

АНАЛИЗ И СИНТЕЗ НА ТРИФАЗНИ СИНХРОННИ АС/ДС ИМПУЛСНИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ДВУСТРАНЕН ОБМЕН НА ЕНЕРГИЯ

Евтим Йончев, Камен Христов

Резюме: В доклада е представен математичен модел в пространство на състоянията на трифазен импулсен преобразувател със синусоидална консумация и двустранен обмен на енергия. Описанието е в стационарна трифазна, стационарна двуфазна и във въртяща се синхронно с резултиращия вектор на напрежението на захранващата мрежа координатна система. Представена е методика за избор на елементи от силовия преобразувател и настройка на регулиращите контури. Преобразувателят е изследван симулационно в среда Matlab/Simulink.

Ключови думи: трифазен мрежов преобразувател, управляващи контури, изправители с импулсно управление, синусоидална консумация

ANALYSIS AND SYNTHESIS OF THREE PHASE SYNCHRONOUS AC/DC IMPULSE CONVERTERS WITH BILATERAL ENERGY EXCHANGE

Evtim Yonchev, Kamen Hristov

Abstract: In this paper a state-space mathematical model of three phase impulse converter with sinusoidal consumption and bilateral energy exchange is presented. The description of the model is derived from three –phase and two –phase stationary frame and synchronously rotating with the voltage source result vector frame. A methodology for picking the components of the power converter and setting up the regulating structures is shown. The behavior of the converter is being tested with the product Matlab/Simulink.

Key-words: three phase converter, control structures, rectifiers with impulse control, sinusoidal consumption

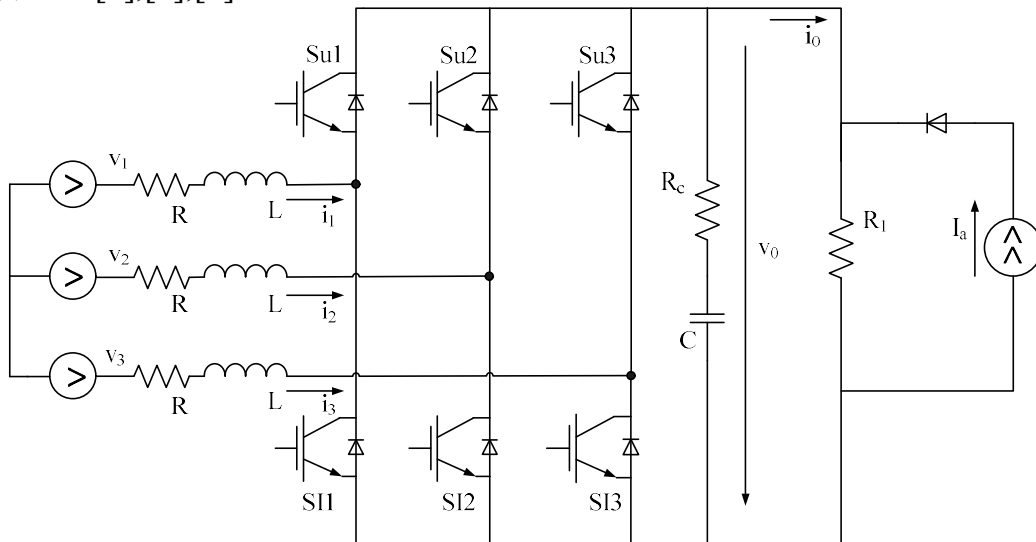
1. Въведение

АС-ДС преобразувателите са често използвани в преобразувателната техника за преобразуване на променливо напрежение в постоянно и последващо инвертиране за управление на асинхронни и синхронни електромотори (класически, безчеткови постояннотокиви, превключваеми реактивни и др.)[10]. С цел намаляването на пулсациите на изходното напрежение в схемите се прилагат капацитивни филтри с големи стойности, което води до големи пикови стойности на тока, натоварва захранващата мрежа с висши хармоници от нисък ред, и намалява фактора на мощността [6],[7],[4].

Повишаващите преобразуватели на напрежение, работещи като трифазни токоизправители (фиг. 1) са МІМО системи (системи с повече от един входове и изходи), позволяващи двупосочен обмен на електрическата енергия – АС/DC и обратно, работа с фактор на мощността - единица и почти синусоидални входни токове, като освен в режим на АС/DC преобразувател може да се използва за компенсация на фактора на мощността [3],[5],[9] Изграждат се с MOSFET или IGBT транзистори, работещи в ключов режим, постигащи комутационна честота на порядъци по-висока от честотата на електрическата мрежа, което позволява управление на изходната променлива с високи динамични показатели за качество.

2. Моделиране на импулсен повишаващ преобразувател.

При описанието на модела са приети следните идеализации: безкрайна скорост на нарастване и спадане на тока ($t_r, t_f \rightarrow 0$), нулево закъснение при отпушване и запусване t_d , липса на паузи при превключване на ключовете от едно рамо, нулеви падове на напрежение в отпушено състояние на транзисторите и диодите, както и неотчитане заряда за възстановяване на последните.[1],[2],[3]



Фиг.1. Принципна схема на трифазен мрежов преобразувател

Времезакъсненията на превключване и времената на пауза, в състоянията на превключване на к-тото стъпало на инвертора (фиг. 1) са пренебрегнати и представени чрез нелинейни зависимости от времето променливи γ_k , чието описание е както следва:

$$\gamma_k = \begin{cases} 1 \rightarrow \text{ако } Su_k \text{ е включени } SI_k \text{ е изключен} \\ 0 \rightarrow \text{ако } Su_k \text{ е изключени } SI_k \text{ включен} \end{cases} \quad (1)$$

На фиг.1 означенията са: L – стойност на фазната индуктивност, R – активно съпротивление на дросела, C – стойност на филтровия кондензатор и R_c – еквивалентно сериинно съпротивление на кондензатора (ESR). Пренебрегвайки падовете на напрежение в полупроводниковите прибори и обратните токове на преходите и след прилагане на законите на Кирхоф (приема се че товарния ток i_0 е смущение зависещо от времето) довежда до нов модел на повишаващия преобразувател описан в пространство на състоянията.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & \frac{-2\gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3}{3L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & \frac{-2\gamma_2 + \gamma_3 + \gamma_1}{3L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & \frac{-2\gamma_3 + \gamma_1 + \gamma_2}{3L} \\ A_{41} & A_{42} & A_{43} & A_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ \frac{\gamma_1 R_c}{L} & \frac{\gamma_2 R_c}{L} & \frac{\gamma_3 R_c}{L} & \frac{-1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

където

$$A_{41} = \gamma_1 \left(\frac{1}{C} - \frac{RR_c}{L} \right); A_{42} = \gamma_2 \left(\frac{1}{C} - \frac{RR_c}{L} \right); A_{43} = \gamma_3 \left(\frac{1}{C} - \frac{RR_c}{L} \right)$$

$$A_{44} = \frac{-2R_c(\gamma_1(\gamma_1 - \gamma_2)) + \gamma_2(\gamma_2 - \gamma_3) + \gamma_3(\gamma_3 - \gamma_1)}{3L}$$

Ако не се използва нулата на входната трифазна система напрежения, то предходният модел може да бъде опростен като се изключи едно от уравненията за фазните токове, например $i_3 = -i_2 - i_1$. С отчитане на зависимостите (3) между променливите на състоянието на стационарните координатни системи x_{abc} и $x_{\alpha-\beta}$ се получава моделът в пространство на състоянията за двуфазната координатна система $0\alpha\beta$:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2/3} & 0 \\ -\sqrt{1/6} & \sqrt{1/2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & \frac{-\gamma_\alpha}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & \frac{-\gamma_\beta}{L} \\ A_{31}^a & A_{32}^a & A_{33}^a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ \frac{\gamma_\alpha R_c}{L} & \frac{\gamma_\beta R_c}{L} & \frac{-1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

където

$$A_{31}^{\alpha} = \gamma_{\alpha} \left(\frac{1}{D} - \frac{RR_c}{L} \right); \quad A_{32}^{\alpha} = \gamma_{\beta} \left(\frac{1}{D} - \frac{RR_c}{L} \right); \quad A_{33}^{\alpha} = \frac{-R_c(\gamma_{\alpha}^2 + \gamma_{\beta}^2)}{L}$$

Моделът (4) е нелинеен и зависи от времето. След прилагане на Парк преобразуване (5) при честота на въртящата система синхронизирана с мрежовата (q-съставката на захранващото напрежение е нула), нелинейният и зависи от времето модел може да бъде записан във вида (6) [4],[5],[8]:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (5) \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & \omega & \frac{-\gamma_d}{L} \\ -\omega & \frac{-R}{L} & \frac{-\gamma_q}{L} \\ A_{31}^d & A_{32}^d & A_{33}^d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ \frac{\gamma_d R_c}{L} & \frac{\gamma_q R_c}{L} & \frac{-1}{C} & -R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ i_0 \\ \frac{di_0}{dt} \end{bmatrix} \quad (6) \end{aligned}$$

където

$$A_{31}^d = \gamma_d \left(\frac{1}{C} - \frac{RR_c}{L} \right); \quad A_{32}^d = \gamma_q \left(\frac{1}{C} - \frac{RR_c}{L} \right); \quad A_{33}^d = \frac{-R_c(\gamma_d^2 + \gamma_q^2)}{L}$$

Моделът в пространство на състоянията в $0dq$ [8] - координатна система може да бъде използван за реализиране на регулиращи затворени контури (непрекъснати или дискретни) и управление чрез ШИМ на преобразувателя. Управляеми изходи са v_0 и токът i_q , а γ_d, γ_q - управляващи входове, линеаризацията на входно-изходните сигнали (6) дава уравненията в пространство на състоянията в канонична форма (7, 8, 9)

$$\frac{di_q}{dt} = -\omega i_d - \frac{R}{L} i_q - \frac{\gamma_q}{L} v_0 + \frac{1}{L} v_q \quad (7)$$

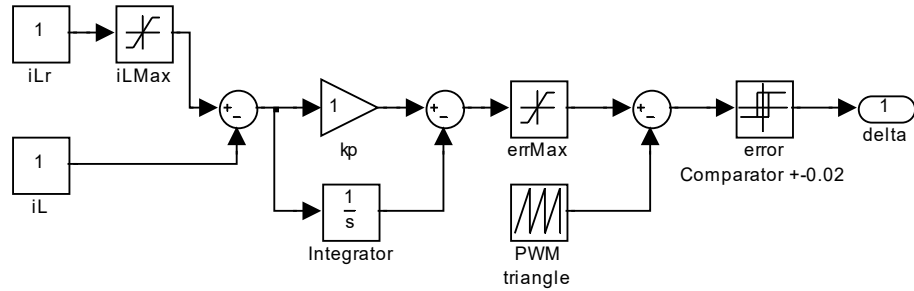
$$\frac{dv_0}{dt} = \theta \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{dt} &= -\frac{R + R_c(\gamma_d^2 + \gamma_q^2)}{L} \theta - \frac{\gamma_d^2 + \gamma_q^2}{LC} v_0 + \frac{\gamma_d v_d + \gamma_q v_q}{LC} - \frac{R i_0}{LC} - \left(\frac{1}{C} + \frac{RR_c}{L} \right) \frac{di_0}{dt} \\ &+ \omega \left(\frac{1}{C} - \frac{RR_c}{L} \right) (\gamma_d i_d - \gamma_q i_q) - R_c \frac{d^2 i_0}{dt^2} \quad (9) \end{aligned}$$

където

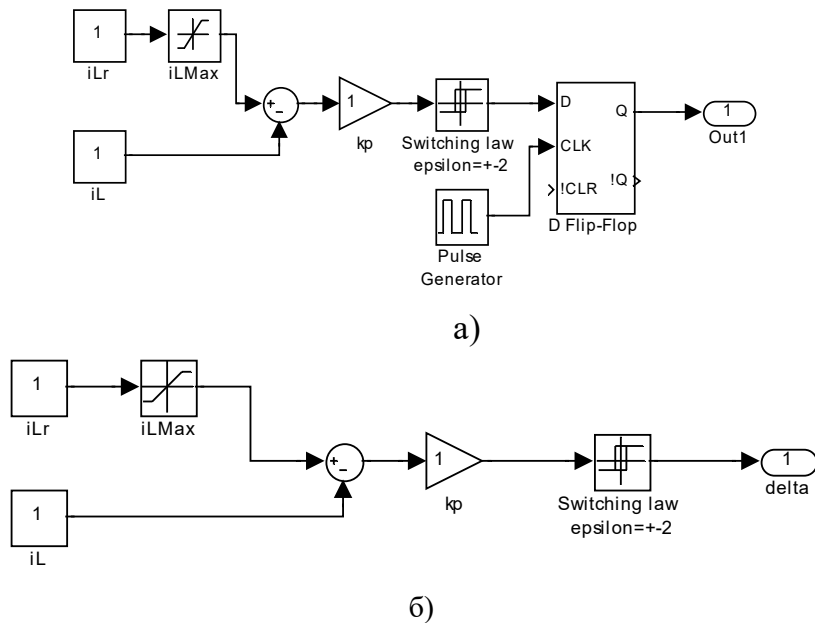
$$\theta = \left(\frac{1}{C} - \frac{RR_c}{L} \right) (\gamma_d i_d + \gamma_q i_q) - \frac{R_c(\gamma_d^2 + \gamma_q^2)}{L} v_0 + \frac{R_c}{L} (\gamma_d v_d + \gamma_q v_q) - \frac{i_0}{C} - R_c \frac{di_0}{dt} \quad (10)$$

Класическият подход при изграждане на управлението на преобразувателите, чиито изход има качества на източник на напрежение е реализиране на каскадна структура с подчинен контур по ток и външен по напрежение. Използване на пропорционално-интегрален регулатор в контура за управление по ток (непрекъснат или дискретен) и ШИМ модулатор изисква линейризация на модулатора и филтриране(усредняване) на информацията от обратната връзка, което не позволява ограничаване на пиковите (върховите) стойности на тока.



Фиг. 2. Структурна схема на линеен ПИ регулатор и ШИМ модулатор

При управлението в т.н. ”режим на ток – current mode” не се използва линейризация на модулатора и това опростява моделирането му. Измерената стойност, пропорционална на i_L се сравнява със i_{ref} , получена от регулатора на напрежение (фиг. 2.). Схемата за управление в „режим на ток“ може да бъде използвана в системи с продължителен режим на работа, гарантирайки намаляване реда на системата и по-добри работни характеристики.



Фиг.3. Структурни схеми на управление в”режим на ток – current mode”, а)постоянна честота; б)променлива честота

3. Настройка на контурите за регулиране и избор на стойностите на фазните индуктивности и филтровия кондензатор

3.1.Методика за избор на индуктивността на дросела и хистерезиса на релейните регулатори на напрежение.

Изхожда се от допустимата комутационна честота за силовите транзисторни ключове и допустимите пулсации на тока спрямо заданието. Максимална комутационна честота се постига при нулева стойност на фазното напрежение и номинална стойност на изправеното напрежение – в случая 350 V спрямо нулата на мрежата. За допустима честота е приета 10 kHz, а пулсациите на тока $\Delta I = 3A$. При пренебрегване на активните съпротивления на фазните индуктивности и филтровия кондензатор, уравнението за равновесие на напрежението за фаза е:

$$U = L \frac{dI}{dt} \quad (11)$$

Решението за L може да бъде намерено преминавайки към крайни нарастъции за един комутационен интервал, който е половината от периода на избраната допустима комутационна честота.

$$U = L \frac{\Delta I}{\Delta t}; T = \frac{1}{10 \cdot 10^3} [s]; L = \frac{U \cdot \Delta t}{\Delta I} = 5.8 \cdot 10^{-3} [H] \quad (12)$$

Свързване на нулата на захранващата мрежа със средната точка на кондензаторната батерия (фиг. 5) е допустимо и няма да товари нулевият проводник, тъй като се предполага синусоидална форма на консумираният ток.

3.2.Избор на филтров кондензатор

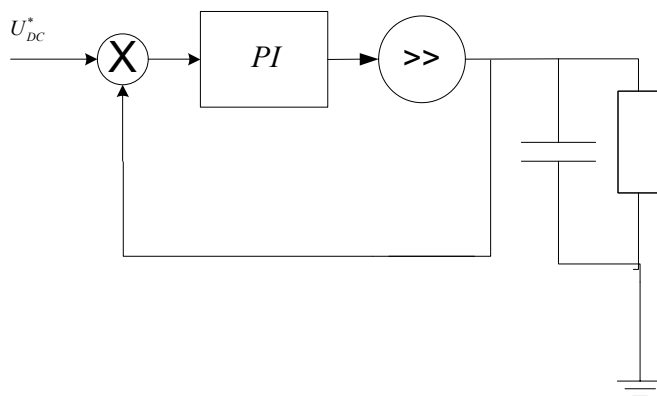
За осигуряване на качества на изходното изправено напрежение на източник на напрежение се налага свързване на кондензаторна батерия към шините за постоянно напрежение. При синусоидална консумация изправения ток е гладък, без пулсации, което предполага кондензатор с по-малка стойност с оглед филтрация на пулсации. Друго съображение при избора може да бъде резонансната честота, определена от фазната индуктивност и капацитета на кондензатора, да бъде по-ниска от честотата на мрежата. Резонансната честота е:

$$\omega^2 = \frac{1}{LC}; f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}}; C = \frac{1}{\omega^2 L} = 1748 \cdot 10^{-6} [F] \quad (13)$$

При проведените симулации е заложена кондензаторна батерия от два последователно свързани кондензатора със стойност по $6000 \cdot 10^{-6} [F]$

3.3. Външен контур по напрежение

Ако въведем вътрешно съпротивление на товара, дефинирано като $R_1 = v_0/i_0$, то обекта може да се разглежда като апериодично звено, захранено от управляем източник на ток (вътрешният контур) и пренебрегнем закъснението закъснението T_d между тока i_d и заданието $i_{d,r}$, то структурната схема е:

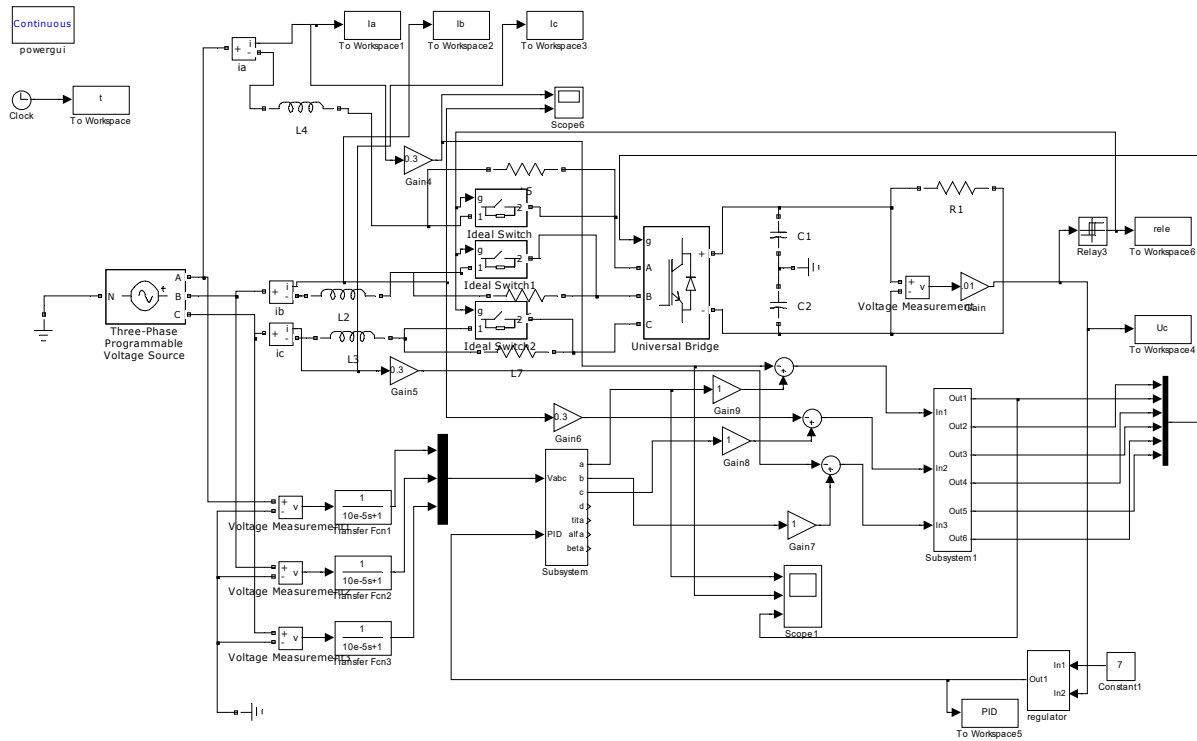


Фиг.4. Функционална схема на външния контур

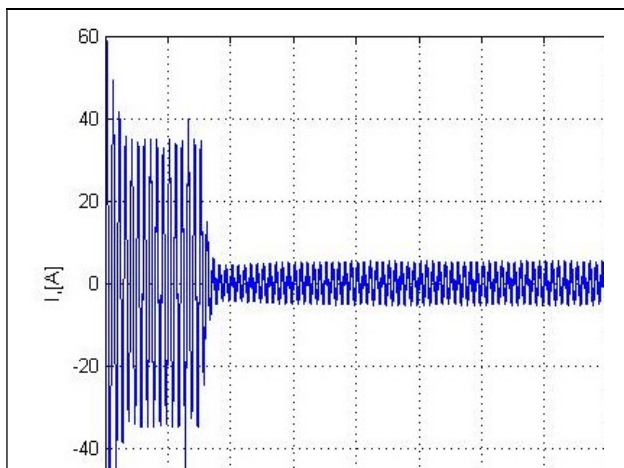
Настройката на регулатора е по модулелен оптимум с цел постигане добра динамика и ниско(4.7%) пререгулиране. Изчислените стойности за коефициента на пропорционалност и времеконстанта на интегриране при нормализирани входни и изходни напрежения $0 \div \pm 10V$ са 50 и $2 \cdot 10^{-3}[s]$.

4. Моделни изследвания на трифазен AC/DC преобразувател в работната среда Matlab/Simulink

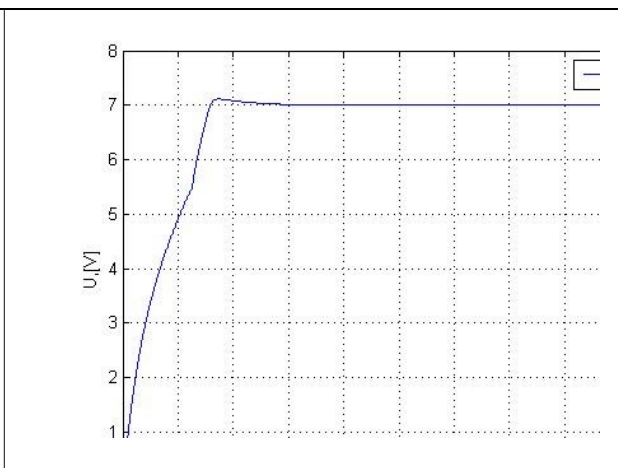
При симулационните изследвания е използван пакета *SimPowerSystems* за моделиране на силовия преобразувател, мрежата, мрежовите индуктивности и кондензаторната батерия. За избягване на пикови зарядни токове на кондензаторите при първоначално включване е реализиран плавен заряд чрез последователно свързани резистори, които се шунтират с управляеми ключове в зависимост от напрежението на постояннотоковите шини.



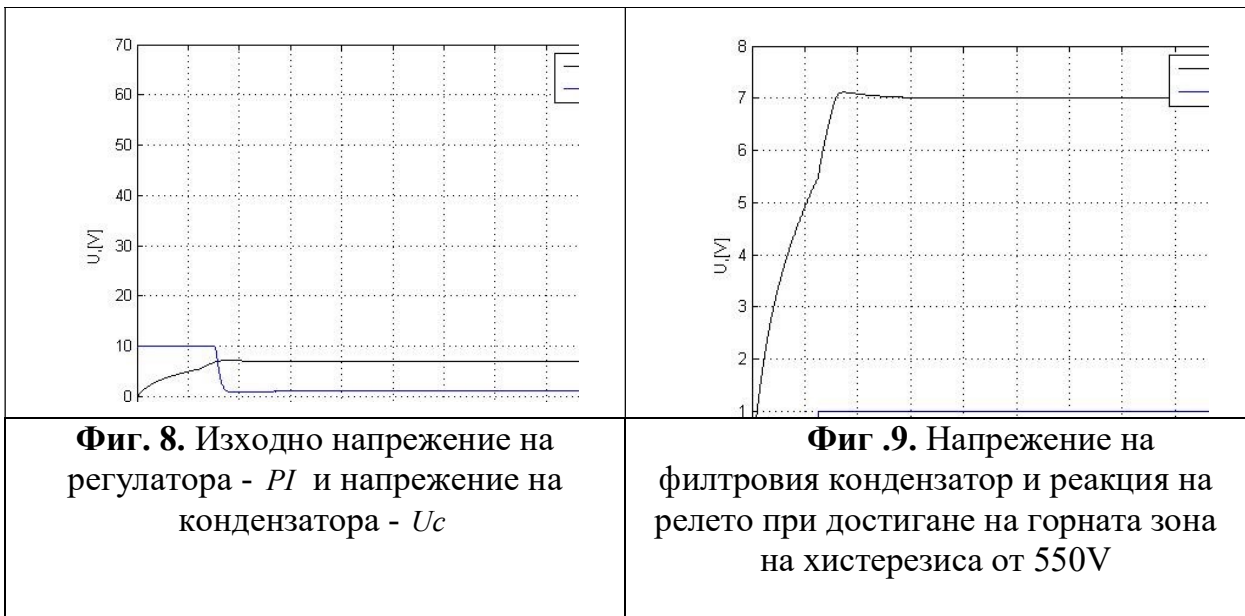
Фиг.5. Блокова схема на трифазен мрежов преобразувател в средата Simulink



Фиг.6. Ток на фаза „А“



Фиг.7. Преходен процес на заряд на филтровия кондензатор



4. Заключение

От проведените симулационни изследвания са отчетени пререгулиране 5.2% и време за установяване при стъпално натоварване с 20[A] – 0.2[s]. Отчетеното пререгулиране е по-голямо от теоретичното, съответстващо на оптимизация по модул на оптимум. При извършената настройка не са отчетени активните съпротивления на фазните индуктивности, серийното съпротивление на филтровия кондензатор, както и времеконстантите на заложените в симулацията филтри на измерените фазни токове и напрежения. От практиката е известно, че добавяне на диференциална съставка към регулатора намалява пререгулирането. Експериментално бе установено, че времеконстанта 0.1[s] намалява пререгулирането на 4.1%.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Malesani, L.; Rossetto, L.; Tenti, P.; Tomasin, P., "AC/DC/AC PWM Converter with Reduced Energy Storage in the DC Link", IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 31, No. 2, 1995
- [2] M.H. Rashid, "A Power Electronics Handbook" Academic Press 2001
- [3] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, "Power Electronics: Converters, Applications, and Design", John Wiley & Sons, Inc, 3rd Ed., 2003
- [4] H. White, "A three-phase hybrid DC-AC inverter system utilizing hysteresis control", California, 2004
- [5] V.Ramanarayanan, "Unity power factor front end rectifier for three phase input", dec 2007
- [6] K.-N. Areerak, S. V. Bozhko, G. M. Asher and D. W. P. Thomas, "DQ-Transformation Approach for Modelling and Stability Analysis of AC-DC Power

System with Controlled PWM Rectifier and Constant Power Loads” International Power Electronics and Motion Control Conference, 2008

[7] K. Wei and F. Xiao, “*The Improvement of Current Feed-forward Control Strategy on Voltage Source PWM Rectifier*” International Symposium on Computational Intelligence and Design, 2010.

[8] Slobodan Ćuk, “*Single-Stage, AC-DC Converter Topologies of 98% Efficient Single Phase and Three-Phase Rectifiers*” Nuremberg, 2011

[9] J. G. Zhang, B. Yang, G. Zeng and Y. Y. Tian, “*A Unity Power Factor Control Method of PWM Rectifier*” Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), Asia-Pacific, 2012.

[10] Георгиев Г., Христов Вл., Райнов Р., “*Енергетика на асинхронни регулируеми електрозадвигвания – моделни изследвания в Matlab/Simulink среда*”, 2008, София, Годишник на минно-геоложкия университет „св. Иван Рилски“-София, Международна научна сесия - Минно-геоложки университет “Св. Иван Рилски”

Автори: Евтим Йончев, доц. д-р, катедра „Автоматизация на електрозадвигванията”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, Камен Христов, докторант, катедра. „Автоматизация на електрозадвигванията”, Факултет Автоматика, Технически Университет – София, E-mail address: khristov@tu-sofia.bg