

АНАЛИЗ НА ТРАНЗИСТОРЕН РЕЗОНАНСЕН ИНВЕРТОР ПО МЕТОДА НА ПЪРВИЯ ХАРМОНИК

гл. ас. д-р Николай Димитров Банков – ВИХВП-Пловдив
E-mail: nikolay_bankov@yahoo.com

Analysis of a transistor resonant inverter by using the first harmonic approximation. An analysis of a transistor resonant inverter, functioning with a frequency, higher than the resonant one has been made using the first harmonic approximation. The dependencies between the basic values of the transistor have been obtained and its load characteristics have been built. A method for designing the inverter has been proposed. The results obtained have been confirmed by computer simulation with the help of the PSPICE program.

Въведение

Със своите забележителни енергийни показатели и висока сигурност на работа транзисторният инвертор, работещ на честоти, по-високи от резонансната, става все по-предпочитан като източник на високочестотна енергия за нуждите на електротехнологиите. За това свидетелствува нарастващия брой публикации на тази тема [1, 4+6].

В [2] е направен точен анализ на транзисторния инвертор, като се решават съответните диференциални уравнения. Този анализ води до сложни изчисления и трудно се прилага в практиката.

Често при анализа на инверторни схеми се вземат под внимание само първите хармоници на напрежението и тока, което позволява значително да се опрости изчислението. Резултатите, получени чрез метода на първия хармоник, са пригодни за инженерни изчисления, тъй като малко се отличават от резултатите, получени чрез решаване на диференциални уравнения.

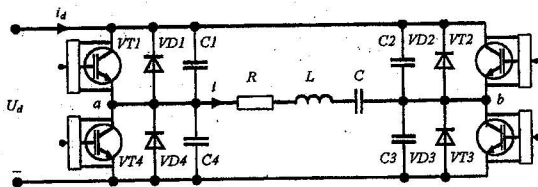
Цел на настоящата работа е да се извърши анализ на транзисторния инвертор, работещ на честоти, по-високи от резонансната по метода на първия хармоник. В резултат на анализа да бъде предложена методика за проектиране на инвертора.

Анализ на работата на инвертора

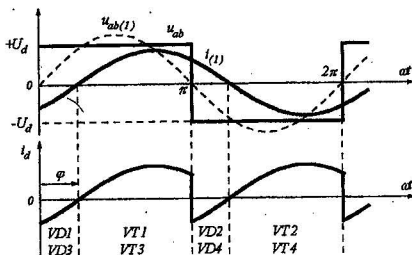
На фиг.1 е показана принципната електрическа схема на разглеждания инвертор, а на фиг. 2 – диаграмите на напрежението върху трептящия кръг u_{ab} , тока през него i и входния ток на инвертора i_d .

Приема се, че схемните елементи са идеални, а влиянието на демпфиращите кондензатори се пренебрегва. При тези допускания, изследването на преобразувателя се свежда до анализ на електрическа верига с последователно свързани R , L , C елементи. Съгласно метода на първия хармоник се приема, че в разглежданата верига действуват само първите хармоници на тока i и напреженията u_{ab} , u_L , u_C и $u_R = u_{изх.}$

За разглежданата верига са валидни равенствата:



фиг.1



фиг.2

$$(1) \quad U_{ab(1)}^2 = (U_{L(1)} - U_{C(1)})^2 + U_{изх(1)}^2 = I_{(1)}^2 \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2 + U_{изх(1)}^2$$

където $U_{ab(1)}$, $U_{L(1)}$, $U_{C(1)}$, $U_{изх(1)}$ и $I_{(1)}$ са ефективните стойности на първите хармоници съответно на u_{ab} , u_L , u_C , $u_{изх}$ и i . ω - работна честота.

Напрежението $U_{ab(1)}$ може да се изрази чрез U_d .

$$(2) \quad U_{ab(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_d$$

Резонансната честота и вълново съпротивление на третия кръг са съответно:

$$(3) \quad \omega_0 = 1/\sqrt{LC}; \quad \rho_0 = \sqrt{L/C}$$

От (1), (2) и (3) следва:

$$(4) \quad U_d^2 = \frac{\pi^2}{8} I_{(1)}^2 \rho_0^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 + \frac{\pi^2}{8} U_{изх(1)}^2$$

Въвеждат се следните величини в относителни единици:

$$U' = U_{изх(1)} / U_d \quad - \text{изходно напрежение;}$$

$$I' = \frac{I_{(0)}}{U_d / \rho_0} \quad - \text{изходен ток;}$$

$$I'_d = \frac{I_d}{U_d / \rho_0} \quad - \text{входен ток на инвертора;}$$

$$(5) \quad P' = \frac{U_d I_d}{U_d^2 / \rho_0} = I'_d \quad - \text{изходна мощност;}$$

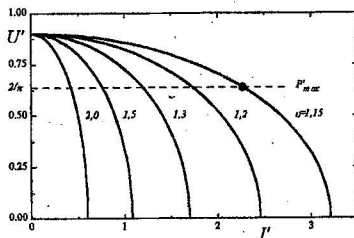
$$R' = U' / I' = R / \rho_0 \quad - \text{товарно съпротивление;}$$

$$\nu = \omega / \omega_0 \quad - \text{разстройка на резонансния кръг;}$$

В относителни единици (4) приема следния вид:

$$(6) \quad \frac{\pi^2}{8} U'^2 + \frac{\pi^2}{8} \left(\frac{\nu^2 - 1}{\nu} \right)^2 I'^2 = 1$$

Това уравнение на елипса представлява изходната характеристика $U'(I', \nu)$ на инвертора. На фиг.3 е показано семейство изходни характеристики за $\nu = 1,15; 1,2; 1,3; 1,5; 2,0$. Видът на изходните характеристики е единичен на тези, получени в [2]. Изходната мощност се регулира чрез изменение на работната честота на инвертора.



фиг.3

Изходната мощност на инвертора в относителни единици може да се изрази от уравнение (6) след неговото умножение с I'^2 :

$$(7) \quad P' = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I' \sqrt{1 - \frac{\pi^2}{8} \left(\frac{\nu^2 - 1}{\nu} \right)^2 I'^2}$$

При зададена стойност на ν , функцията $P'(I')$ има максимум при

$$I' = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\nu}{\nu^2 - 1} \quad \text{и} \quad U' = \frac{2}{\pi};$$

$$(8) \quad P'_{\max} = \frac{4}{\pi^2} \cdot \frac{\nu}{\nu^2 - 1}$$

Линията на максималната мощност в равнината $U'(I', \nu)$ (фиг. 3) е хоризонтална, съответстваща на изходно напрежение $U' = 2/\pi$.

Относителното съпротивление на резистора, в който се отделя максималната мощност е:

$$(9) \quad R' = \frac{\nu^2 - 1}{\nu}$$

Средната стойност на тока през транзисторите в относителни единици е:

$$(10) \quad I'_{VT} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\varphi} \sqrt{2} I' \sin \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} I' (\cos \varphi + 1)$$

а средната стойност на тока през обратните диоди е:

$$(11) \quad I'_{VD} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi-\varphi}^{\pi} \sqrt{2} I' \sin \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} I' (\cos \varphi - 1)$$

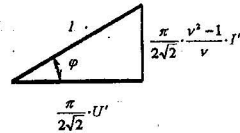
Входният ток на инвертора в относителни единици се определя от израза:

$$(12) \quad I'_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} I' \sin(\omega t - \varphi) d\omega t = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I' \cos \varphi$$

$\cos \varphi$ може да се определи от правоъгълния триъгълник (фиг.4):

$$(13) \quad \cos \varphi = \sqrt{1 - \frac{\pi^2}{8} \left(\frac{\nu^2 - 1}{\nu} \right)^2} I'^2$$

От изрази (7), (12) и (13) се вижда отново, че входния ток на инвертора в относителни единици е равен на изходната мощност (ако се приеме, че к.п.д. на инвертора е равен на единица).

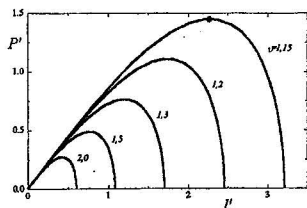


фиг.4

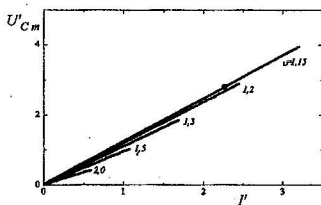
Максималното напрежение на комутация кондензатор в относителни единици е:

$$(14) \quad U'_{Cm} = \frac{\sqrt{2} I_{(v)}}{\omega C} \cdot \frac{1}{U_d} = \frac{\sqrt{2}}{\nu} \cdot \frac{I_{(v)}}{U_d / \rho_0} = \frac{\sqrt{2} I'}{\nu}$$

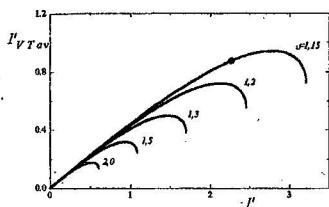
Графиките на зависимостите на основните величини на инвертора от изходният ток I' и разстройката на резонансния кръг ν в относителни единици са показани на фиг.5 + 8. Това са съответно изходната мощност и входния ток $P' = I'_d(I', \nu)$, максималното напрежение на комутация кондензатор $U'_{Cm}(I', \nu)$, средната стойност на тока през транзисторите $I'_{VTav}(I', \nu)$ и през обратните диоди $I'_{VDav}(I', \nu)$.



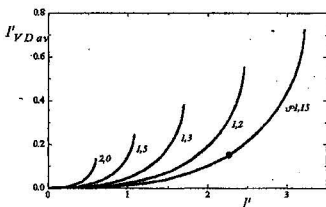
фиг. 5



фиг. 6



фиг. 7



фиг. 8

Проектиране

При проектирането на разглеждания резонансен инвертор обикновено се задават следните товарни параметри: мощност в товара P , изходно напрежение U , работна честота f и фактор на мощността на товара $\cos\varphi$. При реални товари, които са с много нисък $\cos\varphi$, може да се практикува както паралелна, така и последователна компенсация на товара.

Работната честота в относителни единици при номинален товар обикновено се избира в обхвата $\nu = 1, I' + 1, 3$.

Ако се предположи, че к.п.д. на инвертора е равен на единица, параметрите на захранващия източник са:

$$(15) \quad U_d = \frac{U}{U'} = \frac{U}{2/\pi}$$

$$(16) \quad I_d = \frac{P}{U_d} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{P}{U}$$

Стойностите на комутиращите елементи L и C се определят от изразите за максималната изходна мощност и разстройката на резонансния кръг:

$$(17) \quad P = \frac{4}{\pi^2} \cdot \frac{\nu}{\nu^2 - 1} \cdot \frac{U_d^2}{\sqrt{L/C}}$$

$$(18) \quad \nu = 2\pi f \sqrt{LC}$$

За L и C се получават зависимостите:

$$(19) \quad L = \frac{2}{\pi^3} \cdot \frac{v^2}{v^2 - 1} \cdot \frac{U_d^2}{f \cdot P}$$

$$(20) \quad C = \frac{\pi}{8} \cdot \frac{v^2 - 1}{f} \cdot \frac{P}{U_d^2}$$

Съгласуването на инвертора с товара се извършва по един от познатите начини: директно свързване, с помощта на ВЧ съгласуващ трансформатор или чрез използване на усложнена изходна верига. Целта е еквивалентното товарно съпротивление да има стойност:

$$(21) \quad R = \frac{R'}{\rho_0} = \frac{4}{\pi^2} \cdot \frac{U_d^2}{P}$$

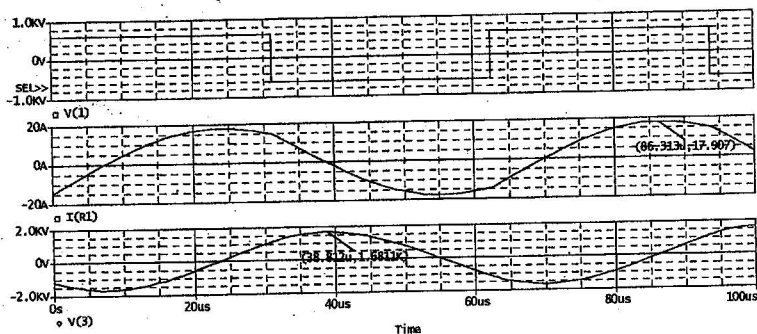
В този случай номиналната работна точка на инвертора съответства на максимума на характеристиката $P' = I'_d(I', v)$ при зададена стойност на v .

Във всички товарни характеристики е показана примерна работна точка при номинален товар и $v = 1,15$.

Компютърна симулация

С помощта на гореизложената методика са изчислени параметрите на установения номинален режим на предлагания транзисторен резонансен инвертор. Изходните данни са следните: $P=5\text{kW}$; $f=16\text{kHz}$; $U_d=600\text{V}$; $v=1,15$.

Получени са следните стойности на параметрите: $L=1190,31\mu\text{H}$; $C=109,935\text{nF}$; $R=29,1805\Omega$; $\varphi=45^\circ$; $I_{VTav}=5,02961\text{A}$; $I_{VDav}=-0,86294\text{A}$; $I_d=8,33333\text{A}$; $U_{Cm}=1675,01\text{V}$; $U=381,972\text{V}$; $I=13,0900\text{A}$; $I_m=18,5120\text{A}$.



фиг.9

С помощта на програмата OrCAD PSpice е извършена компютърна симулация на изследвания инвертор. На фиг.9 са показани времедиаграмите на напрежението върху третия кръг V(1), тока през него I(R1) и напрежението на комутирания кондензатор V(3).

Установява се много добро съвпадение между резултатите, получени от численото решение и компютърната симулация. Например, максималното напрежение на комутиращия кондензатор се изчислява с относителна грешка

$$\delta_{U_c} = \frac{1675,01 - 1681,1}{1681,1} \cdot 100\% = -0,362\%, \text{ а максималната стойност на тока през}$$

трептящия кръг - с относителна грешка $\delta_{I_m} = \frac{18,512 - 17,907}{17,907} \cdot 100\% = 3,379\%$ и

т.н. От това следва, че предложената методика за анализ на транзисторния инвертор, работещ на честоти, по-високи от резонансната е пригодна за практиката.

Изводи

Извършен е анализ по метода на първия хармоник на транзисторен инвертор, работещ на честоти, по-високи от резонансната. Получени са зависимости за основните величини на инвертора и са построени неговите товарни характеристики. Те позволяват да се оцени поведението на разглеждания резонансен инвертор при промените на товара по време на реален технологичен процес. Предложен е метод за бързо инженерно проектиране на инвертора. Получено е много добро съвпадение между теоретичните резултати от анализа и тези от компютърната симулация. Методът на първия хармоник е прост и удобен и в случая притежава удовлетворителна за практиката точност (грешка под 5%).

Литература

1. Анчев, М.Х., Г.Ю. Малеев. Анализ на транзисторен инвертор, работещ на честота, по-висока от резонансната. - Е+Е, 2000, № 5-6, 12-17.
2. Bankov, N.D., S.E. Tabakov, C.V. Gavrovski. - Analysis of a transistor series-resonant inverter operating at frequencies higher than the resonance. Proceedings, Faculty of Electrical Engineering, Skopje, Vol.21, No.1-2, December 2001, pp. 37-43.
3. Cheron, Y. La commutation douce dans la conversion statique de l'energie electrique. Technique et Documentation - Lavoisier, 1989.
4. Valtchev, St.S., J.B. Klaassens. Efficient resonant power conversion. - IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.37, №6, December 1990, 490-495.