

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПРЕХОДНИ ПРОЦЕСИ В МОСТОВИ ЕДНОФАЗНИ
ТИРИСТОРНИ ИНВЕРТОРИ

Доц. к. т. н. инж. Евгений Иванов Попов

Катедра "Силова електроника"

Технически университет - София

Цел на настоящата работа е създаването на специализиран математически модел и съответна програма за изследване на електромагнитните процеси в обобщена схема на еднофазен мостов тиристорен инвертор в преходен или установен режим. От системата диференциални уравнения на тази обобщена схема след подходящи замествания могат да се получат съответните системи при паралелен инвертор, паралелно-последователен инвертор и инвертор с капацитивно повишаване на изходното напрежение, работещи като инвертор на ток или резонансен инвертор.

Обобщената схема на еднофазен мостов тиристорен инвертор е показана на фиг. 1. При създаването на модела се правят следните допускания:

1. Възприемат се положителни посоки за напреженията на кондензаторите и токовете на индуктивностите на инвертора, като те са показани на фиг. 1. Ако реалните посоки на тези величини са противоположни на приетите, то те се появяват в изходните резултати със знак минус.

2. При анализа тиристорите се заменят с идеални ключове.

3. Активна енергия в схемата се консумира само от товарното съпротивление R .

4. Захранващият източник има нулево вътрешно съпротивление.

5. Комутацията на тока от тиристор в тиристор е мигновена.

За създаването на модела се използва методът на променливите на състоянието. В случая променливите на състоянието са $u_c, u_{c1}, u_{c2}, i_d, i$. Също така се прилага методът на превключващите функции, при който електромагнитните процеси в схемата се описват от обща система диференциални уравнения, в която участвуват превключващи функции, чиито стойности могат да бъдат +1, -1 или 0. Стойностите на превключващите функции се изменят при промяна на състоянието на тиристорите в схемата на инвертора. Използува се отсечково-линейна апроксимация на

характеристиките на тиристорите и напасване на началните условия в моментите на превключването им.

Еквивалентната заместваща схема на инвертора през нечетните полупериоди, когато са отпущени тиристорите VS_1 и VS_2 , е показана на фиг. 2 а. За нея е валидна следната система диференциални уравнения, приведена в нормален вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d u_c}{d t} = \frac{1}{C} i_d - \frac{1}{C} i \\ \frac{d u_{c1}}{d t} = \frac{1}{C_1} i_d \\ \frac{d u_{c2}}{d t} = \frac{1}{C_2} i \\ \frac{d i_d}{d t} = -\frac{1}{L_d} u_c - \frac{1}{L_d} u_{c1} + \frac{1}{L_d} u_{c2} \\ \frac{d i}{d t} = \frac{1}{L} u_c - \frac{1}{L} u_{c2} - \frac{R}{L} i \end{array} \right. \quad (1)$$

Еквивалентната схема за четните полупериоди, когато провеждат тиристорите VS_3 и VS_4 , е показана на фиг. 2 б, а системата диференциални уравнения е:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d u_c}{d t} = -\frac{1}{C} i_d - \frac{1}{C} i \\ \frac{d u_{c1}}{d t} = -\frac{1}{C_1} i_d \\ \frac{d u_{c2}}{d t} = \frac{1}{C_2} i \\ \frac{d i_d}{d t} = \frac{1}{L_d} u_c + \frac{1}{L_d} u_{c1} + \frac{1}{L_d} u_{c2} \\ \frac{d i}{d t} = \frac{1}{L} u_c - \frac{1}{L} u_{c2} - \frac{R}{L} i \end{array} \right. \quad (2)$$

Когато всички тиристори в инверторния мост са залупени т.е. $i_d = 0$ (интервал на пауза при режим на прекъснат ток - инверторът работи като резонансен инвертор), системата диференциални уравнения е:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d u_c}{d t} = -\frac{1}{C} i \\ \frac{d u_{c1}}{d t} = 0 \\ \frac{d u_{c2}}{d t} = \frac{1}{C_2} i \\ \frac{d i_d}{d t} = 0 \\ \frac{d i}{d t} = \frac{1}{L} u_c - \frac{1}{L} u_{c2} - \frac{R}{L} i \end{array} \right. \quad (2)$$

Системите диференциални уравнения (1), (2) и (3) могат да се обединят в обща система от вида:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d u_c}{d t} = 0 \cdot u_c + 0 \cdot u_{c1} + 0 \cdot u_{c2} + F(\omega t) \cdot \frac{1}{C} \cdot i_d - \frac{1}{C} \cdot i \\ \frac{d u_{c1}}{d t} = 0 \cdot u_c + 0 \cdot u_{c1} + 0 \cdot u_{c2} + F(\omega t) \cdot \frac{1}{C_1} \cdot i_d \\ \frac{d u_{c2}}{d t} = 0 \cdot u_c + 0 \cdot u_{c1} + 0 \cdot u_{c2} + 0 \cdot i_d + \frac{1}{C_2} \cdot i \\ \frac{d i_d}{d t} = -\frac{F(\omega t)}{L_d} u_c - \frac{F(\omega t)}{L_d} u_{c1} + \frac{[F(\omega t)]^2}{L_d} u_{c2} \\ \frac{d i}{d t} = \frac{1}{L} u_c + \frac{1}{L} u_{c1} - \frac{1}{L} u_{c2} + 0 \cdot i_d - \frac{R}{L} i \end{array} \right. \quad (4)$$

където $F(\omega t)$ е превключващата функция, която приема стойностите:

$$F(\omega t) = \left\{ \begin{array}{l} +1 \text{ за нечетните полупериоди, когато са отпущени} \\ \quad u_{c1} \text{ и } u_{c2} \\ -1 \text{ за четните полупериоди, когато са отпущени} \\ \quad u_{c3} \text{ и } u_{c4} \\ 0 \text{ за интервала на паузата, когато са запущени} \\ \quad \text{всички тиристори.} \end{array} \right.$$

$\omega = 2\pi f$ е честотата на управление на тиристорите.

Тъй като тази обобщена мостова схема е само теоретическа идеализация, то в горната система диференциални уравнения следва да се положи

$C_1 = \omega$ и $C_2 = \omega$ за паралелен инвертор.

$C_2 = \omega$ за паралелно-последователен инвертор.

$C_1 = \omega$ за паралелен инвертор с капацитивно повишаване на изходното напрежение.

Системата диференциални уравнения (4) може да се запише в матричен вид:

$$\frac{d[\mathbf{x}]}{dt} = [\mathbf{A}]\mathbf{x} + [\mathbf{B}]\mathbf{e} \quad (5)$$

където векторът на променливите на състоянието е:

$$[\mathbf{x}] = \begin{bmatrix} u_c \\ i_c \\ u_{c1} \\ i_{c1} \\ u_{c2} \\ i_{c2} \\ i_d \\ i \end{bmatrix} \quad (6)$$

Векторът на захранващите източници е:

$$\mathbf{e} = u_{d\alpha} \quad (7)$$

Матриците на състоянието на схемата са:

$$[\mathbf{B}] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{[F(\omega t)]^2}{L_d} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$[\mathbf{A}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{F(\omega t)}{C} & \frac{1}{C} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{F(\omega t)}{C_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_2} \\ -\frac{F(\omega t)}{L_d} & -\frac{F(\omega t)}{L_d} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & \frac{F}{L} \end{bmatrix} \quad (9)$$

За получаване на развитието на процесите във функция от времето системата диференциални уравнения (5) се интегрира по

някои от методите за числено интегриране на системи диференциални уравнения, например метода на Рунге - Кута. При промяна на структурата на силовата схема се изменя стойността на превключващата функция $F(\omega t)$. Извършва се и определяне на началните условия за променливите на състоянието, в случая $u_c, u_{c1}, u_{c2}, i_d, i$ при промяна на стойността на превключващата функция, като началните условия за променливите на състоянието за следващия интервал на работа на схемата се приравняват на крайните резултати за гореспоменатите променливи от предишния. За постигане на точност и стабилност в процеса на численото интегриране е необходимо стъпката на интегрирането да не превишава стойността [11]:

$$h \leq \frac{2,4}{|p_{\nu}|_{\max}} \quad (10)$$

където $|p_{\nu}|_{\max}$ е модулът на най-голямата по абсолютна стойност собствена стойност на матрицата на състоянието на схемата [A]. Изчислението на $|p_{\nu}|_{\max}$ става по доста продължителна процедура и затова за предпочитане е да се използва следната оценка:

$$|p_{\nu}|_{\max} \leq \max_i \left(\sum_j |a_{ij}| \right) \quad (11)$$

където a_{ij} е елемент на матрицата на състоянието на схемата [A].

Напрежението на всеки един от непровеждащите тиристорни в случай, че другата двойка тиристорни се намира в отпушено състояние е:

$$u_{VS} = F(\omega t) \cdot (u_c + u_{c1}) \quad (12)$$

За интервала на пауза при режим на прекъснат ток напрежението на всеки от тиристорите, които се провеждали непосредствено преди паузата е:

$$u_{VSP} = \frac{1}{\omega} \cdot \left[\frac{d}{dt} F(\omega t) \cdot (u_c + u_{c1}) \right] \quad (13)$$

а напрежението на всеки от тиристорите, които непосредствено преди паузата са били запущени е:

$$u_{VSA} = \frac{1}{\omega} \cdot \left[\frac{d}{dt} F(\omega t) \cdot (u_c + u_{c1}) \right] \quad (14)$$

От изразите (12) - (14) се определят минималната и максималната стойности на напреженията на тиристорите за даден полупериод и по този начин се определят максималните обратно и право напрежения на тиристорите. Схемното време за възстановяване t_{qc} се

определя между началото на полупериода при режим на непрекъснат ток или началото на паузата при режим на прекъснат ток и момента, в които напрежението на тиристора става за първи път от отрицателно положително. Този момент се определя по-точно чрез интерполация в интервала от две последователни стъпки на интегриране, за които напрежението на тиристора има различни знаци. Достатъчна точност за определяне на t_{qc} се постига чрез линейна интерполация. Началото на интервала на паузата се фиксира по същия начин при дискретното изчисление, както при изчислението на t_{qc} в момента, в които i_d си сменя знака, т. е. от $i_d > 0$ има тенденция към промяна към $i_d < 0$.

По описания начин могат да се изследват както преходните процеси, така и установените режими в инвертора.

Установеният режим се получава като краен резултат от анализа на преходните процеси с желана точност. Счита се, че режимът е установен, когато променливите на състоянието започнат да повтарят стойностите си през определен интервал от време.

Напрежението $u_{d\alpha}$ може да бъде или постоянно, или пулсиращо с постоянна съставна, при захранване на инвертора от управляем токоизправител (например трифазен мостов управляем токоизправител с или без обратен диод). При захранване на инвертора от управляем токоизправител моментната стойност на пулсиращото захранващо напрежение на инвертора $u_{d\alpha}$ се изчислява при всяка стъпка от процеса на интегриране по алгоритъма, чиято блокова схема е показана на фиг. 3. Този алгоритъм е оформен програмно като подпрограма. При първото обръщение към нея се полага номерът на пулсацията $K=1$, а при поредните обръщения K се коригира с нарастване K в самата подпрограма. В блоквата схема от фиг. 3 U_{MP} е ефективната стойност на фазното напрежение на мрежата, захранваща управляемия токоизправител, f_{MP} е мрежовата честота, t е текущото време от началото на анализа на схемата, α е ъгълът на регулиране на токоизправителя, β е ъгълът между момента на пресичане на фазни напрежения и момента на подаване на първи управляващ импулс на инверторните тиристори VS_1 и VS_2 .

Въз основа на така описания математически модел на мостов инвертор са съставени програми за анализ на вече споменатите инверторни схеми. С помощта на програмата API е изследван

предварително проектиран паралелен инвертор на ток с данни:

$$L_d = 2,7 \text{ мН} ; L = 166,4569 \text{ мН} ; R = 1,3267 \text{ }\Omega ;$$

$$C = 31,5151 \text{ }\mu\text{F} ; f_{\text{мр}} = 50 \text{ Hz} ; U_{\text{мр}} = 220 \text{ V}$$

при нулеви начални условия за u_c, i_d и i . Изследвани са следните случаи:

1. Токсизправител с обратен диод и средна стойност на изправеното напрежение, захранващо инвертора $U_{\text{d}\alpha} = 50 \text{ V}$. На фиг. 4 са показани съответно средният ток през инверторните тиристори I_d за полупериод, максималното напрежение на тиристорите U_{VSmax} (в права посока) и схемното време за възстановяване t_{qc} във функция номера на полупериода. От диаграмите например може да се установи, че при така подбраната индуктивност L_d преобразувателят работи устойчиво без прекъсване на входния ток при дълбоко зарегулиран ток изправител. В началото на всеки период на пулсациите на изправеното напрежение t_{qc} намалява спрямо предишния полупериод на инверторното напрежение, тъй като внезапното нарастване на моментната стойност на изправеното напрежение може да се оприличи с повторно пускане на инвертора, чиито елементи са недостатъчно заредени с енергия.

2. На фиг. 5 са показани аналогични диаграми на I_d, U_{VSmax} и t_{qc} при изправител без обратен диод и $U_{\text{d}\alpha} = 150,7 \text{ V}$. В случая преобразувателят изпада в аварийен режим на прекъсване на входния ток на инвертора в петнадесетия полупериод след пускането. При $U_{\text{d}\alpha} = 50 \text{ V}$ прекъсване в режима се получава много по-рано. Следователно за осигуряване на стабилна работа при дълбоко регулиране на трифазния мостов токосизправител без обратен диод се изисква значително по-голяма стойност на L_d , което е свързано с увеличаване на масата и размерите на входния дросел.

В случая програмата АFI е послужила за избиране на стойността на индуктивността на входния дросел с цел стабилен пуск и работа на преобразувателя при приемливи размери и маса на входния дросел. Програмата АFI е послужила при разработката на преобразуватели 25 kW/2400 Hz, 100 kW/2400 Hz, 150 kW/2400 Hz (последният залегна в основата на преобразувател ПТЗ - 160, произвеждан от завод "Промислена електроника" - Габрово).

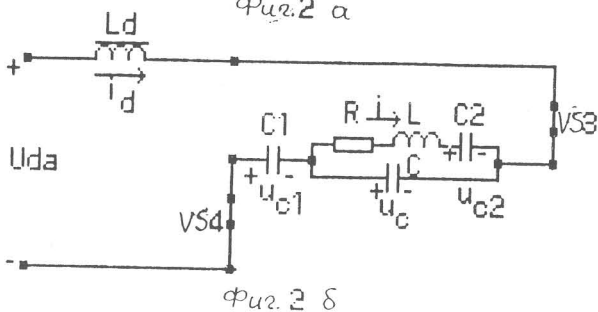
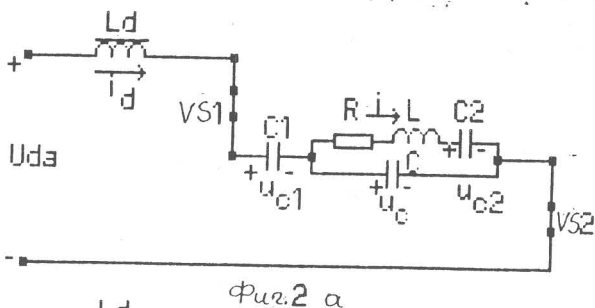
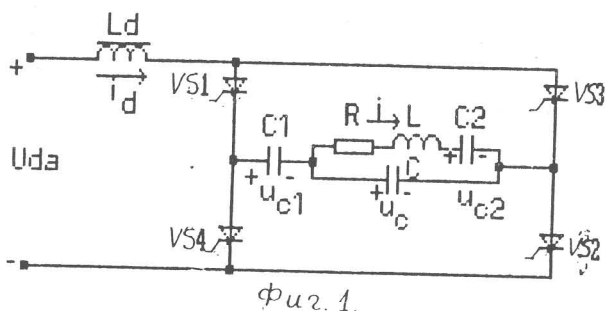
Програмата АFI се използва и в учебния процес на катедра "Силова електроника" при Техническия университет - София по

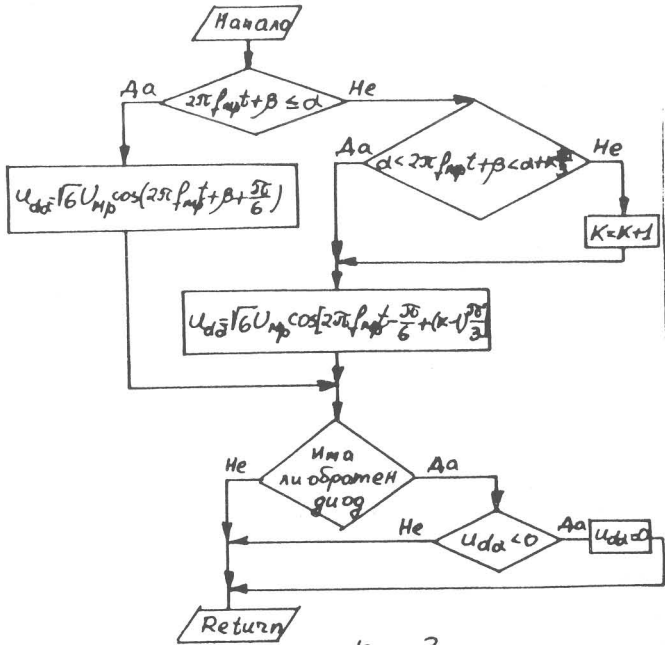
дисциплината "Силови електронни устройства" за изследване на гореспоменатия тип преобразователни устройства.

По подобен начин могат да се съставят методики, алгоритми и програми за изследване на преходните процеси и като резултат от тях и на установените режими и в други преобразователи на електрическа енергия.

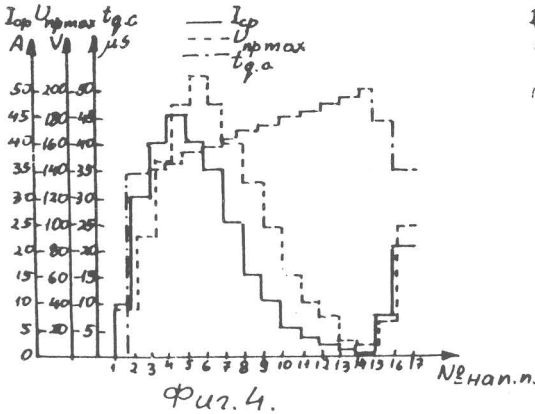
ЛИТЕРАТУРА

1. Eisenack H., Hofmeister H., Digital simulation of static inverter circuits, First IFAC Symposium, Control in power electronics and electrical drives, Dusseldorf, October 7-9, 1974.

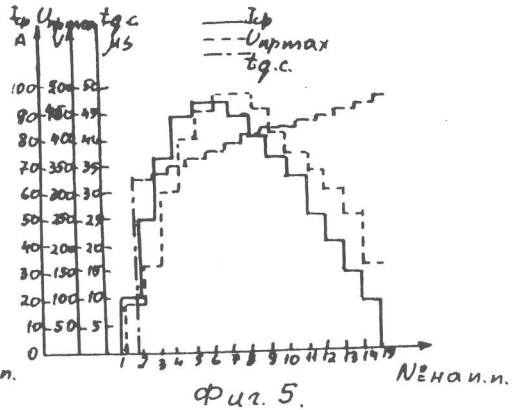




Фиг. 3.



Фиг. 4.



Фиг. 5.