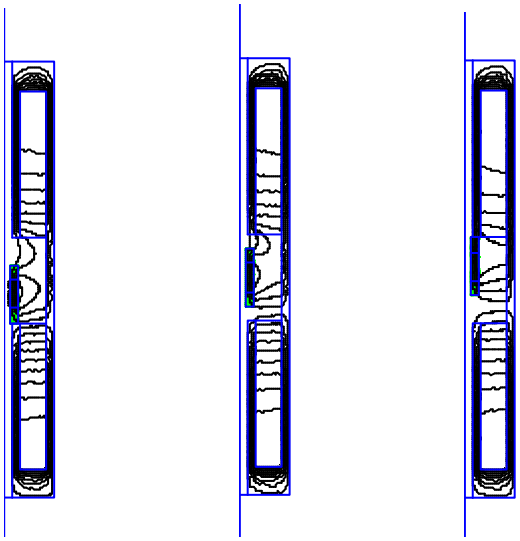


Figure 2. Typical flux lines distribution for three different mover positions

IV. STATIC FORCE CHARACTERISTICS

The static force characteristics are obtained for different construction parameters of the actuator. The outer diameter of the core is 7 mm. The air gap between the upper and lower core, the length of the permanent magnet and the coils height have been varied.

In Figs. 3-18, the force-stroke characteristics are given for different values of the permanent magnet height hm, coil height hw, magnetomotive force Iw and apparent current density in the coils J. With c1 and c2, supply of the coils is denoted. “c1=-1, c2=1” means supply for motion up; “c1=1;c2=-1” – motion down, “c1=0, c2=0” – no current in the coil, i.e. this is the force due only to the permanent magnet.

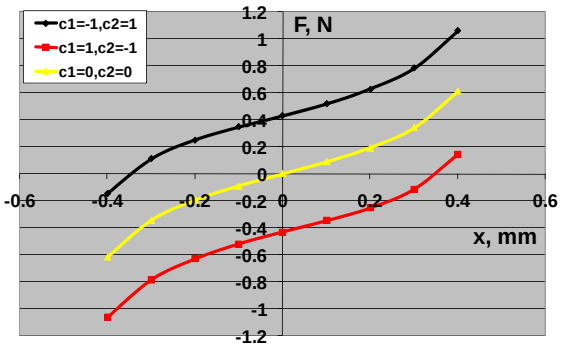


Figure 3. Force-stroke characteristics for hm=2mm, δ=3mm, hw=5mm, Iw=180A, J=20A/mm^2

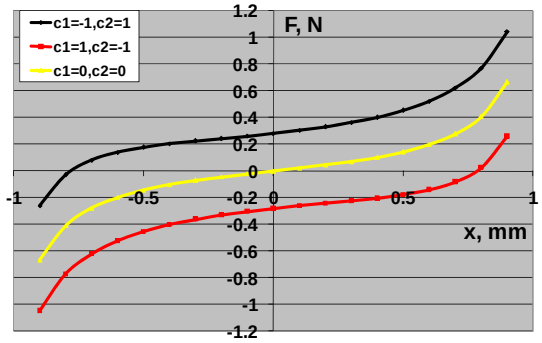


Figure 4. Force-stroke characteristics for hm=2mm, δ=4mm, hw=5mm, Iw=180A, J=20A/mm^2

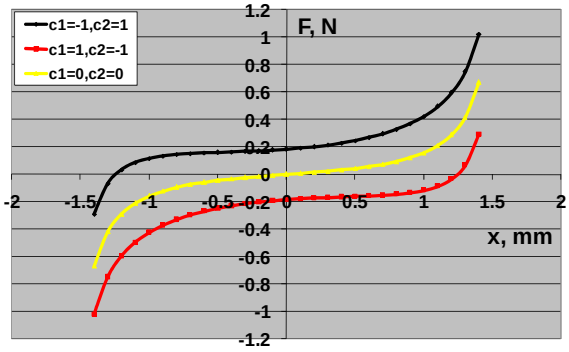


Figure 5. Force-stroke characteristics for hm=2mm, δ=5mm, hw=5mm, Iw=180A, J=20A/mm^2

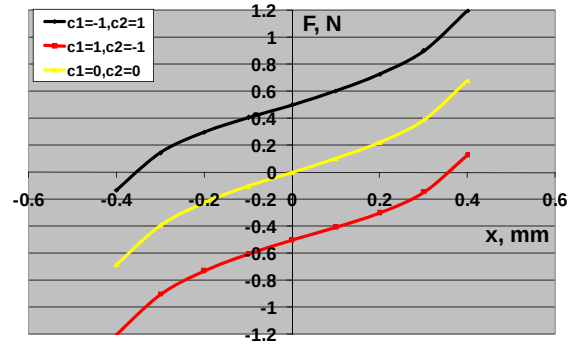


Figure 6. Force-stroke characteristics for hm=3mm, δ=4mm, hw=5mm, Iw=180A, J=20A/mm^2

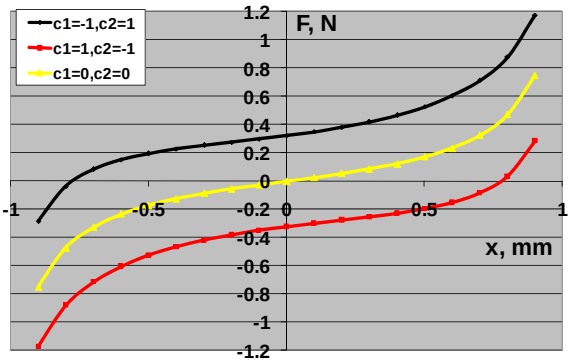


Figure 7. Force-stroke characteristics for hm=3mm, δ=5mm, hw=5mm, Iw=180A, J=20A/mm^2

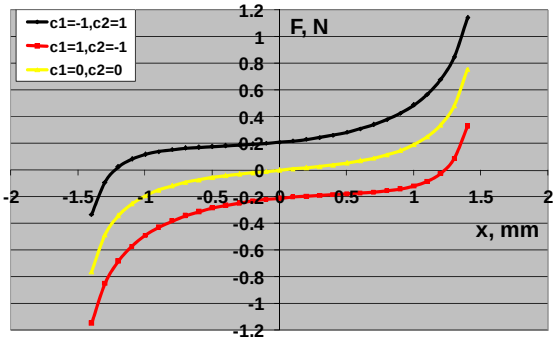


Figure 8. Force-stroke characteristics for hm=3mm, δ=6mm, hw=5mm, Iw=180A, J=20A/mm^2

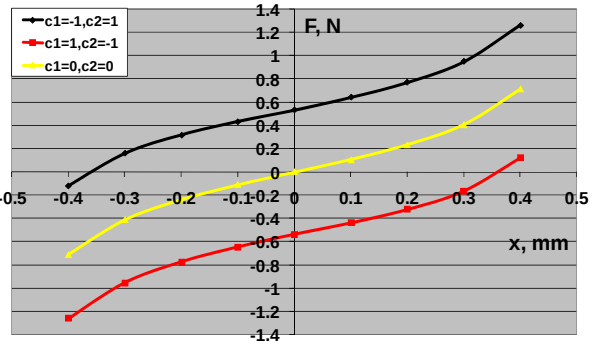


Figure 9. Force-stroke characteristics for hm=4mm, δ=5mm, hw=5mm, Iw=180A, J=20A/mm^2

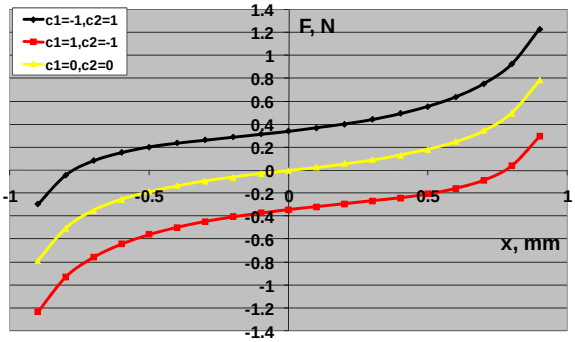


Figure 10. Force-stroke characteristics for hm=4mm, δ=6mm, hw=5mm, Iw=180A, J=20A/mm^2

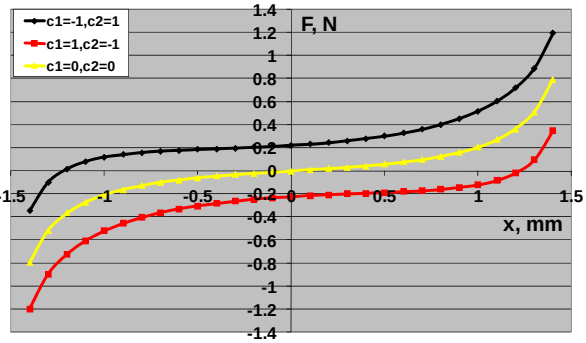


Figure 11. Force-stroke characteristics for hm=4mm, δ=7mm, hw=5mm, Iw=180A, J=20A/mm^2

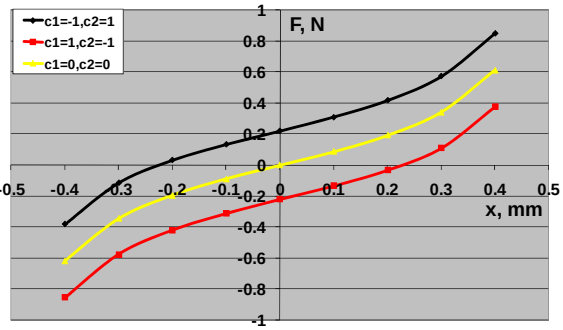


Figure 12. Force-stroke characteristics for hm=2mm, δ=3mm, hw=5mm, Iw=90A, J=10A/mm^2

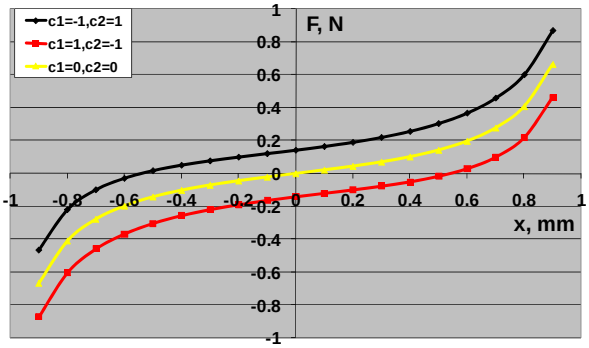


Figure 13. Force-stroke characteristics for hm=2mm, δ=4mm, hw=5mm, Iw=90A, J=10A/mm^2

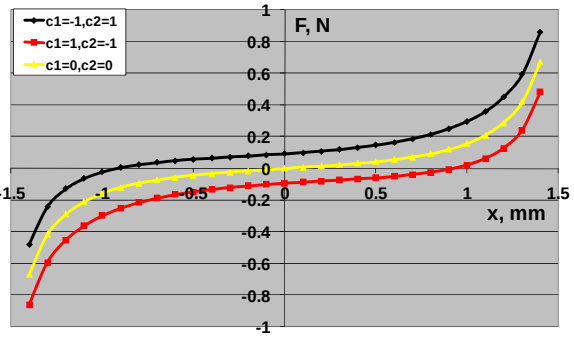


Figure 14. Force-stroke characteristics for hm=2mm, δ=5mm, hw=5mm, Iw=90A, J=10A/mm^2

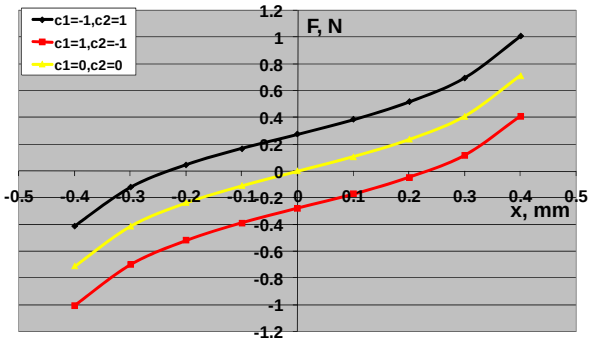


Figure 15. Force-stroke characteristics for hm=4mm, δ=5mm, hw=5mm, Iw=90A, J=10A/mm^2

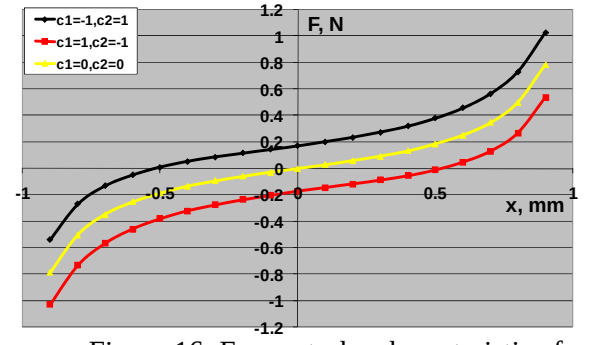


Figure 16. Force-stroke characteristics for hm=4mm, δ=6mm, hw=5mm, Iw=90A, J=10A/mm^2

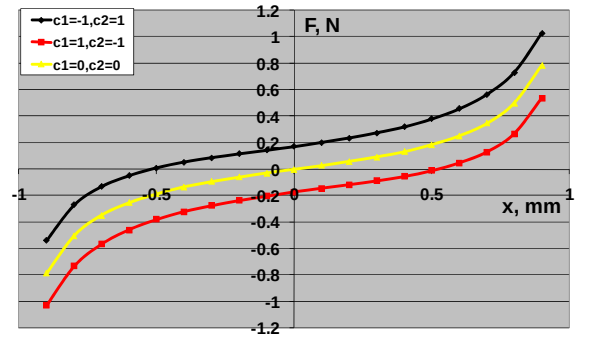


Figure 18. Force-stroke characteristics for hm=2mm, δ=5mm, hw=10mm, Iw=180A, J=10A/mm^2

As seen, the major part of the characteristics are suitable for Braille screen application. The holding force for the case of hm=2mm, δ=6mm was experimentally verified.

V. CONCLUSION

The developed actuator has static force characteristics which are suitable for Braille screen application. Further study will include optimization of the actuator and estimation of its dynamic charactreristics.

ACKNOWLEDGMENTS

The research was sponsored by The Bulgarian National Scientific Research Fund, Grant No ID 0044/2009.

LITERATURE

[1] Nobels T., F. Allemeersch, K. Hameyer, "Design of a High Power Density Electromagnetic Actuator for a Portable Braille Display." International Conference EPE-PEMC 2002, Dubrovnik & Cavtat, 2002.

[2] Cho H.-C., B.-S. Kim, J.-J. Park, J.-B. Song, "Development of a Braille Display using Piezoelectric Linear Motors." International Joint Conference SICE-ICASE, 2006, pp. 1917-1921.

[3] Hernandez H., E. Preza, R. Velazquez, "Characterization of a Piezoelectric Ultrasonic Linear Motor for Braille Displays." Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference CERMA 2009. pp. 402-407.

[4] Green S., B. Gregory, N. Gupta, "Dynamic Braille Display Utilizing Phase-Change Microactuators." 5th IEEE Conference on Sensors, 2006, pp. 307-310.

[5] Nakashige M., K. Hirota, M. Hirose, "Linear actuator for high-resolution tactile display." 13th IEEE International Workshop on Robot and Human Interactive Communication ROMAN 2004, pp. 587-590.

[6] Chaves D., I. Peixoto, A.C.O. Lima, M. Vieira, C.J. de Araujo, "Microtuators of SMA for Braille display system." IEEE International Workshop on Medical Measurements and Applications. MeMeA 2009, pp. 64-68.

[7] Kwon H.-J., S. W. Lee, S.S. Lee, "Braille code display device with a PDMS membrane and thermopneumatic actuator." 21st IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems MEMS 2008, pp. 527-530.

[8] Kato Y. et al., "A flexible, lightweight Braille sheet display with plastic actuators driven by an organic field-effect transistor active matrix." IEEE International Electron Devices Meeting, 2005

[9] Kawaguchi Y., K. Ioi, Y. Ohtsubo, "Design of new Braille display using inverse principle of tuned mass damper." Proceedings of SICE Annual Conference 2010, pp. 379-383.

[10] Yatchev I. et al. Finite element modelling of electromagnets for Braille screen. Proceedings of PES 2011 Conference, Nis, Serbia, 2011.

[11] Yatchev I. et al. Static force characteristics of electromagnetic actuators for Braille screen. Facta Universitatis, Ser.: Elec. Energ. vol. 24, no. 2, August 2011, 157-167.

[12] Meeker D., "Finite element method magnetics version 3.4", User's Manual, 2005.

Contacts:

Ivan Yatchev, Krastio Hinov, Vultchan Gueorgiev, Iosko Balabozov – Faculty of Electrical Engineering, Technical University of Sofia, 8, Kliment Ohridsky Blvd., 1000 Sofia, Bulgaria

Email: {yatchev,k_hinov,vulchy}@tu-sofia.bg, i.balabozov@gmail.com

Dimitar Karastoyanov – Institute of Information and Communication Technologies, Bulgarian Academy of Sciences, Acad. G. Bonchev St., Block 2, 1113 Sofia, Bulgaria,

E-mail: dkarast@iinf.bas.bg

ecotherm®

Тиглови пещи за топене и поддържане
Crucible furnaces for melting and holding



TE 40/13

Стационарни и наклоняеми електросъпротивителни тиглови пещи за топене и поддържане на цветни метали

- Отлична топлинна изолация
- Нагревателна система в комбинация от керамични тръби и носачи със свободно излъчващи нагреватели
- Късо време за разгряване
- Нисък разход на електроенергия
- Защитен чугунен пръстен върху отвора на пещта
- Термодвойки тип К или S
- Висококачествени нагреватели KANTAL (A1)



TE120/11

Stationary and tilting crucible furnaces for melting and holding of metals

- Excellent thermal insulation
- Heating system with radiating heating elements mounted on support tubes
- Short time for warming up
- Low energy consumption
- Cast iron ring for protecting against mechanical damage
- Thermo couples type K or S
- High-quality heating wire KANTAL (A1)

Технокомерс Инженеринг ООД предлага високотехнологични пещи при приемливи цени.

Това е ключът за успеха на Вашия бизнес.

Топене на алуминиеви сплави от 0,45 kWh/kg.
Топене на медни сплави от 0,25 kWh/kg

Technocommerce Engineering Ltd. offers to you high technological furnaces at acceptable price.

That is the key to the success of your business.

Melting of aluminium alloys from 0,45 kWh/kg.
Melting of copper alloys from 0,25 kWh/kg.

Програмен Контролер – E5CK-T /OMRON/
- Просто и лесно управление
- ± 2°C точност на регулиране
- Програмно се осигурява нагряване по предварително дефинирана графика
- Няколко електронни защити
- Автоматичен старт

Табло за управление
- Силово управление с контактор или тиристор
- Защита срещу протичане на метал, земна защита
- Ел. табло с IP65

Допълнително оборудване
- Контрол на температурата с потопяема термодвойка в тигела
- kWh метър
- Интерфейс за наблюдение и управление посредством PC
- Програмен терморегулатор с 8 или 16 програми, всяка от тях с 16 сегмента
- Регулиране мощността с тиристори посредством потенциометър



Program Controler - E5CK-T /OMRON/
- Simple straight forward operation
- Control accuracy ± 2°C
- Programmable heating-up ramp and soaking time
- Several electronic safety devices
- Automatic start time

Control Panel
- Power controlled by contractor or solid state relay, high-frequency switching, precise furnace operation, noiseless
- Earth leakage breaker
- Fixed in separate wall mounting cabinet

Extras
- Bath temperature control
- kWh meter
- Interface for monitoring all functions by PC
- 8 or 16 programs each with 16 programmable segments
- Power regulator by specially solid state relay by potentiometer

ecotherm®

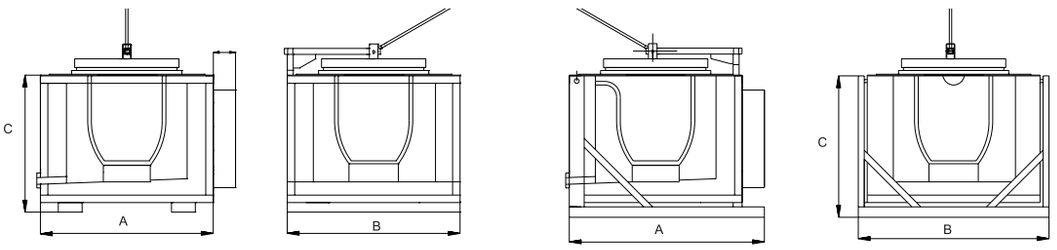
Стационарни съпротивителни тиглови пещи
Stationary resistance crucible furnaces

Модел Type	Тигел Crucible	T°C	Мощност Power (kW)	Габаритни размери Outer dimensions A (mm)	B (mm)	C (mm)	Тегло Weight (kg)	Производителност * Melting rate * Al-alloy (kg/ h)	Cu-alloy (kg/ h)	Модел Type
TE 16/ 11	A 80	1100	18	930	930	850	450	32	-	TE 16/ 11
TE 40/ 11	A 200	1100	26	1030	1030	1000	520	55	-	TE 40/ 11
TE 80/ 11	A 350	1100	30	1080	1080	1040	610	62	-	TE 80/ 11
TE 120/ 11	BU 200	1100	50	1150	1150	1070	680	130	-	TE 120/ 11
TE 180/ 11	BU 300	1100	60	1200	1200	1100	810	140	-	TE 180/ 11
TE 210/ 11	BU 350	1100	60	1200	1200	1300	950	150	-	TE 210/ 11
TE 300/ 11	BU 500	1100	70	1400	1400	1220	1120	170	-	TE 300/ 11
TE 360/ 11	BU 600	1100	80	1400	1400	1320	1300	210	-	TE 360/ 11
TE 480/ 11	BN 800	1100	110	1600	1600	1540	2200	240	-	TE 480/ 11
TE 540/ 11	BN 900	1100	110	1600	1600	1640	2550	240	-	TE 540/ 11
TE 16/ 13	A 80	1300	18	930	930	850	630	32	48	TE 16/ 13
TE 40/ 13	A 200	1300	26	1030	1030	1000	670	55	80	TE 40/ 13
TE 80/ 13	A 350	1300	30	1080	1080	1040	790	62	90	TE 80/ 13
TE 120/ 13	BU 200	1300	50	1150	1150	1070	980	130	190	TE 120/ 13

Наклоняеми съпротивителни тиглови пещи
Tiltable resistance crucible furnaces

Модел Type	Тигел Crucible	T°C	Мощност Power (kW)	Габаритни размери Outer dimensions A (mm)	B (mm)	C (mm)	Тегло Weight (kg)	Производителност * Melting rate * Al-alloy (kg/ h)	Cu-alloy (kg/ h)	Модел Type
TE 16H13	A 80	1300	18	1550	1300	1080	1000	32	48	TE 16H13
TE 40H13	A 200	1300	26	1700	1400	1100	1200	55	80	TE 40H13
TE 80H13	A 350	1300	30	1700	1500	1100	1600	62	90	TE 80H13
TE 120H12	TP 287	1200	50	1800	1800	1200	1800	130	-	TE 120H12
TE 250H12	TR 412	1200	60	1950	1950	1500	2300	150	-	TE 250H12
TE 350H12	TP 587	1200	80	2050	2050	1500	2950	210	-	TE 350H12
TE 700H12	TBN1100	1200	126	2200	2150	1750	3900	280	-	TE 700H12

* Указаните данни за производителност на пещите са максимални
* Specified data melting performances are maximum volumes



Технокомерс Инженеринг ООД поема пълна гаранция за работата на пещите си в продължение на 12 (дванадесет) месеца, а след този период осигурява сервизно поддържане.

Technocommerce Engineering Ltd. is caring a full guarantee for the operation of its furnaces in a period of 12 months. After this period Technocommerce Engineering Ltd. insures a full maintenance service.

Technocommerce Engineering Ltd.

Bulgaria, Sofia, Tel.: +359 2 962 17 82; +359 2 962 45 26
Fax: +359 2 962 01 39; GSM: +359 88 863 44 95
e-mail: technocom_bg2001@yahoo.com
http://www.technocom-bg.com

ecotherm®

технокомерс инженеринг оод

Пещи за топене и термообработка 180-1800˚**C**
София,България , тел. (+359 2) 9 62 17 82; факс: (+359 2) 9 62 01 39
www.technocom-bg.com , e-mail: technocom_bg2001@yahoo.com

ВСИЧКО НЕОБХОДИМО ЗА ТОПЕНЕ И ЛЕЕНЕ НА ЦВЕТНИ МЕТАЛИ

Кои искаме да сме ние

Искаме да сме специалисти в областта на топене и леене на цветни метали. Да предложим пълна гама от пещи, обмазки, флюсове, дегазери, тигли, пречиствателни инсталации за отстраняване на замърсена въздушна среда, спектрометри за количествен анализ на металите и напълно автоматизирани машини за леене под налягане със студена и топла камера.

Какво можем да правим най-добре

Благодарение на дългогодишния си опит ,ние знаем как да произвеждаме широка гама от пещи за топене на Al , Mg , Zn , Pb , Cu и сплавите им. Съоръженията са произведени по европейски стандарти и най-важното им качество е голяма производителност при нисък разход на електроенергия. Дизайнът е съвременен, а характеристиките им отлични - гарантирани от използването на най-съвременни европейски изолационни материали, електронно управление и защита и всички допълнителни екстри, които Вие бихте пожелали.

Как обичаме да работим

Работим непрекъснато за развитието и повишаване на качеството на предлаганите от нас пещи, съоръжения и материали, заедно с нашите партньори от Италия, Германия, Швейцария, Великобритания.



Всеки път, когато погледнете в небето помнете, че ние се грижим за въздуха, който Вие дишате

Кои са нашите клиенти

Повече от 50 фирми от цял свят използват пещите с търговска марка ecotherm ®.

Какво предлагаме

За да отговорим на Изискванията на Директива 2001/80/ЕС на **Европейския съюз,** относно ограничаване на емисиите от определени замърсители, изпускани в атмосферния въздух и Наредба № 1 от 27.06.2005 г./ Издадена от министъра на околната среда и водите, министъра на икономиката, министъра на здравеопазването и министъра на регионалното развитие и благоустройството, обн., ДВ, бр. 64 от 5.08.2005 г., в сила от 6.08.2006 г./, за норми за допустими емисии на вредни вещества (замърсители), изпускани в атмосферата от обекти и дейности с неподвижни източници на емисии/

ние предлагаме :

ecotherm® Пещи за топене на метали.

Обмазки за пресформи и буталата на машини за леене под налягане.
Geiger+Co GmbH - Германия

Флюсове,дегазиращи таблети,модификатори,обмазки за кокилно леене.
A.Cesana - Италия

Пречиствателни инсталации и съоръжения. O.M.A.R - Италия

Заводи за рециклиране на черни и цветни метали автомобили, електроника, битови и промишлени отпадъци. I.T.R – Италия

Производството на пещи за преработка на алуминий и сплавите му.
Botta Engineering srl – Италия

Машини за леене под налягане . COLOSIO GROUP – Италия

Промишлени нагревателни и охлаждащи системи. INDUSTRIAL FRIGO s.r.l- Италия

Производство на алуминиеви леярски сплави. Raffineria Metalli Capra S.P.A- Италия

Висококачествени тигли от SiC . REFALCO – Швейцария

Вакуум помпи за машини за леене под налягане. FONDAREX - Швейцария

Спектрометри за количествен анализ на металите. ARUN Technology-Великобритания