

СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТИРИСТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С КОМБИНИРОВАННОЙ КОММУТИРУЮЩЕЙ ИНДУКТИВНОСТЬЮ

В. П. ЛАЙЕР, В. Н. МИШИН

(Представлена научно-техническим семинаром НИИ АЭМ)

Существенным недостатком импульсных тиристорных преобразователей постоянного напряжения с дросселем насыщения ДН в коммутирующем контуре [1, 2] является прохождение импульсов тока значительной амплитуды через тиристор во время перезаряда конденсатора после «положительного» насыщения ДН, для устранения которых в [1] предложено шунтировать ДН линейной индуктивностью и диодом (рис. 1а). Применение комбинированной индуктивности в узле прину-

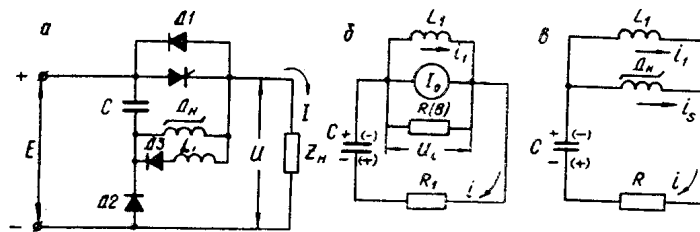


Рис. 1. Тиристорный прерыватель: а) принципиальная схема, б) и в) схемы замещения.

дительной коммутации УПК позволяет уменьшить амплитуду импульсов тока, что особенно эффективно при работе на повышенных частотах. Имеющийся в литературе анализ работы подобных преобразователей и рекомендации по расчету не достаточны [3], [4]. Целью данной статьи является попытка восполнить указанный пробел и дополнить исследования, приведенные в [5], без учета потерь энергии в УПК.

Схемы замещения преобразователя для двух магнитных состояний сердечника ДН $|B| < B_s$ и $|B| = B_s$ приведены на рис. 1б и 1в.

Исходные уравнения для схемы рис. 1б при $|B| < B_s$

$$\left. \begin{aligned} u_L + u_C + iR_1 &= 0; \quad u_L = NS \frac{dB}{dt} = L_1 \frac{di_1}{dt}; \\ u_C &= \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt; \quad i = i_1 + I_0 + \frac{u_L}{R(B)} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

и дифференциальное уравнение процесса

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t \left(i_1 + I_0 + \frac{u_L}{R(B)} \right) dt + \left(i_1 + I_0 + \frac{u_L}{R(B)} \right) R_1 = 0.$$

Учитывая, что $L_1 \gg L_s$ при $|B| = B_s$, дифференциальное уравнение процесса схемы рис. 1в опишется выражением

$$L_s C \frac{d^2 u_c}{dt^2} + R_2 C \frac{du_c}{dt} + u_c = 0, \quad (2)$$

где

N и S — число витков и сечение сердечника ДН;

$R(B)$ — нелинейное сопротивление ДН;

L_s и L_1 — индуктивности рассеяния обмоток ДН и линейной индуктивности;

R_1 и R_2 — эквивалентные сопротивления контуров соответственно для рис. 1б и 1в;

B_s — индукция насыщения сердечника ДН.

Анализ квазиустановившихся электромагнитных процессов производится методом приспособывания с учетом начальных условий предыдущего интервала времени при допущении, что вентили идеальны, ток нагрузки постоянен на интервале одного цикла работы преобразователя и коэффициент прямоугольности петли гистерезиса $\Pi_B = 1$.

Процесс изменения напряжения и тока в коммутирующем контуре после включения тиристора опишется выражениями, полученными при решении (1) с учетом, что

$$I_0 + \frac{u_L}{R(B)} = 0 \text{ и } i = i_1 = C \frac{du_c}{dt}$$

и начальных условиях

$$u_c(0) = -U_0 \text{ и } i(0) = 0;$$

$$u_0 = -U_0 e^{-\alpha_1 t} \left(\cos \omega_1 t + \frac{\alpha_1}{\omega_1} \sin \omega_1 t \right) \quad (3)$$

и

$$i = \omega_1 C U_0 e^{-\alpha_1 t} \left(1 + \frac{\alpha_1^2}{\omega_1^2} \right) \sin \omega_1 t. \quad (4)$$

где

$$\alpha_1 = \frac{R_1}{2L_1} \text{ — коэффициент затухания;}$$

$\omega_1 \approx 1/(L_1 C)^{1/2}$ — угловая частота контура перезаряда, образованного шунтирующей ДН цепочкой.

Закон изменения индукции сердечника ДН определится из (1) с учетом (4) при начальных условиях $B(0) = B_0$

$$B = B_0 + \frac{(L_1 C)^{1/2}}{NS} \left(1 + \frac{\alpha_1^2}{\omega_1^2} \right) U_0 e^{-\alpha_1 t} \cdot \sin \omega_1 t, \quad (5)$$

Решение полученного трансцендентного уравнения относительно времени перемагничивания сердечника ДН на величину перепада индукции $\Delta B = B - B_0$ найдем при условии пренебрежения затуханием в контуре, т. е. при $\alpha_1 = 0$

$$t_1 = (L_1 C)^{1/2} \arcsin \frac{\Delta B NS}{(L_1 C)^{1/2} U_0}. \quad (6)$$

Из (6) следует, что в зависимости от параметров сердечника ДН и шунтирующего контура с линейной индуктивностью возможны два режима работы ДН:

1) при $\frac{\Delta B NS}{U_0} > (L_1 C)^{1/2}$ — перемагничивание по частным петлям

гистерезиса, т. е. без захода сердечника в область «положительных» насыщений (рис. 2б);

2) при $\frac{\Delta B NS}{U_0} \leq (L_1 C)^{1/2}$ — перемангничивание по полной петле гистерезиса (рис. 2б) при $\Delta B = 2B_s$.

Наилучшее использование материала сердечника имеет место во втором режиме при условии, что

$$\frac{t_0}{(L_1 C)^{1/2}} = 1, \quad (7)$$

где

$t_0 = \frac{2B_s NS}{U_0}$ — время перемангничивания сердечника по полной петле гистерезиса при отсутствии шунтирующей цепи ДЗ, Л1.

Этому условию соответствует максимальная длительность первого интервала времени

$$t_{1 \max} = \frac{\pi}{2} (L_1 C)^{1/2}, \quad (8)$$

Требуемая величина индуктивности L_1 определяется из выражения (8) и на несколько порядков превышает индуктивность рассеяния обмотки ДН при $(B) = B_s$.

В связи с этим добротность контура дополнительного перезаряда коммутирующей емкости C более чем на порядок превышает добротность контура, образуемого для перезаряда при насыщении сердечника ДН, поэтому ранее принятое допущение при определении интервала времени t_1 из (5) является достаточно обоснованным. Таким образом, применение комбинированной индуктивности в УПК повышает использование дросселя насыщения в $\pi/2$ раз за счет расширения длительности импульса при одновременном уменьшении прямых выбросов тока вследствие увеличения волнового сопротивления контура, так как

$\left(\frac{L_1}{C}\right)^{1/2} \gg \left(\frac{L_s}{C}\right)^{1/2}$, что нетрудно заметить при решении (8) с учетом (7), т. е.

$$\frac{t_{1 \max}}{t_0} = \frac{\pi}{2} = 1,57.$$

Первый режим, т. е. перемангничивание по частным петлям гистерезиса, не характерен для вспомогательных источников питания, так как не обеспечивается инвариантность напряжения на выходе прерывателя при изменении напряжения источника питания.

Второму режиму при $|B| = B_s$ соответствует колебательный перезаряд конденсатора с частотой $\omega \gg \omega_1$.

Процесс изменения напряжения и тока конденсатора описывается формулами, полученными в результате решения (2) при начальных условиях $U_c(0) = U_c(t_1)$ и $i_s(0) = 0$, а длительность перезаряда (второго интервала) $\Delta t_2 \approx \pi (L_s C)^{1/2}$.

На третьем интервале конденсатор дозарядается за счет энергии дросселя L_1 . Процесс описывается исходными уравнениями (1). Дозаряд конденсатора заканчивается при токе дросселя, равном нулю, а время дозаряда

$$\Delta t_3 \approx t_1,$$

так как Δt_3 и t_1 связаны общим запасом энергии дросселя.

Соответственно сердечник ДН за это время перемагнитится до индукции

$$B(t_3) = B_s - \frac{(L_1 C)^{1/2} \cdot K_3 \cdot U_0}{NS} \sin \omega_1 t_1, \quad (9)$$

где

$$K_3 = e^{-\frac{\pi}{2Q}} - \text{полупериодный декремент затухания};$$

$$Q = \frac{(L_s C)^{1/2}}{R_2} - \text{добротность контура перезаряда}.$$

Из-за наличия затухания в контуре перезаряда индукция $B(t_3) < B_s$, следовательно, необходимо дополнительное время $\Delta t'_3$, за которое сердечник ДН достигнет «отрицательного» насыщения

$$\Delta t'_3 = \frac{[B_s - B(t_3)] NS}{K_3 U_0}. \quad (10)$$

Напряжение на конденсаторе в момент «отрицательного» насыщения

$$U_{cs}' = U_{cs} \approx K_3 U_0.$$

Шунтирование обмотки ДН линейной индуктивностью приводит к возникновению дополнительного интервала времени $\Delta t'_3$, длительность которого зависит от величины полупериодного декремента затухания.

Дальнейший характер протекания электромагнитных процессов аналогичен рассмотренным в [2].

Уравнение внешней характеристики преобразователя имеет вид

$$U = \left\{ E \left[2(L_1 C)^{1/2} \arcsin \frac{2B_s NS}{(L_1 C)^{1/2} U_0} + (L_s C)^{1/2} \left(2\pi - \frac{1}{K_i} \right) + \frac{2B_s NS}{K_3 U_0} - (L_1 C)^{1/2} \sin \omega_1 t_1 \right] + \frac{CE^2}{2I} \left(1 - mK_3^2 \cos \frac{1}{K_i} \right)^2 \right\} f, \quad (11)$$

где

$$K_i = \frac{K_3 U_0 (C/L_s)^{1/2}}{I_{\max}} - \text{кратность тока в коммутирующем контуре}.$$

Временные диаграммы преобразователя при перемагничивании сердечника ДН по предельной и частной петлям гистерезиса приведены на рис. 2.

На рис. 3 приведены внешние характеристики преобразователя, построенные в соответствии с (11), для относительной постоянной контуров ДН и L_1 , равной $\tau=1$ при $E_{\min}=0,7 E_H$.

Относительная постоянная времени определяется из выражения

$$\tau = \frac{t_0}{(L_1 C)^{1/2}} = \frac{2B_s NS}{(L_1 C)^{1/2} E_{\min}}. \quad (12)$$

Для сопоставления влияния линейной индуктивности на внешние характеристики преобразователя с ДН в УПК на рис. 3 пунктиром показана характеристика при $\tau=0 (L_1=\infty)$.

Из сравнения внешних характеристик видно, что среднее напряжение на выходе преобразователя с комбинированной индуктивностью выше для данного конкретного примера в 1,4 раза, однако коэффициент стабилизации $K_{ст} \approx 2$, т. е. уменьшился в 3,5 раза.

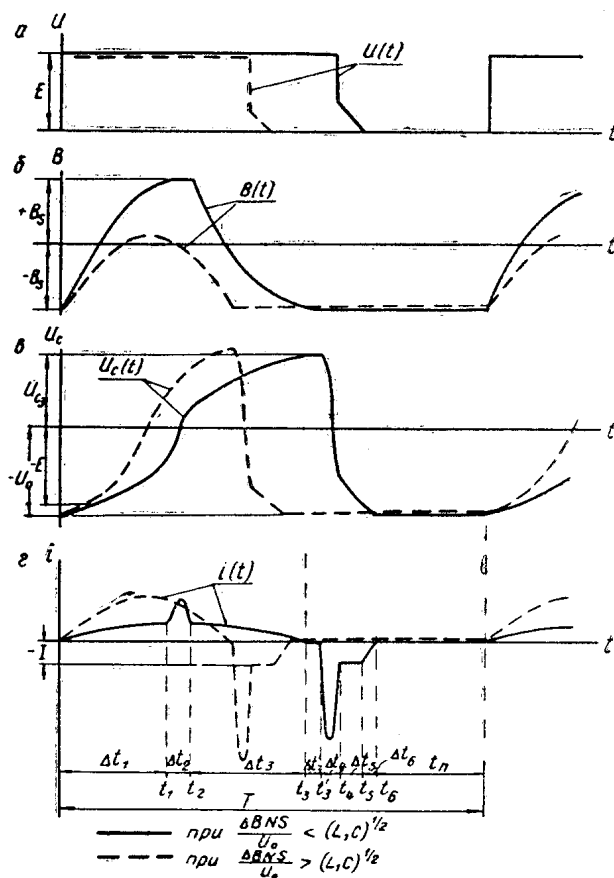


Рис. 2. Временные диаграммы.

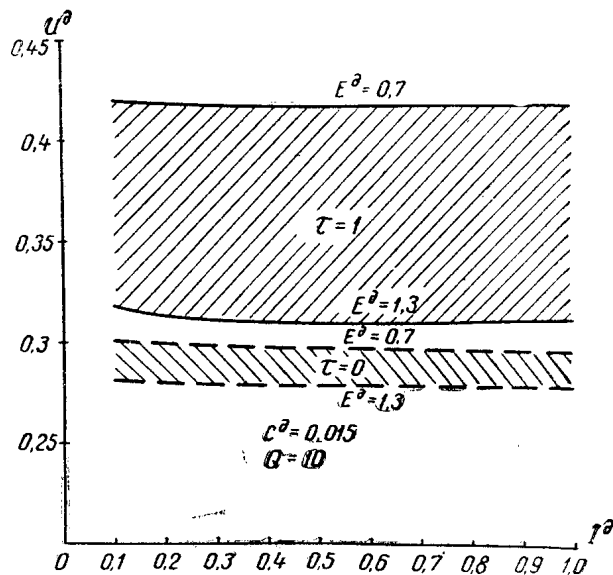


Рис. 3. Внешние характеристики прерывателя.

Зависимость амплитуды тока насыщения при колебательном перезаряде конденсатора на интервале времени Δt_2

$$I_{\max s} = \frac{U_0 \cos \omega_1 t_1}{\rho_s},$$

где $\rho_s = \left(\frac{L_s}{C}\right)^{1/2}$ — волновое сопротивление перезарядного контура при $(B) = B_s$,

от относительной постоянной τ представлена на рис. 4 для двух предельных значений напряжения источника питания $E=0,7 E_H$ и $E=1,3 E_H$. Так при $\tau=1$ и напряжении источника $0,7 E_H$ амплитуда перезарядного тока $I_{\max s}=0$.

Величине $\tau=1$ соответствует минимальный коэффициент стабилизации $K_{ст}=1,95$, зависимость которого $K_{ст}=F(\tau)$ также приведена на рис. 4. Экстремум $K_{ст}$ регулятора с комбинированной индуктивностью

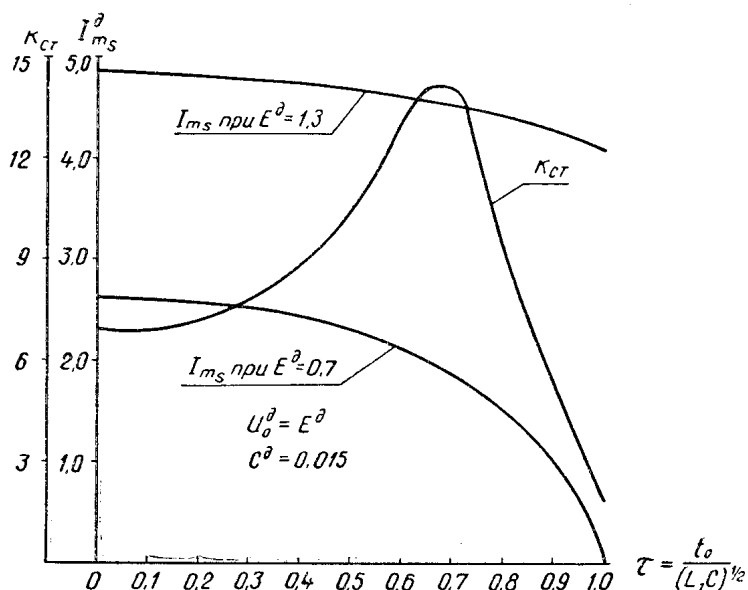


Рис. 4. К определению влияния на стабильность выходного напряжения и амплитуду перезарядного тока.

наблюдается в диапазоне значений $\tau=0,6 \div 0,7$, который более чем в два раза превышает коэффициент стабилизации схемы без шунтирующей линейной индуктивности. Однако эффект от снижения амплитуды тока $I_{\max s}$ при указанных значениях τ незначителен.

Кратность отношения перезарядных токов схем для $\tau=0$ и с комбинированной индуктивностью для $\tau=1$ на втором интервале при $E=0,7 E_H$

$$\frac{I_{\max s}(\tau=0)}{I_{\max s}(\tau \neq 0)} = \left(\frac{L_1}{L_s} \right)^{1/2}$$

определяется соотношением линейной индуктивности и индуктивности рассеяния обмотки ДН.

Так, в исследуемом преобразователе с параметрами УПК: сердечник марки 79НМ, $V_s=1,06$ тл, $S=3,4 \cdot 10^{-4}$ м², $N=100$, $C=4 \cdot 10^{-6}$ ф, $L_s=64 \cdot 10^{-6}$ гн и $L_1=0,118$ гн, амплитуда тока уменьшилась более чем в 40 раз, что соответствовало расчетным данным.

На рис. 5 приведены регулировочные характеристики преобразователя для двух значений $\tau=0,8$ и $1,0$ и диапазона изменения тока нагрузки $I=(0,1 \div 1,0) I_H$. Минимальный диапазон изменения частоты имеет место при значениях $\tau=0,65 \div 0,7$, что согласуется с максимальным значением коэффициента стабилизации рис. 4.

Выводы

1. Применение комбинированной индуктивности в ИТППН, работающего в разомкнутой системе регулирования выходного напряжения,

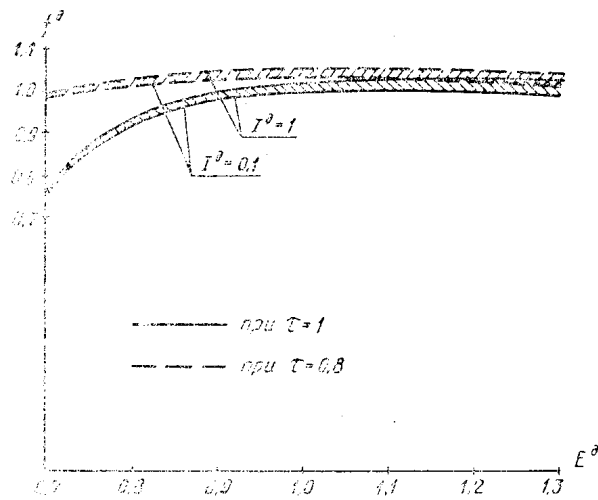


Рис. 5. Регулировочные характеристики прерывателя.

позволяет повысить коэффициент стабилизации напряжения при $\tau=0,65\div 0,7$ более чем в 2 раза с соответствующим снижением диапазона изменения частоты.

2. Применение комбинированной индуктивности с относительной постоянной $\tau=1$ целесообразно в сетях со стабильным напряжением питающей сети в качестве составного элемента УПК широтно-импульсных преобразователей [6], так как при этом габариты, вес и стоимость УПК снижаются примерно на 30%.

ЛИТЕРАТУРА

1. Б. Бедфорд, Р. Хофт. Теория автономных инверторов. М., «Энергия», 1969.
2. В. В. Топпельберг. Тиристорный стабилизатор постоянного напряжения с насыщающимся дросселем в цепи коммутации. Тиристорные преобразователи. Л., «Наука», 1970.
3. R. E. Morgan. Time ratio control with combined SCR and SR commutation IEEE, Transactions on Commutation and Electronics, No 7, 1967.
4. В. С. Руденко, А. И. Денисов. Импульсные преобразователи и стабилизаторы на тиристорах. Киев, «Техника», 1972.
5. В. Н. Мишин, В. П. Лайер, Ю. Н. Бученко. Прерыватель на тиристоре с комбинированной индуктивностью. Известия ТПИ, т. 262, 1972, 20—23.
6. R. E. Morgan. Time ratio control and inverter Power ciranits; U. S., Patent N 3. 360. 712, 1967.