

ПОСЛЕДОВАТЕЛЕН DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ С ПОДОБРЕНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ

гл.ас. д-р Цветана Григорова Григорова, доц. д-р Румен Димитров Каров,
доц. д-р Светослав Цветанов Иванов, ТУ – София, Филиал Пловдив
тел: 032/659713; e-mail: grigorova@hotmail.com

Grigorova Tsv., Karov R., Ivanov S., MODIFIED SERIES RESONANT CONVERTER WITH IMPROVED PERFORMANCE.

Resonant power converters have many advantages over PWM power converters, for example they have lower switching losses at higher switching frequencies, easier EMI filtering, reduced component stress, and higher efficiency. For reasons such as these they have developed an increasing interest over the past decade.

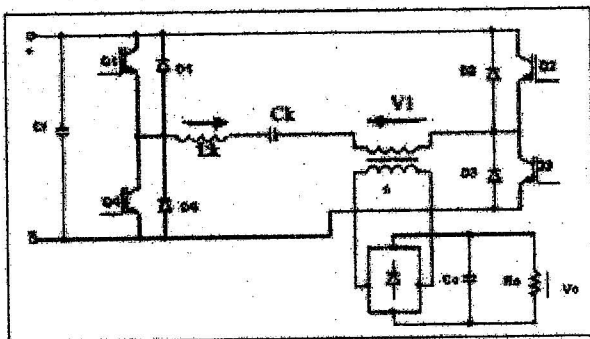
A series resonant converter with improved performance is presented. The objectives were to identify the parameters that affect losses and examine the possible design tradeoffs. Such information should be useful in design of this class of converters - considering the fact that every practical design is always a compromise among a multitude of alternatives. The theoretical derivations are the verified against experimental results. The modified series resonant converter is simulated using PSPICE. Finally, general conclusion and design recommendation are presented.

I. Въведение

Резонансните преобразуватели са намерили широко приложение, поради възможността си за превключване при нулево напрежение (ZVS), нулев ток (ZCS) или смесени схемни топологии. На тяхна основа се разработват DC-DC преобразуватели [1], схеми за корекция фактора на мощност [2,3], електрическо заваряване [4] и др. Използването на IGBT като ключов елемент в тези преобразуватели е свързано с решаването на въпроса за намаляване загубите на този биполярен елемент. Класическите резонансни инвертори, които работят с честоти по-ниски от резонансните са склонни към загуби в отпушено състояние. Причина за това е факта, че отпушването на IGBT в полумостовите и мостови схеми се осъществява докато провежда обратния диод на другия силов елемент. В този случай IGBT се отпушва, като в режим на принудителна комутация. Целта на предложеното изследване е проектирането на DC-DC преобразувател с подобрени характеристики.

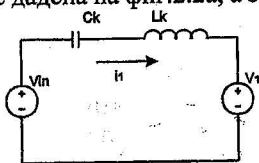
II. Анализ на схемата

Разглежда се DC-DC последователен инвертор (фиг.2.1). В анализа се допуска, че ключовете, диодите, и трансформаторите са идеални, капацитетът C_0 в изходния филтър е безкрайно голям, следователно, изходното напрежение V_0 е константа. Тук, V_m е входното напрежение, $V_1 = V_0/n$ е приведеното изходно напрежение, а n е коефициента на трансформация.

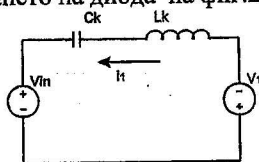


Фиг. 2.1 последователен DC-DC преобразувател

Еквивалентната заместваща схема за интервала на провеждане на транзистора е дадена на фиг.2.2а, а за провеждането на диода на фиг.2.2 б.

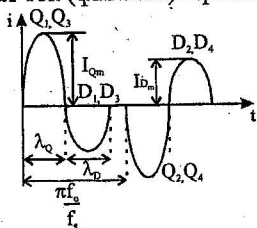


Фиг.2.2а

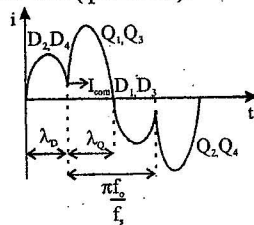


Фиг.2.2б

И двата еквивалентни кръга включват резонансната $L_k C_k$ верига. Управляващата честота f_s е по-ниска от резонансната f_o като схемата работи с честота по-ниска от резонансната. Ще бъдат разгледани два режим на работа - прекъснат ток (фиг.2.3а) и режим на непрекъснат ток (фиг.2.3б).



фиг.2.3а



фиг.2.3б

II.1 Методика за проектиране на параметрите на последователен резонансен DC – DC преобразувател

Целта на разглежданата методика за проектиране е да се предложат удобни зависимости за инженерни пресмятания.

За режим на прекъснат ток е в сила съотношението между честотите $f_i < \frac{1}{2} f_o$. В този режим резонансният ток i достига нулата в края на резонансният период. От тук следва, че транзисторите са запушени и се отпушват при нулев ток. Преобразувателят работи в режим на непрекъснат ток (фиг.2.36), когато $f_s > \frac{1}{2} f_o$.

Ъглите при провеждане на транзисторите и диодите са с различни стойности в режима на непрекъснат ток, но тяхната сума е функция на коефициента на прекъснатост

$$(1) \quad \lambda_Q + \lambda_D = \pi \frac{f_o}{f_s} = \frac{\pi}{v}.$$

От тук средният ток през транзисторите ще бъде равен на

$$(2) \quad I_{Qav} = I_{Qm} \frac{(1 - \cos \lambda_Q)}{2\pi} v = \frac{I_{com}}{\pi} \frac{v}{2} \tan\left(\frac{\lambda_Q}{2}\right),$$

където I_{Qm} е максимума на транзисторния ток, а I_{com} е резонансният ток в момента на комутацията. Средният ток през диодите е

$$(3) \quad I_{Dav} = I_{Dm} \frac{(1 - \cos \lambda_D)}{2\pi} v = \frac{I_{com}}{\pi} \frac{v}{2} \tan\left(\frac{\lambda_D}{2}\right),$$

където I_{Dm} е максималната стойност на тока през диодите. От тук следва, че максималната стойност напрежение V_{Cm} върху кондензатора има вида

$$(4) \quad V_{Cm} = \frac{1}{2f_s C_k} (I_{Qav} + I_{Dav}).$$

Напрежението върху кондензатора в момента на комутация е

$$(5) \quad V_{Ccom} = V_{Cm} - \frac{1}{f_s C_k} I_{Dav} = \frac{1}{2f_s C_k} (I_{Qav} - I_{Dav}).$$

Запасената енергия в кондензатора C_k по време на интервала на провеждане на транзисторите и по време на провеждане на обратните диоди има вида

$$(6) \quad \Delta W_C = \frac{C_k}{2} (V_{Cm}^2 - V_{Ccom}^2) = \frac{1}{2f_s^2 C_r} I_{Qav} I_{Dav}$$

ΔW_C може да бъде разписана с две други уравнения

$$(7) \quad \Delta W_C = (V_{in} + V_1) \frac{I_{Dav}}{f_s} + \Delta W_L$$

$$(8) \quad \Delta W_C = (V_{in} - V_1) \frac{I_{Qav}}{f_s} + \Delta W_L,$$

където ΔW_L е запасената енергия в индуктивността L_k в момента на комутация

$$(9) \quad \Delta W_L = \frac{L_r I_{com}^2}{2}$$

След преобразуване се получава

$$(10) \quad \Delta W_C = (V_{in} + V_1) \frac{I_{Dav}}{f_s} + \frac{1}{2f_s^2 C_k} I_{Qav} I_{Dav} N$$

$$(11) \quad \Delta W_C = (V_{in} - V_1) \frac{I_{Qav}}{f_s} + \frac{1}{2f_s^2 C_k} I_{Qav} I_{Dav} N,$$

където [5]

$$(12) \quad N = \frac{1}{\tan\left(\frac{\lambda_Q}{2}\right) \tan\left(\frac{\lambda_D}{2}\right)}$$

Средните стойности на тока през транзисторите и диодите в нормализиран вид ще бъдат

$$(13) \quad I_{Qav}^* = \frac{I_{Qav}}{I_{inav}} = \frac{1}{4} \left(\frac{V_{in}}{V_1} + 1 \right)$$

$$(14) \quad I_{Dav}^* = \frac{I_{Dav}}{I_{inav}} = \frac{1}{4} \left(\frac{V_{in}}{V_1} - 1 \right).$$

Резонансният ток в момента на комулацията в нормализиран вид има вида

$$(15) \quad I_{com}^* = \frac{I_{com}}{I_{inav}} = \frac{\pi f_s}{2 f_s} \left(\frac{V_{in}}{V_1} + 1 \right) \frac{1}{\tan\left(\frac{\lambda_Q}{2}\right)}.$$

Приведеният изходен ток се определя чрез зависимостта

$$(16) \quad I_1 = 2(I_{Qav} + I_{Dav}) = \frac{\omega_s C_k}{\pi} \frac{4V_{in}}{(1-N)}$$

Отношението на изходното към входното напрежение може да бъде представено в следния вид

$$(17) \quad V_{in} I_{inav} = V_1 I_1$$

откъдето се получава

$$(18) \quad \frac{V_1}{V_{in}} = \frac{I_{Qav} - I_{Dav}}{I_{Qav} + I_{Dav}}.$$

Условието $V_1 < V_{in}$ е валидно, когато $I_{Dav} > 0$. В случай $I_{Dav} = 0$, то $V_1 = V_{in}$. След пресмятане, могат да се изведат зависимости, които дават връзката между ъглите на провеждане на транзисторите и диодите (λ_Q и λ_D), на коефициента на прекъснатост (f_o/f_s), и отношението на изходното към входното напрежение (V_1/V_{in}) в режим на непрекъснат ток. Удобство при изчисленията е и графичното представяне на връзките $\lambda_Q = \varphi(V_1/V_{in}, f_o/f_s)$, и $\lambda_D = \varphi(V_1/V_{in}, f_o/f_s)$.

Загубите в последователните преобразуватели могат да се групират, както следва: - загуби при провеждане в трансформатора и резонансната индуктивност; загуби при провеждане в транзисторите; загуби при провеждане в диодите; загуби при превключване на транзисторите; загуби при превключване на диодите. Загубите при провеждане в трансформатора и

резонансната индуктивност са пропорционални на ефективната стойност на резонансния ток. За да се определят тези загуби е необходимо да се изчисли ефективната стойност на резонансния ток I_{rms} в режим на непрекъснат и прекъснат ток. За режим на прекъснат ток се получава уравнението в нормализиран вид

$$(19) \quad I_{rms}^* = \frac{I_{rms}}{I_{inav}} = \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{f_r}{f_s} \left[1 + \left(\frac{V_{in}}{V_1} \right)^2 \right]}$$

За режим на непрекъснат ток зависимостта е

$$(20) \quad I_{rms}^* = \frac{I_{rms}}{I_{inav}} = \frac{\pi}{2(1 - \cos \lambda_Q)} \left(1 + \frac{V_{in}}{V_1} \right) \sqrt{\frac{f_r}{2f_s} H},$$

където

$$(21) \quad H = \frac{\lambda_Q}{\pi} - \frac{1}{2\pi} \sin 2\lambda_Q + \left(\frac{\sin \lambda_Q}{\sin \lambda_D} \right)^2 \left[\frac{\lambda_D}{\pi} - \frac{1}{2\pi} \sin 2\lambda_D \right].$$

Загубите P_c при провеждане от диодите или от IGBT могат да се апроксимират с израза $P_c = I_{av} V_{sat}$, където I_{av} е средния ток през елемента и V_{sat} е напрежението в отпушено състояние. Уравнения (13) и (14) показват, че средния ток през IGBT и през обратните диоди ($I_{Q_{av}}$ и $I_{D_{av}}$) е функция на отношението на изходното към входното напрежение (V_1/V_{in}) и е независим от коефициента прекъснатост.

Следователно ефективните загуби свързани с трансформатора и резонансната индуктивност и загубите свързани със средния ток (на транзисторите и обратните диоди) са силно зависими от отношението на изходното към входното напрежение. Ефективните загуби в трансформатора и резонансната индуктивност са по-малки в режим на непрекъснат ток в сравнение с режима на прекъснат ток. Но в режим на непрекъснат ток рязкото превключване на IGBT и на обратните диоди поставя строга граница при увеличаване на превключващата честота. Загубите свързани с това рязко превключване ще са функция на големината на резонансния ток в момента на комутацията (I_{com}).

За намаляване на загубите при превключване може да се добавят допълнителни индуктивности L_s последователно на транзисторите. Добавянето им намалява di/dt на IGBT и диодите, като $\frac{di_Q}{dt} = -\frac{di_D}{dt} = \frac{V_{in}}{2L_s}$

Това равенство се получава при допускането, че интервала на комутацията е много малък в сравнение с резонансния полупериод. При това положение резонансният ток остава постоянен по време на комутацията. Трябва да се отбележи, че добавянето на L_s води до увеличаване на максималното напрежение върху IGBT и диодите.

След определянето на ефективната стойност на резонансния ток се изчисляват загубите на мощност на трансформатора, резонансната индуктивност и

последователните индуктивности L_s . – P_z . Сумарните загуби на мощност на преобразувателя са :

$$(22) \quad P_{\text{loss}\Sigma} = P_Z + P_Q + P_D + P_{D_o}$$

Ефективността на преобразувателя се пресмята от познатото съотношение

$$(23) \quad \eta = \frac{P_o}{P_{in}} \cdot 100 = \frac{P_{in} - P_{\text{loss}\Sigma}}{P_{in}} \cdot 100 [\%]$$

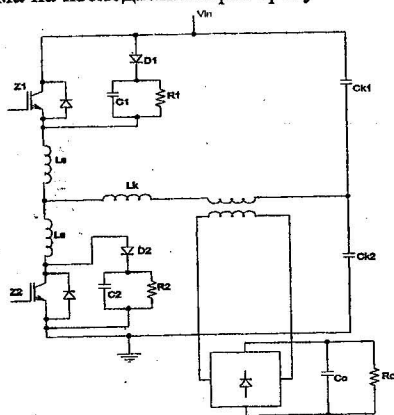
III. Изчисление на параметрите на проектирания преобразувател

Изходните данни използвани за пресмятане на параметрите на преобразувателя са следните:

$$V_{in} = 100\text{V}; \quad V_o = 40\text{V}; \quad f_y = 65 \text{ kHz}; \quad P = 300 \text{ W};$$

IGBT транзистор - BUP304 ($V_{Q_{rat}} = 3,3 \text{ V}/15\text{A}$); диоди 10CTQ150/10A, 150V.

Принципната схема на изследвания преобразувател е дадена на фиг.2.4.



Фиг. 2.4

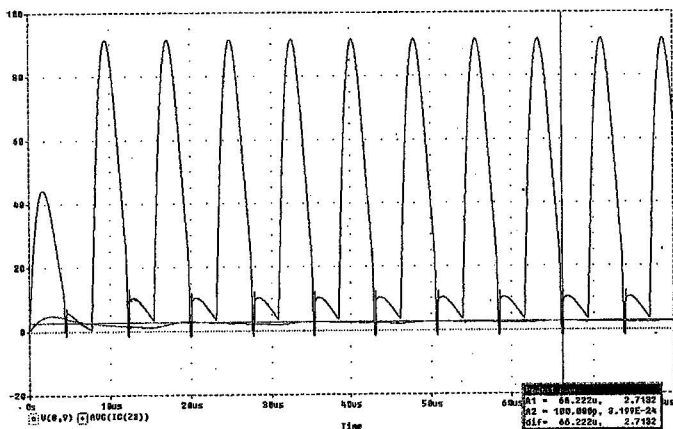
Резултатите, получени при пресмятането на преобразувателя са посочени в таблица 1.

Таблица 1

f_o , kHz	$1/v$	V_1/V_{in}	λ_{O_1} , rad	λ_{D_2} , rad	I_{inav_1} , A	I_{Qav_1} , A	I_{Dav_1} , A
111,7	1,72	0,6	2,95	2,44	2,5	3	1

Симулационни резултати при активен товар без изглаждащ филтър са показани на фиг.2.5. Фигурата илюстрира изходното напрежение и средната стойност на тока през един от транзисторите.

Изчисленията и получените от компютърното симулиране стойности са дадени в таблица 2



Фиг.2.5

Таблица 2

$V_{in} = 100V, V_{out} = 40V, f_y = 65kHz, P = 300W$					
Величина	λ_D°	λ_ϕ°	$V_o [V]$	$I_{Qav} [A]$	$I_{Dav} [A]$
Изчислена ст-ст	139,7	169	40	3	0.8
Симуляционен резултат	143	160	37,8	2.7	0.89

Резултатите от таблици 1, 2 и фиг.2.5 дават основание методиката за проектиране на резонансният инвертор да се оцени, като достатъчно точна. Потвърдени са напълно както формата и стойностите на тока на транзисторите и обратните диоди, така и формата и стойността на напрежението.

Изследването на предлагания преобразувател е по НИС договор № I-308/19.06.02. на тема "Електронни преобразуватели за захранващи източници с регулируеми външни характеристики".

Литература

- [1] Steigerwald R.L., High frequency resonant transistor DC-DC converters, IEEE Trans. Ind. Electronic, vol.IE-31, 1984, pp.181-191
- [2] Schutten M.J., R. L. Steigerwald, Characteristics of load resonant converter operated in high power-factor mode, IEEE Trans. Power Electronic, vol.7, 1992, pp.304-314
- [3] Lippincot A.C., R. M. Nelms, A capacitor-charging power supply using a series resonant topology, constant time/variable frequency control, and zero-current switching, IEEE Trans. Ind. Electronic, vol.38, 1991, pp.438-447
- [4] Malesani L., P. Mattavelli, Electronic welder with high frequency resonant inverter, IEEE Trans. Ind. Application, vol.31, 1995, pp.273-279
- [5] Ivensky G., I. Zelter, A. Krats, B. Yaakov, Reducing IGBT losses in ZCS series resonant converter, IEEE Trans. Ind. Application, vol.33, 1996