

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ТРАНЗИСТОРЕН РЕЗОНАНСЕН ИНВЕРТОР С ХИБРИДНИ МЕХАНИЗМИ НА КОМУТАЦИЯ

гл. ас. д-р Николай Димитров Банков – ВИХВП-Пловдив
доц. д-р Стефан Евтимов Табаков – ТУ-София
гл. ас. Веселин Станчев Станчев – ВИХВП-Пловдив
E-mail: nikolay_bankov@yahoo.com

A transistor resonant inverter with commutations both in zero voltage (ZVS) and zero current (ZCS) is presented. The initial power of the inverter is altered through pulse-width modulation of the voltage of the consecutive oscillating circle. The inverter operates with constant frequency. Analysis of the inverter is made in fluctuation operation mode ($R < 2\sqrt{L/C}$).

Mathematical expressions are derived for the parameters, characterising the operation of the inverter – initial voltage and power, average value of the current through the transistors and the reverse diodes, input current of the inverter, maximal voltage over the commutating capacitor, frequency of control, etc.

The results of the calculations for a specific resonant inverter are presented. The suggested method for analysis is tested through a computer-based simulation under the PSPICE program.

The results obtained can be utilized for construction of wide-ranged power supply sources with similar control, energy and economic characteristics.

Известен е хибриден резонансен инвертор с обратни диоди, комбиниращ несиметрични тиристори и мощни биполярни транзистори [2÷5]. Несиметричните тиристори са полупроводникови ключове от вида ZCS (Zero Current Switching), а биполярните транзистори притежават специфично управление, което ги преобразува в ключове от вида ZVS (Zero Voltage Switching).

Изходната мощност на инвертора се променя чрез широчинно-импулсно регулиране (ШИР) на напрежението върху последователния трептящ RLC кръг. Това е регулиране чрез дефазиране на двете инверторни рамена, но с използването едновременно на ключове от двата вида, условията за естествената им комутация се запазват в много широк диапазон на изменение на мощността.

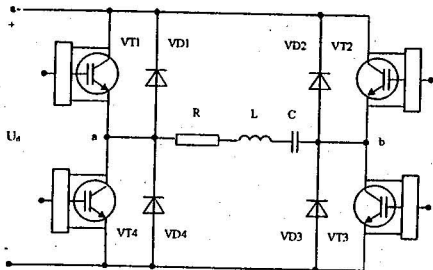
Работната честота на инвертора се променя в тесни граници така, че напрежението върху трептящия кръг и тока през него да съвпадат по фаза ($\cos \varphi = 1$).

Несиметричните тиристори имат съществени недостатъци, в т.ч. и ограничени динамични параметри. Тяхното използване понижава енергийните показатели на

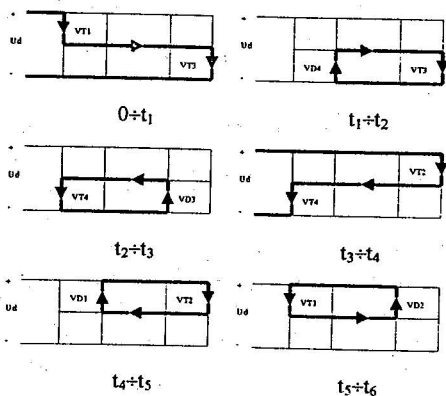
инвертора, ограничава неговата работна честота и диапазон на регулиране на изходната мощност, усложнява системата за управление и т.н.

В настоящата работа се предлага вариант на разглеждания инвертор, освободен от посочените недостатъци, като едновременно с това се запазват неговите основни предимства. Извършен е анализ на инвертора в установен режим на работа и компютърна симулация с програмата PSPICE.

На фиг. 1 е показана принципната електрическа схема на предлагания инвертор, изпълнен само с IGBT транзистори. Чрез специфично управление едната управляема комутация на IGBT транзисторите се заменя с естествена, с което практически се премахват загубите при нея. В случая транзисторите VT1 и VT4 са с управляемо запушване и естествено отпушване при нулево напрежение (ZVS), а



фиг. 1



фиг. 2

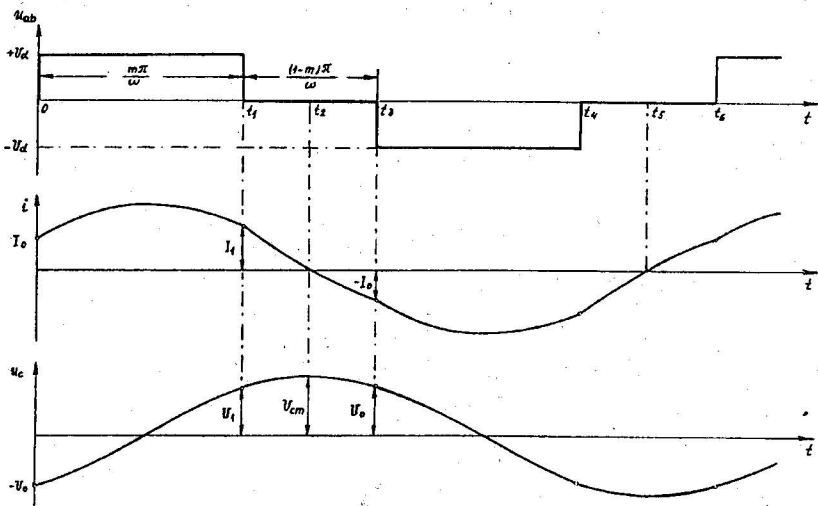
транзисторите VT2 и VT3 - с управляемо отпушване и естествено запушване при нулиране на тока през тях (ZCS). Възможността за синтез на тези полупроводникови ключове с мека комутация е показана от авторите в [1]. С тяхното използване инверторът на фиг. 1 може да се разглежда като хибриден само по отношение на механизмите на комутация.

На фиг. 2 схематично е показан принципът на действие на инвертора, а на фиг. 3 – диаграмите на напрежението u_{ab} върху третия кръг, тока i през него и напрежението u_c върху кондензатора С.

От фиг. 2 се вижда, че $0 \div t_1$ и $t_3 \div t_4$ са интервали на провеждане едновременно на два транзистора от инвертора. Тогава се консумира енергия от захранващия източник и се формират положителния ($0 \div t_1$) и отрицателния импулс ($t_3 \div t_4$) на напрежението u_{ab} . Паузите в кривата на u_{ab} се получават, когато едновременно са отпушени транзистор и диод от долната ($t_1 \div t_2$ и $t_2 \div t_3$) или горната ($t_4 \div t_5$ и $t_5 \div t_6$) част на схемата. По този начин третият кръг се свързва накъсо и напрежението u_{ab} става равно на нула.

Отсъствието на интервали, в които се връща енергия от третия кръг към захранващия източник, потвърждава, че $\cos \varphi = 1$.

Изходната мощност се регулира практически от 0 до 100% чрез изменение на коефициента на запълване m на напрежението u_{ab} в границите от 0 до 1.



фиг. 3

Постояннотоковият източник е възможно да бъде нерегулируем.

Най-често резонансният инвертор работи в колебателен режим ($R < 2\sqrt{L/C}$). Собствената резонансна честота на последователния трептящ кръг е равна на

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \delta^2}, \text{ където } \delta = \frac{R}{2L} \text{ е коефициентът на затихване на кръга.}$$

Токът в инверторната верига и напрежението на кондензатора C в интервала $0 \div t_1$ се определят от изразите

$$(1) \quad i_1(t) = \frac{U_d + U_0}{\omega_0 L} e^{-\delta t} \sin \omega_0 t - I_0 e^{-\delta t} \left(\frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t - \cos \omega_0 t \right)$$

$$(2) \quad u_{c1}(t) = U_d - (U_d + U_0) e^{-\delta t} \left(\frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t + \cos \omega_0 t \right) + \frac{I_0}{\omega_0 C} e^{-\delta t} \sin \omega_0 t$$

Същите величини в интервала $t_1 \div t_3$ са

$$(3) \quad i_2(t) = -\frac{U_1}{\omega_0 L} e^{-\delta(t-t_1)} \sin \omega_0(t-t_1) - I_1 e^{-\delta(t-t_1)} \left[\frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0(t-t_1) - \cos \omega_0(t-t_1) \right]$$

$$(4) \quad u_{c2}(t) = U_1 e^{-\delta(t-t_1)} \left[\frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0(t-t_1) + \cos \omega_0(t-t_1) \right] + \frac{I_1}{\omega_0 C} e^{-\delta(t-t_1)} \sin \omega_0(t-t_1)$$

Началните условия в схемата I_0 , U_0 , I_1 и U_1 , както и честотата на управление ω се определят от следната система уравнения

$$(5) \quad \begin{aligned} i_1(t_1) &= i_2(t_1) = I_1; \\ u_{c1}(t_1) &= u_{c2}(t_1) = U_1; \\ i_2(t_3) &= -i_1(0) = -I_0; \\ u_{c2}(t_3) &= -u_{c1}(0) = U_0; \\ i_2(t_2) &= 0, \end{aligned}$$

където $t_1 = \frac{m\pi}{\omega}$; $t_3 = \frac{\pi}{\omega}$; $t_2 = t_1 + \frac{t_3 - t_1}{2} = \frac{(1+m)\pi}{2\omega}$.

Условието $t_2 = t_1 + \frac{t_3 - t_1}{2}$ се изпълнява от системата за управление на инвертора. Тя поддържа $\cos \varphi = 1$ при промяна на натоварването или на параметъра m . По този начин токът в трептящия кръг се нулира в момента t_2 , който винаги разделя интервала $t_1 \div t_3$ на две равни части.

Численото решаване на системата уравнения (5) позволява да се определят еднозначно моментните стойности на тока i и напрежението u_c в установен режим. на работа на инвертора.

Тогава средната стойност на тока през транзисторите е

$$(6) \quad I_{VT1,4av} = \frac{\omega}{2\pi} \left[\int_0^{t_1} i_1(t) dt + \int_{t_3}^{t_2} i_2(t) dt \right]$$

$$(7) \quad I_{VT2,3av} = \frac{\omega}{2\pi} \left[\int_0^{t_1} i_1(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} i_2(t) dt \right],$$

а средната стойност на тока през диодите е

$$(8) \quad I_{VD1,4av} = \frac{\omega}{2\pi} \int_{t_1}^{t_2} i_2(t) dt$$

$$(9) \quad I_{VD2,3av} = \frac{\omega}{2\pi} \int_{t_3}^{t_2} i_2(t) dt$$

Валидни са съотношенията

$$(10) \quad I_{VT1,4av} = \frac{I_d}{2} + I_{VD2,3av}; \quad I_{VT2,3av} = \frac{I_d}{2} + I_{VD1,4av}$$

Входният ток на инвертора се определя от израза

$$(11) \quad I_d = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{t_1} i_1(t) dt$$

Максималното напрежение на кондензатора е

$$(12) \quad U_{C_m} = u_{C2}(t_2)$$

Постояннотоковата мощност, консумирана от захранващия източник е

$$(13) \quad P_d = U_d I_d$$

Ако се приеме к.п.д. на инвертора, равен на единица, за ефективните стойности на товарното напрежение и тока в инверторната верига се получава

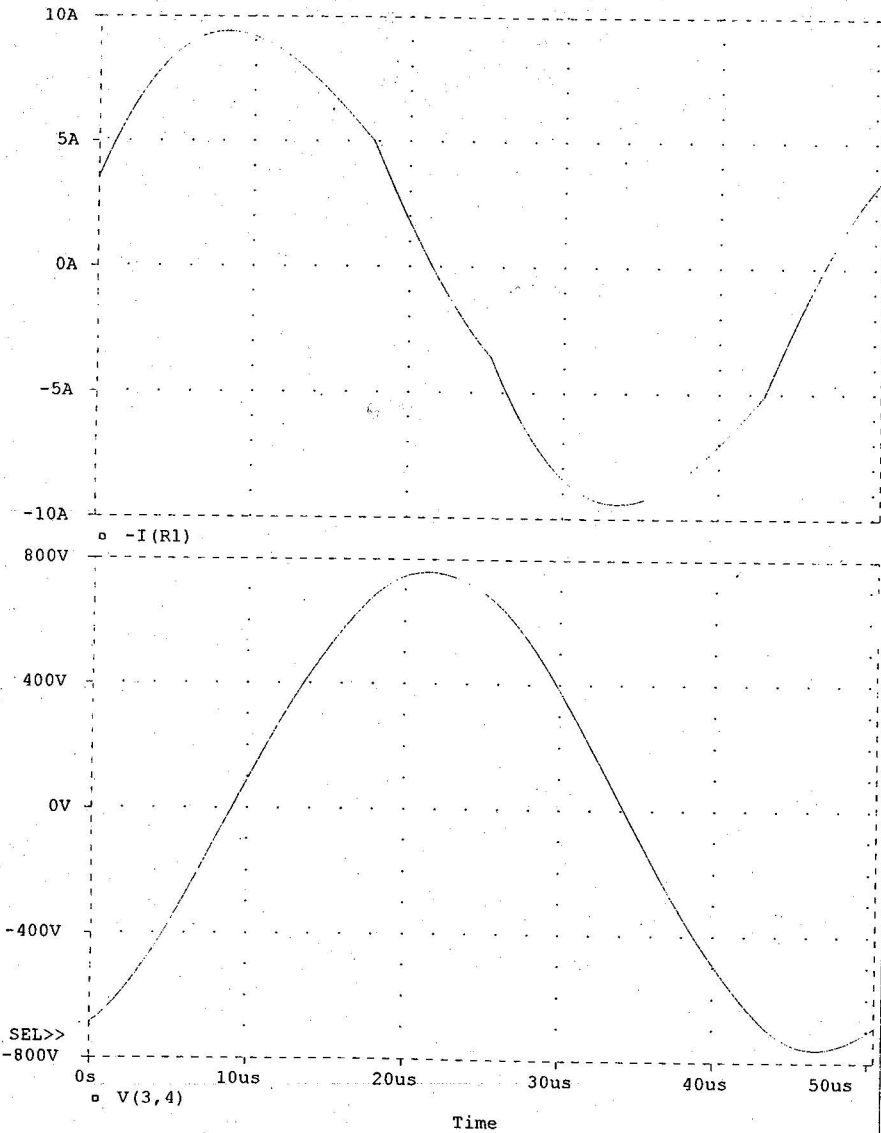
$$(14) \quad U = \sqrt{P_d R}; \quad I = \sqrt{P_d / R}.$$

С помощта на гореизложената методика са изчислени параметрите на установения режим на предлагания транзисторен резонансен инвертор. Изходните данни са следните: $U_d=500V$; $R=60\Omega$; $L=655\mu H$; $C=0,1\mu F$; $m=0,7$.

Получени са следните стойности на параметрите: $\delta=45801,5s^{-1}$; $\omega_0=114758s^{-1}$; $I_0=3,5693A$; $U_0=-685,92V$; $I_1=5,0471A$; $U_1=667,09V$; $\omega=124598s^{-1}$; $f=19,830kHz$; $t_1=17,650\mu s$; $t_2=21,432\mu s$; $t_3=25,214\mu s$; $I_{VT1,4av}=2,8273A$; $I_{VT2,3av}=2,8646A$; $I_{VD1,4av}=0,18159A$; $I_{VD2,3av}=0,14425A$; $I_d=5,3661A$; $U_{Cm}=758,66V$; $U=401,23V$; $I=6,6871A$; $P_d=2683,1W$.

С помощта на програмата PSPICE е извършена компютърна симулация на изследвания инвертор. На фиг. 4 са показани времедиаграмите на тока $I(R1)$ в инверторната верига и напрежението $V(3,4)$ на кондензатора С.

(A) A:\HYBRID.DAT



φ₂. 4

Изводи:

1. Съществува пълно съпадение между резултатите, получени от численото решение и компютърната симулация. От това следва, че предложената методика за анализ на транзисторен резонансен инвертор с хибридни механизми на комутация е пригодна за практиката.

2. Предлаганият инвертор дава възможност за широкодиапазонно регулиране на изходната мощност при работа с постоянна честота, равна на резонансната. Той може да се използва като токозахранващ източник в уредби за индукционно топене за нуждите на бижутерията, стоматологията, и др. Целесъобразно е да се използва последователна компенсацията на товара.

ЛИТЕРАТУРА

1. Банков, Н., Д. Цанков. Мощни полупроводникови ключове с мека комутация. - Е+Е, 1996, № 9-10, 19-21.
2. Cheron, Y. La commutation douce dans la conversion statique de l'energie electricque. Technique et Documentation - Lavoisier, 1989.
3. Cheron, Y., H.Foch, J.Roux. Convertisseurs a resonance: Methodes de controle du transfert de puissance. - Electronique de Puissance, 1986, №16, 33-39.
4. Cheron, Y., H.Foch, J.Roux. Power transfer control methods in high frequency resonant converters. - PCI Proceedings, Munich, 1986, 92-103.
5. Cheron, Y., H.Foch, Y.Mopty. Convertisseur moyenne frequence a thyristors asymetriques et transistors de puissance. - Electronique Industrielle, 1983, №49, p.67-72.