

АНАЛИЗ РАБОТЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА С КОММУТИРУЮЩЕЙ ИНДУКТИВНОСТЬЮ НА СЕРДЕЧНИКЕ С ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ПЕТЛЕЙ ГИСТЕРЕЗИСА

В. Н. МИШИН, В. П. ЛАЙЕР

Импульсные тиристорные преобразователи постоянного тока с коммутацией при помощи колебательного контура, индуктивность которого выполнена на сердечнике с прямоугольной петлей гистерезиса (ППТ) (рис. 3), обладают рядом преимуществ по сравнению с аналогичными преобразователями, но имеющими линейную коммутирующую индуктивность.

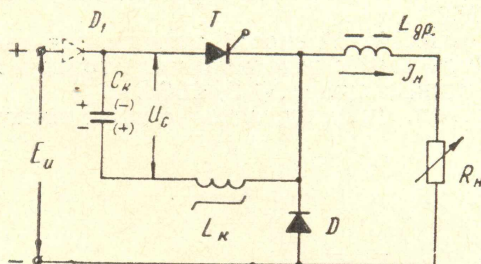


Рис. 1

Схема преобразователя рис. 1 работает следующим образом. В исходном состоянии коммутирующая емкость C_K заряжена до напряжения U_{co} . После отпирания тиристора T импульсом управления через тиристор протекает ток нагрузки I_H , и начинается перемagnetивание дросселя насыщения L_K по контуру $C_K-T-L_K-C_K$. Дроссель насыщения L_K и конденсатор C_K обеспечивают коммутацию силового тиристора T , так как насыщающийся дроссель можно рассматривать как ключ. Когда он «закрывается», конденсатор C_K подключается параллельно тиристор и перезаряжается через индуктивность L_K до напряжения U_{co} , создавая обратную полярность на тиристоре T . После перезаряда ключ «разомкнут» и «замкнется» после перемagnetивания дросселя. Конденсатор C_K разряжается встречным током через тиристор и при токе, равном току тиристора, его запирает, а конденсатор перезаряжается током нагрузки до исходного напряжения U_{co} . Принципиально проводящий период T определяется временем, необходимым для перемagnetивания L_K от положительного насыщения до отрицательного и обратно.

Анализ коммутационных процессов проведем при следующих допущениях:

- 1) для ненасыщенного сердечника $|B| < B_s$
 $R(B) = \infty$, $l = l_0$, $|I_0 R_K| \ll U_c$;

- 2) для насыщенного сердечника $|B| = B_s$
 $R(B_s) = 0, L_K = L_{KS}$;
 3) ток нагрузки I_K на интервале коммутационных процессов постоянен, где B_s и B — магнитная индукция при насыщении сердечника и индукция при отсутствии насыщения;
 $R(B)$ — сопротивление, определяемое магнитным состоянием сердечника [2].

I_0 — постоянная составляющая тока, зависящая от величины пороговой напряженности H_0 [2].

$L_{KI} L_{KS}$ — индуктивность насыщенного сердечника при $|B| = B_s$.
 Тогда для схемы замещения рис. 2, представляющей коммутирующий

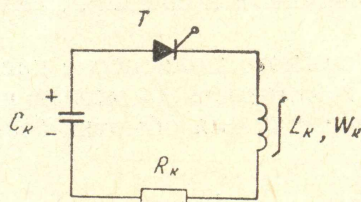


Рис. 2

C_K — контур тиристора T , после подачи отпирающего импульса на тиристор справедливы следующие дифференциальные уравнения:

$$W_K S \frac{dB}{dt} = -U_c \quad (1) \text{ при } |B| < B_s$$

$$L_{KS} C_K \frac{d^2 U_c}{dt^2} + R_K C_K + U_c = 0 \quad (2) \text{ при } |B| < B_s.$$

Начальные значения индукции сердечника и напряжения на коммутирующей емкости C_K при $t=0$ соответственно равны:

$$B(0) = B_0 \text{ и } U_c(0) = U_{co}.$$

Ток коммутирующей емкости C_K

$$i = C_K \frac{dU_c}{dt}. \quad (4)$$

Решение (4) относительно U_c с учетом (3)

$$U_c = U_{co} + \frac{I_0 t}{C_K}. \quad (5)$$

Интегрируя (1) с учетом (5), определим

$$B = \int dB = -\frac{1}{W_K S} \int U_c(t) dt$$

$$B = B_0 - \frac{U_{co} t}{W_K S} - \frac{I_0 t^2}{2 W_K S C_K}. \quad (6)$$

Учитывая, что

$$-\frac{I_0 t_2^2}{2 W_K S C_K} \approx 0,$$

и считая, что за время $t=t_n$ сердечник перемagnetится до индукции $B = -B_s$ при $t=t_n$, определяем время перемagnetивания сердечника от B_0 до $-B_s$

$$t_{u1} = \frac{(B_0 + B_s) W_K S}{U_{co}}. \quad (7)$$

После насыщения сердечника (точка *в*, рис. 3) процесс перезаряда описывается дифференциальным уравнением (2), при этом индуктивность сердечника

$$L_{KS} = \mu_0 \cdot \mu_{so} \frac{W_K^2 S}{l}, \quad (8)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ гн/м — магнитная проницаемость вакуума,
 μ_{so} — кажущаяся проницаемость насыщения [2],
 s и l — сечение сердечника и средняя длина магнитной силовой линии.

Напряженность магнитного поля после насыщения сердечника настолько велика, что индуктивность L_s может вычисляться по геометрическим размерам обмотки, как для обмотки без сердечника, то есть считать $\mu_{so} = 1$ [1].

Решение (2) относительно U_c с учетом, что $i_c = C \frac{dU_c}{dt}$ (9)

$$U_c = e^{\beta t} (A_1 \cos \omega_s t + A_2 \sin \omega_s t) \quad)$$

$$i_c = C e^{\beta t} (\beta A_1 \cos \omega_s t + \beta A_2 \sin \omega_s t + \omega_s A_2 \cos \omega_s t - \omega_s A_1 \sin \omega_s t).$$

Определив A_1 и A_2 из начальных условий $U_c(0) = U_{co}$ и $i_c(0) = 0$, находим выражения для напряжения и тока емкости

$$U_c = U_{co} \cdot e^{\beta t} \left(\cos \omega_s t - \frac{\beta}{\omega_s} \sin \omega_s t \right) \quad (11)$$

и

$$i_c = C_K \omega_s U_{co} \cdot e^{\beta t} \left(\frac{\beta^2}{\omega_s^2} + 1 \right) \sin \omega_s t, \quad (12)$$

где $\beta = -\frac{R_K}{2L_{KS}}$ — коэффициент затухания,

L_{KS} — индуктивность насыщенного дросселя определяется по (8),
 R_K — сопротивления коммутирующего контура на частоте коммутаций,

$$\omega_s = \sqrt{\frac{1}{C_K L_{KS}} - \frac{R_K^2}{4L_{KS}^2}} \quad (13)$$

— угловая частота собственных колебаний контура.

Время резонансного перезаряда при насыщенном сердечнике может быть принято равным полупериоду собственных колебаний контура, т. е.

$$t_n = \frac{T_{KS}}{2} = \pi \sqrt{L_{KS} C_K}. \quad (14)$$

Напряжение на емкости после перезаряда с учетом, что $t = t_n$,

$$U_{cz} = U_{co} \cdot e^{-\frac{\pi}{2a}} = K_n \cdot U_{co}. \quad (15)$$

где K_n — коэффициент, зависящий от добротности Q_n цепи перезаряда;

$Q_n = \frac{\sqrt{\frac{L_{KS}}{C_K}}}{R_K}$ — добротность контура цепи перезаряда коммутирующей емкости.

Резонансный перезаряд соответствует насыщенному участку $a, в, с$ при $|B| = -B_s$ (рис. 3), после чего начинается перемангничивание сердечника до индукции $|B| = -B_s$ напряжением $U_c = U_{c2}$. Переходный процесс описывается уравнением (6), а перемангничивание сердечника происходит на участке d, f (рис. 3) от индукции $|B| = -B_s$ до $|B| = +B_s$.

Время перемангничивания t_{u2} определяется аналогично первому интервалу времени согласно выражению (7)

$$t_{u2} = \frac{2B_s \cdot W_K S}{U_{c2}}. \quad (16)$$

После перемангничивания сердечника до индукции $|B| = +B_s$ происходит коммутация тиристора током i_c , направленным навстречу току нагрузки, протекающему через тиристор T .

$$i_c = C_K \omega_s U_2 e^{\beta t} \left(\frac{\beta_2}{\omega_s^2} + 1 \right) \sin \omega_s t. \quad (17)$$

При токе $i_c = I_H$ тиристор запирается. Время коммутации t_K может быть определено из (17), если учесть, что

$$e^{\beta t} \approx 1, \text{ так как } t_K \ll T_{KS},$$

и тогда

$$t_K = \sqrt{C_K L_{KS}} \arcsin \frac{4Q_n}{K_i \cdot K_n (1 + 4Q_n)}, \quad (18)$$

где

$$K_i = \frac{C_K \omega_s U_{co}}{I_H} \quad \text{— кратность тока нагрузки по отношению к ампли-}$$

туде тока в коммутирующем контуре.

После запираания тиристора T коммутирующая емкость C_K перезаряжается током нагрузки I_H , т. е. U_{cz} до 0 и затем от нуля до напряжения источника питания E_u . На интервале перезаряда C_K от U_{cz} до 0 к тиристор T приложено встречное напряжение, длительность приложения которого определяет время восстановления запирающих свойств тиристора

$$t_3 = \frac{K_n U_o C_K}{I_H}. \quad (19)$$

Заряд C_K от нуля до напряжения источника питания E_u протекает также по линейному закону, а время заряда

$$t_3 = \frac{E_u \cdot C_K}{J_H}. \quad (20)$$

После достижения напряжением на емкости C_K напряжения источника питания E_u происходит переключение тока нагрузки из контура $+E_u - C_K - L_H - L_{др} - R_H - (-E_u)$ в контур $L_{др} - R_H - D - L_{др}$, то есть ток в нагрузке поддерживается за счет энергии дросселя $L_{др}$. Длительность интервала коммутации диода D определяется угловой частотой собст-

венных колебаний контура коммутации $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_{KS} C_K}}$. За время коммутации напряжение на емкости C_K получает приращение напряжения ΔU , определяемое величиной энергии, запасенной в магнитном поле коммутирующей индуктивности, т. е. напряжение на емкости

$$U_c = E_u + \Delta U. \quad (21)$$

Для определения приращения напряжения действительны следующие уравнения, описывающие процесс коммутации диода

$$\left. \begin{aligned} L_s \frac{di}{dt} + iR_n U + U_c &= E_u \\ i &= C \frac{dU_c}{dt} \end{aligned} \right\}, \quad (22)$$

где R_n — суммарное активное сопротивление индуктивности L_k , диода D и источника питания.

Решение уравнений (22) относительно U_c для начальных условий $U_c(0) = -E_u$ и $i_c(0) = I_n$ имеет вид

$$U_c = - \left(E_u + I_n \sqrt{\frac{L_{ks}}{C_k}} e^{\beta t} \sin \omega_{s1} t \right), \quad (23)$$

где

$$\beta_1 = - \frac{R_n}{2L_{ks}} \text{ — коэффициент затухания,}$$

$$\omega_{s1} = \sqrt{\frac{1}{L_{ks}C_k} - \frac{R_n^2}{4L_{ks}^2}} \text{ — угловая частота контура доразряда емкости } C_k.$$

Максимум напряжения на емкости наступит при

$$\operatorname{tg} = \frac{1}{4} T_{k1} = \frac{\pi \sqrt{L_{ks}C_k}}{2},$$

$$U_{c \max} = - \left(E_u + I_n \sqrt{\frac{L_{ks}}{C_k}} e^{-\frac{\pi}{Q}} \right). \quad (24)$$

Приращение напряжения

$$\Delta U_{\max} = I_n \sqrt{\frac{L_{ks}}{C_k}} e^{-\frac{\pi}{4Q}} \quad (25)$$

пропорционально току нагрузки I_n и индуктивности рассеяния дросселя L_{ks} .

Учитывая, что

$$K_i = \frac{U_{co} \sqrt{\frac{L_{ks}}{C_k}}}{I_n}, \quad K_n = e^{-\frac{\pi}{2Q}} \text{ и } Q \approx Q_1,$$

выражение (25) можно представить в несколько ином виде:

$$\Delta U_{\max} = \frac{\sqrt{K_n}}{K_i} U_{co}. \quad (27)$$

Возникновение перенапряжений на коммутирующей емкости может привести к затухающим колебательным процессам, при которых происходит рассеяние энергии, накопленной в электрическом поле емкости C_k , что приводит к увеличению потерь энергии в контуре $+E_u - C_k - L_k - D - (-E_u)$.

Наличие перенапряжений вызывает необходимость увеличения класса тиристора.

В преобразователе с коммутирующей индуктивностью, выполненной на сердечнике с ППТ, возможны два режима:

1) сердечник под действием $\Delta U_{c \max}$ за время паузы не входит в зону «отрицательных» насыщений $|B_o| < -B_s$;

2) сердечник под действием $\Delta U_{c \max}$ за время паузы входит в зону «отрицательных» насыщений $|B_o| = B_s$. В первом режиме на коммутирующей емкости устанавливается напряжение, равное (24),

$$U_c = U_{co} = U_{cmax},$$

но при этом начальное значение индукции сердечника B_o (рис. 3) приближается к зоне «отрицательных» насыщений, что приводит к сокращению времени открытого состояния тиристора (7), так как

$$t_{u1} = - \frac{(B_o + B_s) W_k \cdot S}{U_{co}}$$

минимальная длительность импульса будет при $|B_o| = -B_s$ и $t_{u1} \cong 0$.

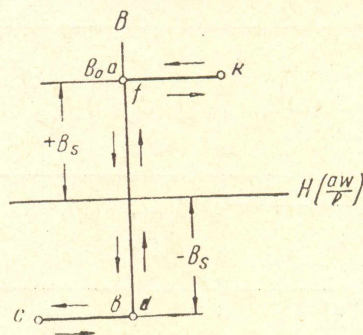


Рис. 3

Это приведет, при необходимости поддержания постоянства напряжения на нагрузке, к увеличению частоты следования импульсов, следовательно, к дополнительным коммутационным потерям.

Во втором режиме возникают затухающие гармонические колебания, и напряжение на емкости C_k устанавливается равным напряжению источника питания

$$U_{co} = -E_u.$$

Применение диода D_1 (показано пунктиром в схеме рис. 1) устанавливает индукцию на уровне $|B_o| = +B_s$, а напряжение на коммутирующей емкости

$$U_{co} = U_{cmax} = \frac{E_u}{1 - \frac{\sqrt{K_n}}{K_i}}. \quad (28)$$

На рис. 4 приведены временные диаграммы, поясняющие протекание коммутационных процессов в преобразователе.

Время открытого состояния тиристора

$$t_T = t_{u1} + t_n + t_{u2} + t_k. \quad (29)$$

В выражение (29) $t_{u1} + t_{u2} \gg t_n + t_k$, поэтому в практических расчетах можно принимать

$$t_T = t_{u1} + t_{u2}.$$

Из выражений (7) и (16) следует, что рассмотренный преобразователь обеспечивает изменение длительности импульса обратнопропорционально величине питающего напряжения, то есть обладает стабилизирующими свойствами.

Длительность импульса напряжения уменьшается с ростом тока нагрузки вследствие уменьшения интервалов времени согласно (19) и (20). Повышение стабильности импульса напряжения на нагрузке может быть достигнуто шунтированием тиристора T встречно включенным параллельным диодом [3].

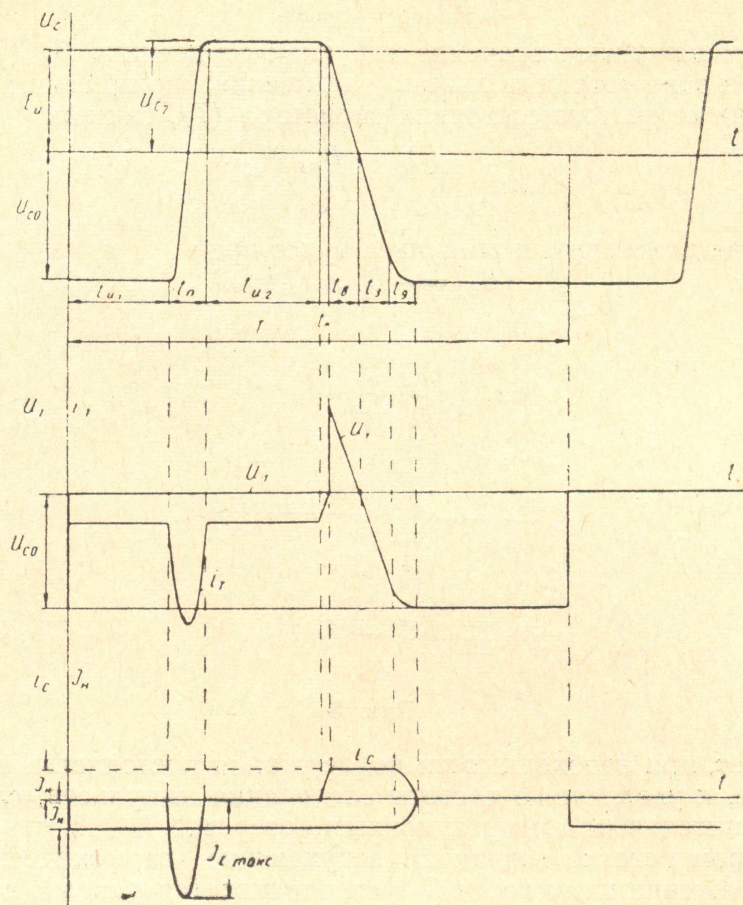


Рис. 4

Применение насыщающегося дросселя позволяет уменьшить габаритные размеры коммутующего контура и снижает величину перенапряжений на коммутующей емкости.

ЛИТЕРАТУРА

1. Б. Бедфорд, Р. Хофт. Теория автономных инверторов. «Энергия», 1969.
2. М. А. Розенблат. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. «Наука», 1966.
3. В. А. Лабунцов, Г. А. Белов. Сравнительный анализ тиристорных импульсных преобразователей постоянного напряжения. Сборник докладов за 1968—1969 гг. под редакцией И. Л. Каганова. МЭИ, 1969, стр. 38—51.