ИНВЕРТОРИ С ОБРАТНИ ДИОДИ В РЕЖИМ НА УМНОЖЕНИЕ НА ЧЕСТОТАТА

Доц. Д-р Румен Димитров Каров , ТУ-София, филиал Пловдив
Гл.ас. Д-р Светослав Цветанов Иванов , ТУ-София, филиал Пловдив

Известните изследвания в последните години относно последователно-паралелни инвертори с обратни диоди [1,2] не разглеждат режими с умножение на честотата, тъй като съвременните силови електронни ключове са достатъчно високо-честотни, а най-новите публикации се отнасят именно за такива ключове.

Но работната честота е свързана и с мощността на силовите ключове. Ако това са двуоперационни тиристори, IGBT-транзистори, биполярни транзистори, работната честота е десетки килохерци, а за еднооперационните тиристори, които са предпочитани при високи напрежения и мощности, е до 10 килохерца. За тези случаи представлява интерес изследване на инверторен режим с умножение на честотата. Освен това при последователно-паралелна изходна инверторна верига в случаите на настройка и регулиране с управляващата честота или промяна в параметрите на товара много често се преминава през режим умножение на честотата.

Обект на това изследване са условията, при които се получава умножение на честотата при инвертори с обратни диоди, с последователно-паралелни изходни вериги (фиг. 1) и изразяване на тези условия с един общ вектор на капацитивното напрежение в инверторната верига.

1. Последователна изходна верига на инвертор с обратни диоди

Еквивалентната схема е показана на фиг. 2.

Ефект на умножение на честотата може да се получи при съотношение на честотата на последователния кръг към управляващата честота $\frac{\omega_0}{\omega_y} = 2 \div 3$. Режимът на умножение на честотата е благодарение на двупосочния обмен на енергия между захранващия източник и последователния кръг през силовите ключове и обратните диоди (фиг. 3). При това наличието на първи хармоник е доста осезателно.

От еквивалентната схема на фиг. 2 могат да се определят тока и капацитивното напрежение. При последователна резонансна изходна верига на инвертор с обратни диоди за един период на изходната честота($\frac{\omega_0}{\omega_y} = 2$) се получават следните изрази за установен режим:

$$\mathbf{i} = \frac{2kE_0}{\omega_0 L} e^{-\delta t} \mathrm{Sin}\omega_0 t \qquad (1)$$

$$U_C = E_0 - 2kE_0 e^{-\delta t}\left(\frac{\delta}{\omega_0}\sin\omega_0 t + \cos\omega_0 t\right) \qquad (2)$$

$$k = \frac{1}{1 + e^{-\frac{\delta}{\omega_0}.2\pi}} \qquad (3)$$

$$\delta = \frac{R}{2L}; \qquad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \delta^2}$$

Върху товара се получава втория хармоник спрямо управляващата честота:

$$U_R = \frac{kE_0}{\omega_y L} R e^{-\delta t}.\sin 2\omega_y t \qquad (4)$$

Поради липса на пауза обаче първият хармоник е с голяма стойност.

2. Последователно-паралелна изходна верига на инвертор с обратни диоди

Еквивалентната схема е оказана на фиг. 4.

Схемата има два контура за двупосочен обмен на енергия - последователен и паралелен. В следствие двупосочния обмен на енергия в паралелния кръг (от кондензатора към индуктивността и от индуктивността към кондензатора) с честота равна на собствената на паралелния кръг се променят фазата и големината на напрежението на паралелния кондензатор.

В следствие двупосочния обмен на енергия в последователния кръг (от източника през силовите ключове към инверторния кръг и от инверторния кръг през обратните диоди към източника) с честота равна на собствената на последователния кръг се променят фазата и големината на напрежението на последователния кондензатор.

Следователно капацитивното напрежение U в инверторната верига има две съответстващи U_1 и U_2 с различни честоти, което води до неговия пулсиращ характер и може да въведем идеята за пулсиращ вектор на капацитивното напрежение в инверторната верига. Ако началните стойности на двете съставки в момента на комутация на силовите ключове в еквивалентната схема на фиг.4 означим с U_{10} и U_{20}, токът в последователната резонансна верига ще има вида(фиг.5):

$$i_1 = \frac{E_0 \pm U_{10} \pm U_{20}}{\omega_1 L} e^{-\delta t}\sin\omega_1 t \qquad (5)$$

$$\delta_1 = \frac{Rp}{2L}; \qquad \omega_1 = \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1} - \delta_1^2}; \qquad Rp = \frac{L_2}{C_2 R};$$

Вижда се,че фазата на началните стойности на двете съставни U_{10} и U_{20} ще определи възможността за работа в режим на умножение на честотата. Напрежението на последователния кондензатор е:

$$U_1 = E_0 - (E_0 \pm U_{10} \pm U_{20})e^{-\delta_1 t}(\frac{\delta_1}{\omega_1}\mathrm{Sin}\omega_1 t + \mathrm{Cos}\omega_1 t) \qquad (6)$$

В режим с пауза напрежението на паралелния кондензатор през време на паузата между комутациите се определя от еквивалентната схема на товарния паралелен кръг:

$$i_2 = \frac{U_{2m}}{\omega_2 L_2}e^{-\delta_2 t}\mathrm{Sin}\omega_2 t \qquad (7)$$

$$\delta_2 = \frac{R}{2L_2}; \qquad \omega_2 = \sqrt{\frac{1}{L_2 C_2} - \delta_2^{\,2}}$$

$$U_2 = -U_{2m}e^{-\delta_2 t}(\frac{\delta_2}{\omega_2}\mathrm{Sin}\omega_2 t + \mathrm{Cos}\omega_2 t) \qquad (8)$$

където U_{2m} е максималната стойност на напрежението на паралелния кондензатор в началото на паузата. Общият пулсиращ вектор на инверторното напрежение е $\vec{U} = \vec{U}_1 + \vec{U}_2$.

Нека да означим с n броя на полупериодите на напрежението на паралелния кондензатор през време на паузата и да приемем, че „n“ е цяло число: n = 1, 2, 3. . .

Да определим напрежението на C_2 в края на полупериодите:

n=1; $$U_2 = U_2\left(\frac{\pi}{\omega_2}\right) = U_{2m}e^{-\delta_2\frac{\pi}{\omega_2}} \qquad (9)$$

n=2; $$U_2 = U_2\left(\frac{\pi}{\omega_2}\right) = -U_{2m}e^{-\delta_2\frac{2\pi}{\omega_2}} \qquad (10)$$

n=3; $$U_2 = U_2\left(\frac{3\pi}{\omega_2}\right) = U_{2m}e^{-\delta_2\frac{3\pi}{\omega_2}} \qquad (11)$$

За да се получи съпосочност на U_{10} и U_{20} е необходимо, както се вижда от фиг. 5, „n“ да има нечетен номер n = 1, 3, 5. . . , при което умножението е (n + 2) кратно на управляващата честота.

При n = 1 умножението е утрояване на честотата и $U_{20} = U_{2m}e^{-\delta_2\frac{\pi}{\omega_2}}$

При n = 3 има петкратно умножение на честотата и $U_{20} = U_{2m}e^{-\delta_2\frac{3\pi}{\omega_2}}$

Следователно $\frac{\omega_1}{\omega_y} = n + 2$

Ако „n“ има четен номер, знаците на U_{10} и U_{20} са противоположни, не може да се получи необходимото разтрептяване на последователния кръг и да се отдаде мощност в товара. Само при съпосочност на двете съставки на пулсиращия вектор на капацитивното напрежение на инвертора ще се получи достатъчен периодичен фактор K и токът i_1, както и напрежението U_1 ще се получат в установен режим от вида (1), съответно (2).При това в товара се получава умножение на честотата при сравнително малък първи хармоник заради паузата.

При отношение на честотите $\frac{\omega_0}{\omega_u} = 3$ върху товара се получава трети хармоник спрямо управляващата честота (ако $\omega_2 = \omega_1$):

$$U_T = \frac{2kE_0}{3\omega_y L} Rpe^{-\delta t} Sin3\omega_y t = -U_{2m} e^{-\delta t} (\frac{\delta_2}{3\omega_y} Sin3\omega_y t + Cos\, 3\omega_y t) \qquad (12)$$

Но при $\omega_2 \neq \omega_1$ може да се получи допълнително умножение на честотата.

Ако $\frac{\omega_1}{\omega_y} = n + 2$ и означим $\frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{m}{n+2}$, където $\frac{m}{n+2} > 1$; $m-1>n+1$, то в товара се получава m-кратно умножение спрямо управляващата честота:

$$\frac{\omega_2}{\omega_y} = \frac{\omega_2}{\omega_1} \cdot \frac{\omega_1}{\omega_y} = m$$

$$U_2 = -U_{2m} e^{-\delta_2 t} (\frac{\delta_2}{m\omega_y} Sinm\omega_y t + Cosm\omega_y t) \qquad (13)$$

При пренебрегване на експоненциалните членове в изразите вектор може да се представи в комплексен вид:

$$\dot{U}_1 = U_1 e^{j\omega_y t} = U_1 (Cos\omega_y t + jSin\omega_y t) \qquad (14)$$

$$\dot{U}_2 = U_2 e^{j\omega_y t} = U_2 (Cos\omega_2 t + jSin\omega_2 t) \qquad (15)$$

$$\dot{U} = \dot{U}_1 + \dot{U}_2$$

При $t_1 = \frac{\pi}{\omega_y}$ съставката $\dot{U}_1$ на пулсиращия вектор трябва да смени знака си.

При $t_2 = \frac{m.\pi}{\omega_2}$ съставката $\dot{U}_2$ на пулсиращия вектор трябва да смени знака си съпосочно с $\dot{U}_1$. Следователно при $t_1 = t_2$, „m" трябва да има нечетни стойности, m = 1, 3, 5. . . от което следва:

$$\frac{\pi}{\omega_y} = m \frac{\pi}{\omega_2} \qquad \omega_2 = m.\omega_y$$

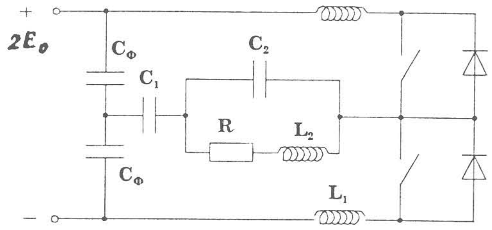
Като пулсиращ вектор на инверторното напрежение в такъв случай ще дефинираме векторът определен от дискретните стойности на m : $\dot{U} = U_1 e^{j\omega_y t} + U_2 e^{jm\omega_y t}$,

$$(16)$$

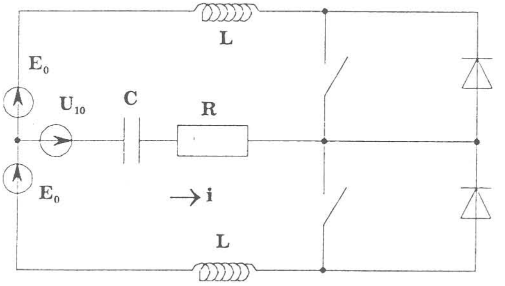
което е и условие да се получи умножение на честотата.

На фиг. 6 е показан видът на изходния ток в режим на удвояване на честотата от експериментално разработен транзисторен инвертор с обратни диоди.

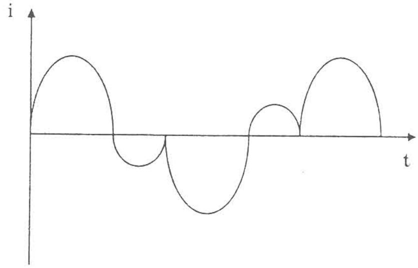
Литература
1. Bhat A.K, Analysis and Design of Series Parallel Resonant Converter, IEEE, Transactions on Power Electronics, vol. 8, 93g.
2. Wong S.C. and A.Brown, Analysis Modeling and Converter Circnits, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.10, 95g.



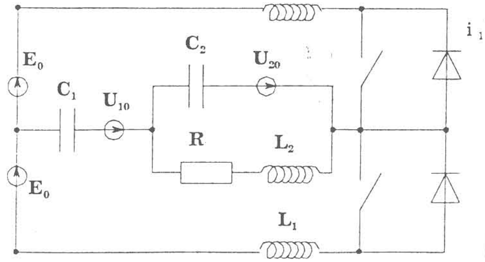
Фиг.1



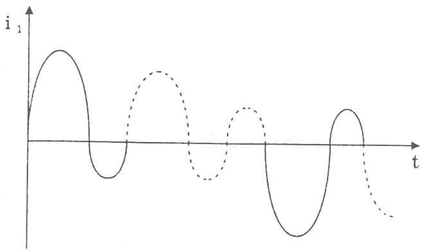
Фиг.2



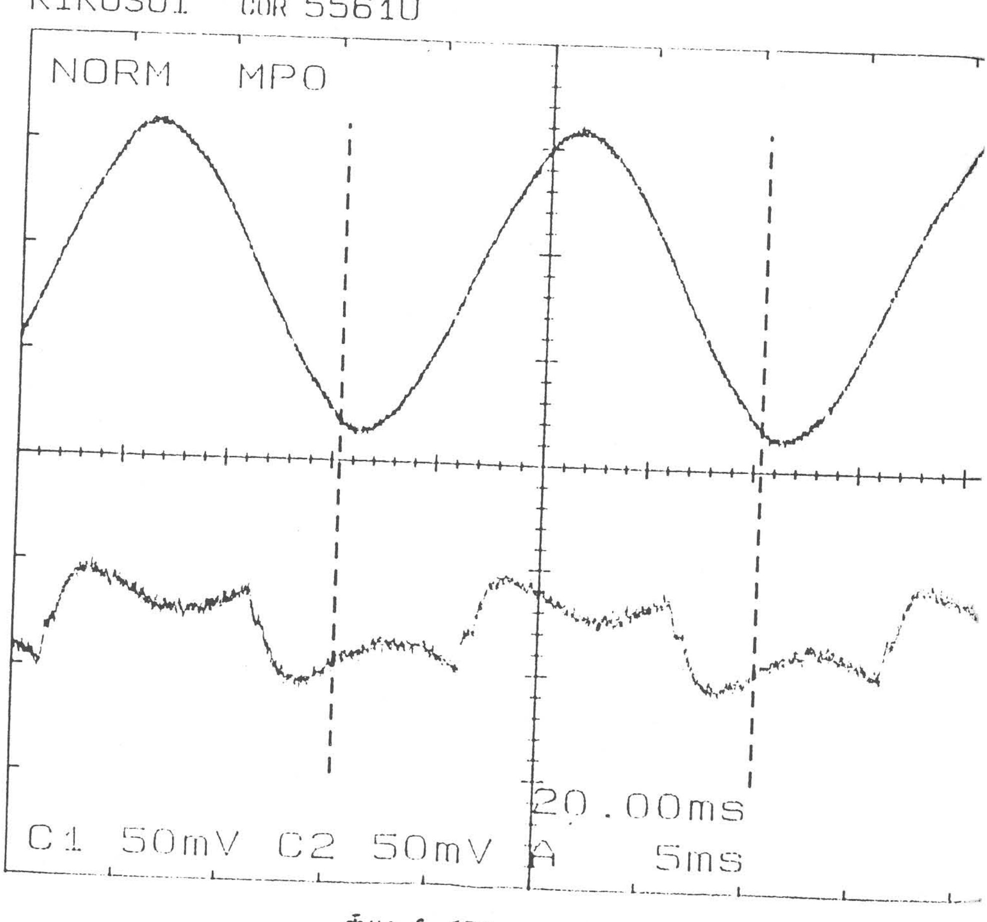
Фиг.3



Фиг.4



Фиг.5



фиг. 6