

Един от най-важните проблеми при силовите тиристорни преобразователи е проблема свързан с комутацията (прекъсването) на тока през тиристорите [1,2,3].

Характерна особеност на известните методи на принудителна комутация е използването на капацитивна комутационна енергия. Тази особеност обуславя: получаването на сравнително високи напрежени пикове върху силовите тиристори на преобразователите (съизмерими с нивото на захранващия източник), налага използването на сравнително сложни устройства за заряд на комутационните кондензатори (особенно при многофазни инверторни схеми).

В настоящия доклад ще бъде разгледан метод на принудителна комутация, при който се използва запасена магнитна енергия и комутацията се осъществява трансформаторно, при прекъсване (по отрицателен фронт) на тока в намотката на трансформатора, запасила необходимата магнитна енергия.

Този метод решава посочените проблеми и ефективно може да бъде приложен при преобразователите на високо напрежение.

Комутационните процеси ще се анализират за схемния вариант, представен на фиг. 1, който може да бъде разгледан от една страна като постоянно токов регулатор, а от друга като структурна единица от една разклонена (многофазна) инверторна схема.

Целта на анализа е да се изследва влиянието на  $K$  върху силовата верига като се изяснят следните основни въпроси:

1. Доказване на възможността за осъществяване на комутацията, при захранване на  $K$  от нискоболтов източник.
2. Доказване на възможността за премахване на комутационния напрежен пик върху запущения силов тиристор.

Веригата, захранвана от източника  $E$  е силова като съпротив-  
лението  $R$  изразява тобара в нея. Източникът  $E$  захранва кому-  
тационната верига, наречена комутатор ( $K$ ). Транзисторът  $T$  е клю-  
човия елемент в нея.

За момента  $t=0$ , в които се запуща транзисторът  $T_2$  и започва комутационния процес на запущване на силовия тиристор  $T_1$  е валидна системата диференциални уравнения (СДУ) (1).

Началните условия, при които се решава СДУ са следните:

$$i_1(0) = \frac{E_1}{R_1}; \quad i_2(0) = \frac{E_2}{R_2}; \quad U_C(0) = 0$$

За по-голяма прегледност се извършва полагането  $R = R_1 + R_2 + R_4 + R_5 + R_6$ .

$$(1) \dots \begin{cases} R_1 \cdot i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} = E_1 \\ -M \frac{di_1}{dt} + R_4 \cdot i_2 + L_4 \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C_4} \int i_2 dt + U_C(0) = E_2 \end{cases}$$

$$(2) \dots i_1(t) = i_1(0) - i_K$$

$$(3) \dots i_1 = i_1(0) \frac{M}{K L} \frac{e^{-\delta_1 t}}{2 \sqrt{1 - km}} \left[ A e^{-\delta_1 t} + B e^{-\delta_3 t} \cdot \sin(\omega t + \varphi) \right]$$

$$(4) \dots i_2(t) = i_2(0) \cdot \left[ A e^{-\delta_1 t} + B e^{-\delta_3 t} \cdot \cos(\omega t + \varphi) \right]$$

$$B_1 = \sqrt{\frac{2(D - \delta_1 G)}{G + \left(\frac{D - \delta_1 G}{\omega}\right)^2}}; \quad \varphi = \arctg \frac{G \cdot \omega}{D - \delta_1 G}; \quad km = \frac{M}{L \cdot L_4}$$

$$B_4 = \sqrt{\frac{2(\delta_3 G - D)}{G + \left(\frac{\delta_3 G - D}{\omega}\right)^2}}; \quad \varphi = \arctg \frac{\delta_3 G - D}{G \cdot \omega}$$

Коефициентите  $A_1, G_1, D_1$  и  $A_4, G_4, D_4$  се получават като частно на полиномите  $\Delta_{KA1}, \Delta_{KG1}, \Delta_{KD1}; \Delta_{KA4}, \Delta_{KG4}, \Delta_{KD4}$  и полинома  $\Delta_K$ .

$$\Delta_{KA1} = -(\delta_1 - \frac{\omega^2}{4}); \quad \Delta_{KG1} = -\Delta_{KA1}; \quad \Delta_{KD1} = (\delta_1 - 2\delta_3) - \frac{\omega^2}{4} + \omega^2$$

$$\Delta_{KA4} = b + \delta_3(\delta_3 - b); \quad \Delta_{KG4} = \delta_3(b - 2\delta_3) - (b - \frac{\omega^2}{4})$$

$$\Delta = (\delta - 2\delta) b - w (\delta - b); \quad \Delta = \delta^2 + w^2 - 2\delta \delta$$

(Разделята се преходен процес, характеризиращ се с аperiодична и колебателна компонента. Тези компоненти имат съответно затихване  $\delta_1$  и затихване  $\delta_3$  и кръгова честота  $w$  и изпълняват условие 5)

Като се има предвид характера на високочестотната силова верига и веригата на К, очевидно е съотношението между техните затихвания:

$$(5) \dots \delta_1 \gg \delta_3$$

$$\delta_1 = b; \quad \delta_3 = \frac{1}{2b} \left( b - \frac{b^2}{3} \right); \quad w = \frac{b}{3} - \delta_3; \quad b = 1;$$

$$b = \frac{1}{1 - km} \left( \frac{1}{2} + \frac{R}{L} \right); \quad b = \frac{1}{1 - km} \left( \frac{1}{2} + \frac{R}{L} + \frac{1}{4} \right);$$

$$b = \frac{1}{1 - km} \left( \frac{1}{2} + \frac{R}{L} + \frac{1}{4} + \frac{1}{4} \right); \quad b = 1; \quad b = w \frac{1}{4}; \quad \delta = \frac{1}{4};$$

$$w = \frac{1}{4} \left( \frac{1}{L} + \frac{R}{L} \right); \quad b = \frac{1}{1 - km} \left( \frac{1}{2} + \frac{R}{L} \right); \quad b = \frac{1}{1 - km} \left( \frac{1}{2} + \frac{R}{L} + \frac{1}{4} \right);$$

Изразът (2) показва, че след момента  $t=0$  токът  $i(t)$  става разлика между стойността в нулевия момент и индуцираната токова съставка  $i_K$ .

Изразите (2) и (4) и графичните им решения, представени на фиг. 2, показват съответствието между отрицателната производна на тока  $i$  и индуцираната съставка  $i_K$  към тока  $i$  в силовата верига.

Комутационната токова съставка  $i_K$  се разделя на аperiодична и колебателна.

Практическо значение за осъществяването на комутационния процес (на затихване на Т) има колебателната част от  $i_K$  (вж. условие 5).

Като се има предвид (5), то от (3) може да се изведе израза

(6), отнасящ се за максималната стойност  $i_{Km}$  на комутационната съставка  $i$  на тока  $i$ .

$$(6) \dots i = \frac{i(0) \cdot \frac{w}{4} \cdot M \cdot 3 \cdot 1}{1 - K_m \cdot \frac{2}{L} \cdot \delta \cdot 2 \cdot 1} \cdot e^{-\frac{\delta_3}{\omega_2} \cdot \frac{\pi}{2}}$$

Разглеждайки изразите (2), (6) и графичните им решения на

фиг. 2 става ясно, че надежден комутационен процес може да се осъществи при захранване на  $K$  от нисковолтов захранвач източник, т.к.  $i_{Km}$  зависи пряко не от стойността на  $E$ , а от моментната стойност на  $i(0)$ , определяща запасената магнитна енергия в  $L$ .

Графично зависимостта на  $i_{Km}$  от  $i(0)$  е представена на фиг. 3. На тази фигура са показани кривите 1, (1\*); 2, (2\*); 3, (3\*), като за тях важи неравенството  $(L_2) > (L_4)$  ( $i$  е номера на кривата,  $i=1;2$ ), което показва че при използване на комутационен трансформатор с по-високо преводно отношение (на намотката на трансформатора с индуктивност  $L_2$  към тази с индуктивност  $L_4$ ) се постига по-голяма комутационна устойчивост.

Аналогичен ефекта се получава и при повишаване на стръмността на отрицателната производна на тока  $i(t)$  в  $K$  след нулевия (комутационен) момент  $t=0$ . Кривите  $i^*$  ( $i=1;3$ ) са построени за случая на използване на по-голям по стойност кондензатор  $C$  (респективно по-малка стръмност на отрицателната производна на тока в  $K$ ). Това е единственият параметър при промяната, на които кривите 1, 2, 3 се редуцират до  $1^*, 2^*, 3^*$ .

Едно от големите предимства на използваната при схемата на фиг. 1 трансформаторна комутация със запасена магнитна енергия (действаща по отрицателен фронт на тока в  $K$ ) е практически липсващия напрежен пик (над напрежението на захранващия източник  $E$ ) след запущването на силовия тиристор  $T_1$ .

Изразът, по който се определя максималната стойност на нап-

режението анод-катод на силовия тиристор  $T \rightarrow U$  е:

(7) ... 
$$U_{T1m} = E + M \frac{di}{dt} + \frac{di}{dt}$$
 ;  $\frac{di}{dt}$  е максимума на положителната производна на тока в К след запущване на силовия тиристор.

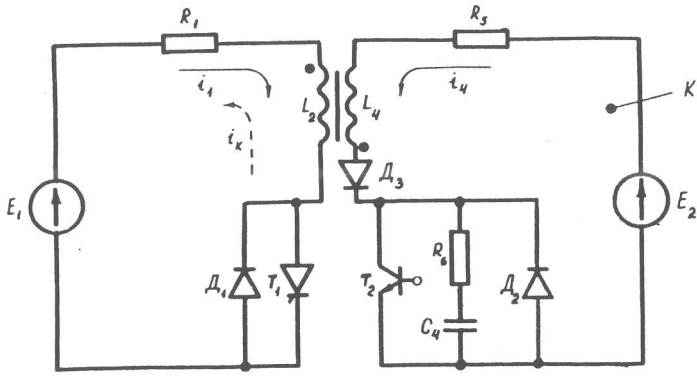
В случаите, при които е изпълнено условие (5), то (7) се преобразува във вида (8) (вж. фиг. 2).

(8) ... 
$$U_{T1m} = E + \frac{1}{4} \cdot \omega \cdot M \cdot e^{-\delta_3 t m} ; t = \frac{1}{\omega} (\arctg \frac{\omega}{\delta} + \pi - \varphi)$$

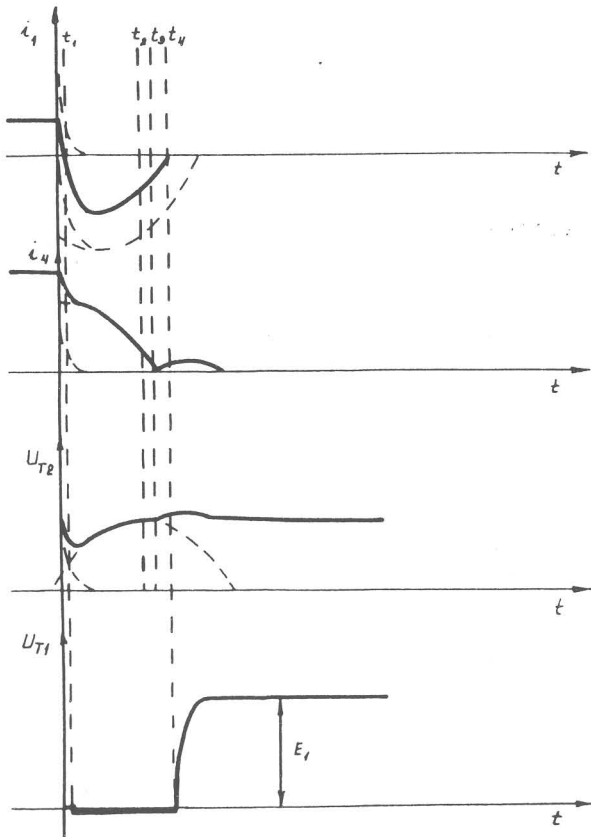
При избор на колебателен процес в К с подходящи параметри  $(\delta, \omega)$  може да се постигне  $\frac{di}{dt} \approx 0$ , при което  $U_{T1m} = E$ .

#### ЛИТЕРАТУРА

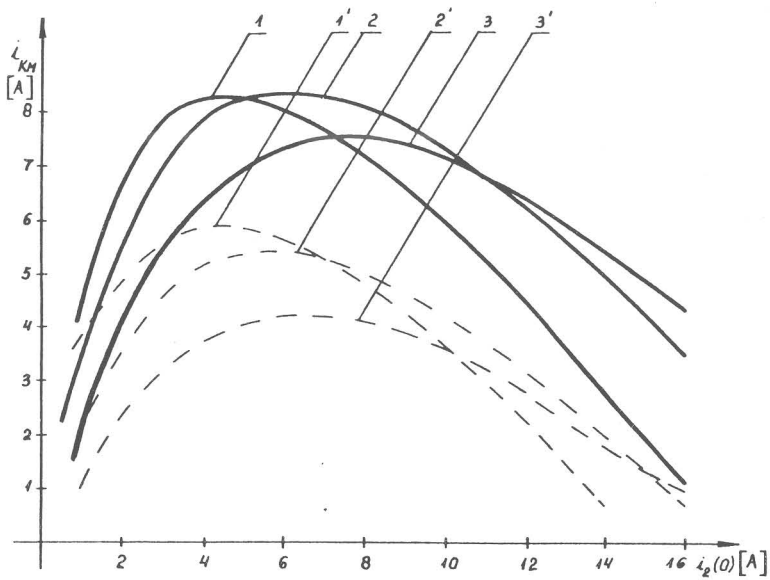
1. Табаков Стефан. Тиристорна техника. София, Техника, 1989
2. Сенко В. И., Тодоров Т. С. Силови електронни устройства. Габрово, 1975
3. Забродин Ю. С. Узлы принудительной конденсаторной коммутации тиристоров. Москва, Энергия, 1974



фиг. 1



фиг. 2



фиг. 3