

# ИНЖЕНЕРНА МЕТОДИКА ЗА ПРОЕКТИРАНЕ НА ПРАВ ZVS ПОСТОЯННОТОКОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ

Николай ХИНОВ\* и Николай РАНГЕЛОВ\*\*

\* Технически университет – София, София 1797, България, бул. “Кл. Охридски” No. 8, Бл. 1, E-mail: hinov@tu-sofia.bg

\*\* Технически университет – София, София 1797, България, бул. „Кл. Охридски” No.8, Бл. 1, E-mail: nikran80@gmail.com

**Abstract.** The work presents a methodology for engineering design a Busk converter working zero voltage commutations (ZVS). Procedures have been proposed for replacement of the calculated values of the switching capacitors standard. The purpose of these procedures is to obtain a set of output parameters of DC-DC converters, under standard values of the resonance elements.

**Keywords:** Busk DC - DC converter, ZVS, Design procedure, Quasi-resonant converters.

## УВОД

Един от основните методи за намаляване на комутационните загуби в електронните преобразуватели на електрическа енергия е използването на ”меки комутации” – превключване на полупроводниковите прибори при нулев ток или нулево напрежение. При някои схеми, това се постига, благодарение на схемните особености на самите силови схеми (при резонансните инвертори), а при други – чрез използването на допълнителна резонансна верига, която се добавя паралелно или последователно на ключа [4, 5, 7, 8]. Последните схеми са известни в специализираната литература като квазирезонансни преобразуватели. В настоящата статия е представена инженерна методология за проектиране на ZVS (нулево напрежение на превключване) понижаващ квазирезонансен постоянен ток преобразувател.

## ИНЖЕНЕРНА МЕТОДИКА

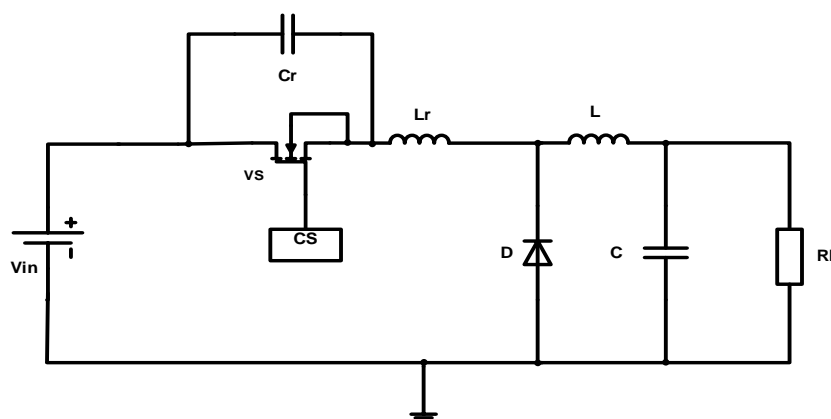
Анализът на електромагнитните процеси в силовата схема и изчисленията на необходимите пасивни и активни елементи за постигане на параметрите на преобразувателя, а също и желаното нулево напрежение на включване и изключване на транзистора са доста обемисти, сложени и изискват специализирани знания и умения от страна на потребителите. Това прави този процес от инженерна гледна точка много трудоемък. Основните параметри, необходими за изчисляване на елементната база са изложени в представената по-долу методология.

Схемата на прав ZVS постоянен ток преобразувател, е показана на фиг. 1. Тя се състои от транзистор VS, диод D, филтрови елементи L и C, товар RL и резонансни елементи Lr и Cr, които осигуряват работата с меки комутации по напрежение.

Основните данни необходими за проектиране на прав (BUCK) ZVS конвертор са, както следва:

- Входно напрежение  $V_I$ ;
- Изходно напрежение  $V_O$ ;
- Изходен ток  $I_O$ ;
- Честота на управление  $f_s$ .

От изложените по – горе параметри се вижда, че това са и величините, нужни за изчисляване на произволен постоянен ток преобразувател (независимо от неговия режим на работа с или без меки комутации). Като първа стъпка се започва с изчисляването на конвертора без резонансната верига (Cr-Lr, показана на фиг.1), т.е стандартен прав преобразувател, с твърди комутации.



**Фигура 1** Принципна схема на BUCK ZVS преобразувател

Поради наличието на резонансната верига Cr-Lr при анализа на преобразувателя се използват следните коефициенти [4, 9]:

- резонансна честота на последователната Lr-Cr верига, при идеални схемни елементи:

$$(1) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} .$$

- отношение на честотата на управление на ключа към честотата на резонансния кръг (разстройка на последователния резонансен кръг):

$$(2) \quad A = v = \frac{f_s}{f_0} .$$

- характеристично съпротивление на резонансния кръг:

$$(3) \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = \omega_0 L_r = \frac{1}{\omega_0 C_r}$$

- съотношение на товарното съпротивление към импедансът на резонансният кръг :

$$(4) \quad R' = \frac{R_L}{Z_0} = \frac{R_L}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = \frac{R_L}{\omega_0 L_r} = \omega_0 C_r R_L = \frac{A R_L}{\omega_S L_r} = \frac{\omega_S C_r R_L}{A}$$

- отношение на изходно към входно напрежение на преобразувателя (предавателна характеристика):

$$(5) \quad M_{VDC} = \frac{V_0}{V_I}$$

- коефициент на начално условие по ток  $h$ :

$$(6) \quad h = \frac{i_{L_r}(0)}{I_0} = \frac{i_{L_r}(0)}{I_0}$$

От описанието на въведените допълнителни коефициенти и параметри, използвани при анализа на преобразувателя, се установява че част от тях се избират, а останалите се изчисляват. Избираеми са  $h$ ,  $M_{VDC}$ ,  $R_L$ ,  $f_s$ , а останалите параметри се изчисляват със следните формули [4, 5]:

$$(7) \quad \left(\frac{R'}{M_{VDC}}\right)^2 + h^2 = 1$$

$$(8) \quad \frac{R'}{M_{VDC}} = \sqrt{1 - h^2}$$

$$(9) \quad h = \pm \sqrt{1 - \left(\frac{R'}{M_{VDC}}\right)^2} = \pm \sqrt{1 - \left(\frac{R_L}{Z_0 M_{VDC}}\right)^2}$$

А коефициента на запълване на управляващите импулси на транзистора  $D$  се определя съответно:

$$(10) \quad D = \frac{t_2}{T} = 1 - \frac{A}{2\pi} [2\pi + \sqrt{1 - h^2} - \operatorname{arccosh}] = 1 - \frac{1}{2\pi} \left(\frac{f_s}{f_0}\right) \left[ 2\pi + \frac{Q}{M_{VDC}} - \operatorname{arccos} \sqrt{1 - \left(\frac{Q}{M_{VDC}}\right)^2} \right]$$

От последната формула се вижда, че параметрите на последователната резонансната верига зависят и от коефициента на запълване  $D$ . След преобразуване се получава съответно:

$$(11) \quad M_{VDC} = \frac{V_0}{V_I} = \frac{I_I}{I_0} = D - \frac{\eta(1-h^2)^2}{4\pi\sqrt{1-h^2}} = 1 - \frac{\eta}{2\pi} \left[ 2\pi + \sqrt{1 - h^2} - \operatorname{arccosh} + \frac{(1-h)^2}{2\sqrt{1-h^2}} \right],$$

За  $h \leq 0$

$$(12) \quad M_{VDC} = 1 - \frac{1}{2\pi} \left( \frac{f_s}{f_0} \right) \left\{ \pi + \frac{R'}{M_{VDC}} + \arccos \sqrt{1 - \left( \frac{R'}{M_{VDC}} \right)^2} + \frac{M_{VDC}}{2R'} \left[ 1 + \sqrt{1 - \left( \frac{\eta R'}{M_{VDC}} \right)^2} \right] \right\}$$

За  $h \geq 0$

$$(13) \quad M_{VDC} = 1 - \frac{1}{2\pi} \left( \frac{f_s}{f_0} \right) \left\{ 2\pi + \frac{R'}{M_{VDC}} - \arccos \sqrt{1 - \left( \frac{R'}{M_{VDC}} \right)^2} + \frac{M_{VDC}}{2R'} \left[ 1 - \sqrt{1 - \left( \frac{R'}{M_{VDC}} \right)^2} \right] \right\}$$

От горните две формули се дава връзката между величините  $M_{VDC}$ ,  $D$  и  $A$ . От тук нататък се правят няколко избора. Първо се избира какъв да е коефициента по начален ток  $h$ . За опростяване на изчисленията е препоръчително да се избере  $h = 0$ . Освен това този режим е най-добър и от гледна точка на натоварване и използване на приборите [5, 7, 8]. В този случай след няколко прости преобразувания се достига до следните изрази:

$$(14) \quad M_{VDC} = 1 - \frac{3\pi+3}{4\pi} \left( \frac{f_s}{f_0} \right) = 1 - 0.9887 \left( \frac{f_s}{f_0} \right)$$

$$(15) \quad D = 1 - \frac{3\pi+2}{4\pi} \left( \frac{f_s}{f_0} \right) \approx 1 - 0.9092 \left( \frac{f_s}{f_0} \right)$$

### ПРИМЕР

Изходните данни за проектиране са:

$V_i = 30 \text{ V}$ ;  $V_0=15$ ;  $I_0=200\text{mA}$ ;  $f_s=100\text{kHz}$  и избираме работа с  $h = 0$ .

Изчислява се стандартния прав преобразувател, работещ с твърди комутации по някои от известните методики, в примера е избрана тази публикувана в [1, 2]. Вследствие на проектирането се получават следните данни  $L = 200\mu\text{H}$ ,  $C = 5\mu\text{F}$  и  $R_L=75\Omega$ . Избират се индуктивност  $250\mu\text{H}$  и капацитет  $5.7\mu\text{F}$ . Стойностите на тези елементи са определени с оглед да съответстват на изисквания за работа в режим на непрекъснат ток и от изисквания към пулсациите на изходния ток и товарното напрежение.

След това, започва оразмеряването на резонансните елементи. Избира се  $h=0$  и от формула (8)  $\frac{R'}{M_{VDC}} = \sqrt{1 - h^2}$  следва че,  $M_{VDC}=R'=0.5$ . След което се изчислява  $Z_0$  по формула (4)  $R' = \frac{R_L}{Z_0}$  и се получава съответно  $Z_0=75/0.5=150$ .

От формула (14) след като заместим всички определени дотук величини се получава за стойността на резонансната честота на последователната верига –  $f_0=197775\text{Hz}$ ;

C получената резонансна честота изчисляваме и коефициента на запълване D по формула (15) и се получава съответно 54.02%;

След това трябва да се определи резонансната индуктивност Lr тя се изчислява по формула (4):  $L_r = 120,73\mu\text{H}$ ;

Изчислява се резонансният капацитет Cr отново с помощта на формула (4) и се получава:  $C_r = 5,3656\mu\text{F}$ .

От получените резултати се вижда, че индуктивността и капацитета на резонансният кръг не се получават със стандартни стойности. Поради спецификата на предлаганите елементи (стойностите им са в стандартен ред) се налага използването на стандартни стойности на тези елементи.

Има два подхода за решаването на тази задача, като това се вижда от формулите (14) и (15). Очевидно е, че като се променят стойностите на резонансните капацитет и индуктивност ще се трябва да се промени коефициента на запълване или управляващата честота, за да се запазят изходните параметри на задания за проектиране преобразувател в посочените по задание граници.

По лесният вариант е само да се промени коефициента на запълване D. В този случай се задават стандартни стойности на резонансните елементи и с техните нови стойности се преизчислява честотата на резонансният кръг. В случая се избират  $L_r = 110\mu\text{H}$  и  $C_r = 6.8\text{nF}$ . След като са използвани стандартни стойности на Lr и Cr се заместват последователно и поединично във формула (4). По този начин се получава  $f_{01} = 156030\text{Hz}$  при изчисление със стандартно Lr и  $f_{02} = 217030\text{Hz}$  при пресмятане със стандартна стойност на Cr. Намира се средно аритметичното на двете стойности на резонансната честота и с нея се работи по нататък в изчисленията. В конкретния пример това е  $f_0' = 186530\text{Hz}$ . Преизчислява се и D с новата стойност на честотата и се получава коригираният коефициент на запълване -  $D' = 51.26\%$ .

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представената инженерна методика за проектиране на прав постояннотоков преобразувател с меки комутации по напрежение, позволява бързото, удобно и с използването на прости средства изчисление на елементите на силовата схема. Достоверността на резултатите се проверява с помощта на различни експериментални и симулационни средства, като широко разпространените продукти LTspise, Matlab/Simulink, Plex и др.

Подобен подход за анализ и проектиране е приложим и за други схеми на квазирезонансни преобразуватели на постоянно напрежение: повишаващ, повишаващо-понижаващ, Seric и т.н. По този начин изчислителната процедура може лесно да бъде алгоритмизирана и изчисленията да се проведат с помощта на различни математични софтуери като: Matlab, Mathcad, Derive или стандартни

офис пакети, поддържащи работа с електронни таблици. Разбира се тази възможности налагат и по-високи изисквания към специалистите по „Силова електроника“.

## БЛАГОДАРНОСТИ

Настоящата работа е част от научно-изследователски проект №:132ПД0009-03/2013г. – “Изследване на постояннотокови преобразуватели на електрическа енергия с намалени комутационни загуби”, финансиран от НИС при Технически Университет – София.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Н. Стефанов, *Токозахранващи устройства*, Техника, София, 2010.
- [2] Н. Стефанов, Т. Атанасов, А. Маноилов, *Наръчник по токозахранващи устройства*, Техника, София, 1992.
- [3] Erickson R. W., D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Second Edition, Kluwer Academic Publishers Group, 2001.
- [4] Kazimierczuk M. K. and D. Czarkowski, *Resonant Power Converters*, IEEE Press and John Wiley & Sons, New York, NY 2nd Edition, pp. 1-595, ISBN 978-0-470-90538-8, 2011.
- [5] Kazimierczuk M. K., *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters*, John Wiley & Sons, New York, NY, 008, pp. 1-782, ISBN-10: 0-470-77301-4, ISBN-13: 978-0-470-77301-7.
- [6] Krizhanovski V. G., D. V. Chernov, and M. K. Kazimierczuk, *Low-voltage electronic ballast based on Class E oscillator*, IEEE Trans. Power Electronics, vol. 22, no. 3, pp. 863-870, May 2007.
- [7] Mohan, Ned; Undeland, Tore M.; Robbins, William P., *Power Electronics - Converters, Applications, and Design (3rd Edition)*, © 2003 John Wiley & Sons.
- [8] Rashid M. H., *Power Electronics handbook: devices, circuits, and applications*, Academic Press, 2007.
- [9] Rashid M. H., *Power Electronics: Circuits, Devices and Applications*, Pearson/Prentice Hall, 2003.
- [10] Suetsugu T., and M. K. Kazimierczuk, *Maximum operating frequency of Class E amplifier at any duty cycle*, IEEE Trans. Circuits and Systems, Part II, Express Briefs, vol. 55, no. 8, pp. 768-770, August 2008.