

**АНАЛИЗ И МЕТОДЫ РАСЧЕТА
АВТОНОМНОГО КОММУТИРУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА**

А. И. ЗАЙЦЕВ, Б. А. ЛАПИН

(Представлено научным семинаром электромеханического факультета)

В современной преобразовательной технике широко применяются импульсные устройства на тиристорах, работающих в режиме искусственной коммутации. Их эксплуатационная надежность, регулировочные свойства и диапазон рабочих частот в значительной мере зависят от коммутирующего устройства, осуществляющего принудительное выключение силового вентиля.

Опубликованные в отечественной и иностранной литературе схемы таких устройств отличаются друг от друга, в основном, различным количеством и комбинациями вентильных и реактивных элементов [1, 2, 3]. Их общей принципиальной основой является способ заряда коммутирующей емкости за счет тока, протекающего через нагрузку, и смена полярности напряжения на этой емкости за счет резонансного перезаряда через силовой вентиль. Использование силового тиристора в процессе подготовки коммутирующего устройства к работе приводит к значительному ухудшению регулировочных свойств преобразователя, в частности, уменьшается диапазон регулирования скважности выходных импульсов и ограничивается снизу диапазон нагрузок. Кроме того, протекание перезарядного тока через силовой вентиль вызывает его дополнительный нагрев.

Ниже рассматриваются два варианта схем автономного коммутирующего устройства, разработанных авторами применительно к системам с односторонней широтной модуляцией, в которых отсутствуют перечисленные недостатки.

В схемах, изображенных на рис. 1 и 2, коммутация силового тиристора T_1 осуществляется путем подключения конденсатора C_1 через тиристор T_2 параллельно нагрузке. Этот конденсатор предварительно должен быть заряжен до напряжения, превышающего напряжение первичного источника E . В рассматриваемых устройствах для этой цели используется колебательный заряд конденсатора через индуктивность L_1 . Ударное возбуждение колебательного контура L_1C_1 , необходимое для получения избыточного напряжения на емкости, осуществляется путем ее быстрого разряда через нагрузку и специальную разрядную цепочку L_2-C_2, R . Эта цепочка подключается к емкости с помощью до-

полнительного тиристора T_3 (рис. 1) или коммутирующего вентиля T_2 (рис. 2), и форсирует ее разряд при малых токах нагрузки, включая режим холостого хода ($I_H = 0$). В схеме рис. 1 в целях уменьшения количества управляющих сигналов, включение вентиля T_2 осуществляется по дифференцирующей цепочке от тиристора T_3 .

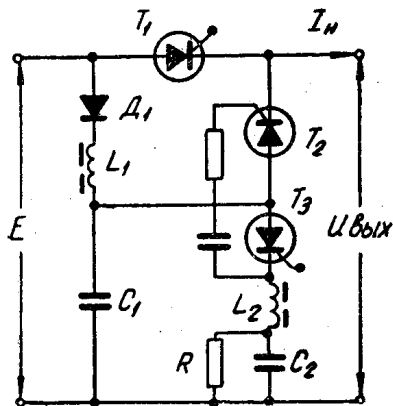


Рис. 1.

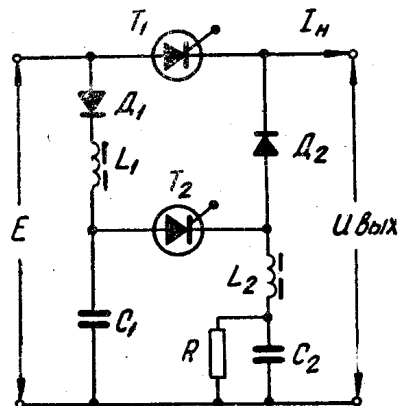


Рис. 2.

Диод D_2 (рис. 2) обеспечивает развязку элементов L_2 , C_2 , R от силовой цепи преобразователя. Для исследования коммутирующего устройства воспользуемся схемой замещения, приведенной на рис. 3. Ключи K_1 , K_2 , K_3 на этом рисунке соответствуют вентилям D_1 , T_2 , T_3 на принципиальной схеме рис. 1.

При расчете параметров схемы будем исходить из того, что продолжительность разряда емкости C_1 значительно меньше периода собственных колебаний контура $L_1 C_1$. При этом можно пренебречь приращением тока в L_1 за время разряда емкости и при анализе колебательного процесса в контуре $L_1 C_1$ начальное значение U_1 принять равным нулю. При этом условии можно считать, что процесс резонансного заряда коммутирующей емкости начинается в момент одновременного замыкания ключа K_1 и размыкания K_2 , K_3 . Выражения для тока и напряжения на интервале заряда емкости имеют вид:

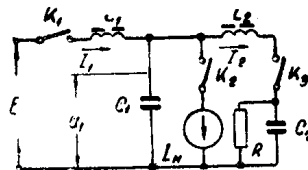


Рис. 3.

$$I_1(t) = (E - U_{3.0}) \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \sin \omega_1 t; \quad (1)$$

$$U_1(t) = U_{3.0} + (E - U_{3.0})(1 - \cos \omega_1 t), \quad (2)$$

где $\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{C_1 L_1}}$;

$U_{3.0}$ — начальное напряжение емкости в интервале заряда, равное конечному напряжению в предыдущем интервале разряда.

Продолжительность заряда T_3 , определяемая моментом размыкания ключа K_1 (то есть запирающим диода D_1), найдется из (1) при $I_1(t) = 0$:

$$T_3 = \pi \sqrt{L_1 C_1}. \quad (3)$$

Так как это время не должно превосходить период коммутации T_k , собственная частота зарядного контура f_1 и индуктивность L_1 должны удовлетворять неравенствам:

$$f_1 > 0,5 f_k, \quad (4)$$

$$B_1 < \frac{1}{(f_1)^2} \cdot \frac{1}{C_1}, \quad (5)$$

где f_k — частота коммутации.

Напряжение на емкости, при котором происходит коммутация силового вентиля, равно конечному напряжению на интервале заряда:

$$U_{з.к.} = 2E - U_{з.о.} \quad (6)$$

Средний и среднеквадратичный токи, потребляемые коммутирующим устройством, определяется следующими выражениями:

$$I_{1 \text{ ср}} = \frac{1}{T_k} \int_0^{T_3} I_1(t) dt = (2E - U_{з.о.}) \cdot C_1 f_k; \quad (7)$$

$$I_{1 \text{ кв.}} = \sqrt{\frac{1}{T_k} \int_0^{T_3} I_1^2(t) dt} = (E - U_{з.о.}) C_1 \pi \sqrt{f_1 \cdot f_k}. \quad (8)$$

Так как потери энергии в контуре пропорциональны среднеквадратичному току, его целесообразно сделать минимальным, выбрав согласно (4) наименьшую частоту $f_1 \cong 0,5 f_k$. Тогда

$$I_{\text{кв. мин}} = \frac{E}{\sqrt{2}} \pi f_k C_1. \quad (9)$$

Низкая собственная частота зарядного контура позволяет без труда выполнить его с высокой добротностью и уменьшить потери энергии при заряде коммутирующей емкости до ничтожной величины. Для сравнения укажем, что в известных схемах коммутации, использующих резонансный перезаряд емкости через силовой тиристор, собственная частота контура обычно в 5–10 раз превышает частоту коммутации. Потери энергии в таких схемах за один цикл перезаряда достигают 20–30%.

Выбор параметров контура $L_2 C_2$ может быть сделан на основании анализа процесса разряда емкости C_1 , начинающегося при включении вентилей T_2 и T_3 . Во время разрядки емкости состояние ключей K_1, K_2, K_3 (закрыт или открыт), зависит от величины напряжения на емкости C_1 (рис. 3). Поэтому, в зависимости от величины U_1 , весь интервал разряда может быть разбит на три временных участка:

1. K_1 — разомкнут;
 K_2, K_3 — замкнуты;
2. K_1, K_2, K_3 — замкнуты;
3. K_1, K_3 — замкнуты,
 K_2 — разомкнут.

Конец участка 3 совпадает с моментом размыкания ключа K_3 .

Точный анализ этой схемы в общем виде из-за трансцендентного характера выражений, определяющих границы временных участков, затруднен. Для упрощения выкладок целесообразно пренебречь токами через индуктивность L_1 и сопротивление R , не играющими основной роли в процессе разряда емкости. Это пренебрежение проводимостями L_1 и R не приводит к существенным ошибкам, если продолжительность

разрядного процесса незначительна. Выражение для тока и напряжения в этом случае имеют вид:

$$I_2(t) = U_{p.o} \sqrt{\frac{C_3}{L_2}} \sin \omega_3 t - I_H \frac{C_2}{C_1 + C_2} (1 - \cos \omega_3 t), \quad (10)$$

$$U_1(t) = U_{10} - \frac{I_H}{C_1} t - U_{10} \frac{C_2}{C_1 + C_2} (1 - \cos \omega_3 t) + I_H \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2} \right)^2 \sqrt{\frac{L_2}{C_3}} (\omega_3 t - \sin \omega_3 t), \quad (11)$$

где

$$C_3 = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2},$$

$$\omega_3 = \sqrt{\frac{1}{L_2 C_3}}.$$

При выводе (10), (11) начальное напряжение на емкости C_2 принималось равным нулю. Это условие обязательно для нормального функционирования схемы. Поэтому сопротивление R должно быть достаточно малым, чтобы обеспечивался полный разряд C_2 в течении периода коммутации T_k .

Так как назначением цепочки $L_2 C_2$ является форсирование разрядного процесса емкости C_1 в режиме малых нагрузок и холостого хода преобразователя ($I_H = 0$), при выборе ее параметров нужно исходить из следующих условий:

1. Емкость C_1 при х. х. преобразователя должна разряжаться по цепочке $L_2 C_2$ полностью и за время, обеспечивающее возбуждение колебательного контура $L_1 C_1$;

2. утечка заряда из емкости C_1 по цепочке $L_2 - C_2$ при больших токах нагрузки должна быть незначительной.

Максимальная величина времени разряда T_p найдется из (5) при $I_H = 0$ по условию $I_2(t) = 0$:

$$T_p = \pi \sqrt{L_2 C_3}. \quad (12)$$

Конечное напряжение после разряда емкости, являющееся начальным напряжением в следующем интервале заряда, найдется из (11) при $I_H = 0$ и $t = T_p$:

$$U_{p.k} = U_{p.o} \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2}. \quad (13)$$

Чтобы обеспечивалось отключение тиристора T_2 , это напряжение должно быть отрицательным или равным нулю. Поэтому

$$C_2 \geq C_1. \quad (14)$$

Если $C_1 \neq C_2$, при включении коммутирующего устройства токи и напряжения достигают своих установившихся значений в течение нескольких периодов повторения. При этом начальное напряжение в каждом последующем цикле заряда C_1 связано с конечным напряжением в предыдущем цикле заряда соотношением:

$$U_{z.o}(n) = U_{z.k}(n-1) \cdot q, \quad (15)$$

где n — номер периода;

$$q = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2}.$$

Используя (15) и (6), легко получить рекуррентное выражение для амплитудного значения U_1 в любом периоде повторения:

$$\begin{aligned}
 U_{з.к.(1)} &= 2E \\
 U_{з.к.(2)} &= 2E - 2E \cdot q \\
 U_{з.к.(3)} &= 2E - 2E \cdot q + 2E \cdot q^2 \\
 &\dots \\
 U_{з.к.(n)} &= \sum_{r=1}^n 2E [-q]^{(r-1)}. \tag{16}
 \end{aligned}$$

Условием сходимости ряда (16) является неравенство $|q| < 1$, что выполняется, если $C_2 \neq \infty$ (становившаяся амплитуда напряжения на емкости C_1 найдется из (16) в результате предельного перехода).

$$U_{з.к.} = \lim_n \sum_{r=1}^n 2E [-q]^{(r-1)} = E \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right) \tag{17}$$

Начальное напряжение в установившемся режиме будет равно:

$$U_{з.о} = U_{з.к} \cdot q = E \left(1 - \frac{C_2}{C_1} \right). \tag{18}$$

Подставляя (18) в (7), получим выражение для тока, потребляемого коммутирующим устройством при х. х. преобразователя:

$$I_{1 \text{ х. х.}} = E (C_1 + C_2) \cdot f. \tag{19}$$

Чтобы уменьшить этот ток, целесообразно выбрать согласно неравенству (14) минимальную емкость C_2 . В этом случае начальные напряжения $U_{з.о}$ и $U_{1.о}$ при $I_n = 0$ будут равны, соответственно, 0 и $2E$. При $I_n \neq 0$ напряжения $U_{з.о}$ и $U_{1.о}$ практически не зависят от величины емкости C_2 и при расчетах их следует принимать также равными 0 и $2E$.

Экспериментальное исследование схемы показало, что максимальная продолжительность разряда емкости C_1 , при которой еще происходит достаточно интенсивное возбуждение контура $L C_1$, составляет $\frac{1}{5} \div \frac{1}{6}$ часть его собственного периода. Учитывая это, по формуле (12) можно найти верхний предел для L_2 :

$$L_2 \approx \left(\frac{1}{6} \div \frac{1}{9} \right) \frac{C_1 + C_2}{C_2} L_1. \tag{20}$$

Для определения минимально-допустимых значений L_2 , исследуем влияние параметров контура $L_2 C_2$ на процесс коммутации при $I_n \neq 0$.

Обозначим через t_Δ время, которое представляло бы силовому вентилю T_1 для восстановления управляющих свойств при отсутствии цепочки $L C$ (рис. 4). Это время найдется из (11), если принять $U_1(t) = E$ и $u_3 = 0$:

$$t_\Delta = \frac{(U_{10} - E) C_1}{I_n}. \tag{21}$$

За счет дополнительного разряда емкости по цепи $L_2 C_2$ реальное время t_δ , представляемое для восстановления, меньше t_Δ на величину τ (рис. 4). Поскольку найти точное выражение для τ не представляется возможным, оценим ее величину приближенно. С этой

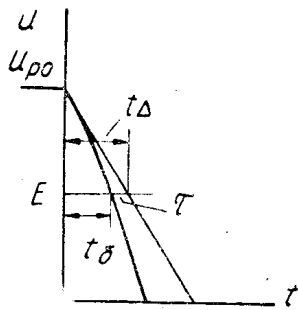


Рис. 4

целью перепишем (21) при $U_1(t) = E$ в следующем виде:

$$E = U_{10} - \frac{I_H}{C_1} t - R(t), \quad (22)$$

где

$$R(t) = U_{p.o} \frac{C_2}{C_1 + C_2} (1 - \cos \omega_3 t) - I_H \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2} \right)^2 \times \\ \times \sqrt{\frac{L_2}{C_3}} (\omega_3 t - \sin \omega_3 t). \quad (23)$$

Сравнивая (21) и (22) с учетом того, что подключение цепочки $L_2 C_2$ только ускоряет разряд емкости C_1 , можно сделать вывод, что $R(t)$ — величина положительная. Учитывая это, на основании (21), (22) составим очевидные неравенства:

$$t_\Delta > t_\delta > t_\Delta - R(t') \frac{C_1}{I_H}. \quad (24)$$

$$\tau < R(t') \frac{C_1}{I_H}. \quad (25)$$

Через t' обозначено время из интервала $0 - t_\Delta$, при котором функция $R(t)$ принимает наибольшее значение.

Для нахождения $R(t')$ разложим входящие в (23) функции $\sin \omega_3 t$ и $\cos \omega_3 t$ в ряд Тейлора, ограничиваясь линейной частью и учитывая остаточный член.

Тогда

$$R(t) = U_{10} \frac{C_2}{C_1 + C_2} \sin \omega_3 \lambda \cdot (\omega_3 t) - I_H \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2} \right) \times \\ \times \sqrt{\frac{L_2}{C_3}} \frac{\sin \omega_3 \nu \cdot (\omega_3 t)}{2}, \quad (26)$$

где $0 < \lambda, \nu < t$.

Очевидно, что наибольшее значение $R(t')$ в интервале времени $0 \leq t < t_\Delta$ не превосходит следующей величины:

$$R(t') < R = U_{10} \frac{C_2}{C_1 + C_2} (\omega_3 t_\Delta)^2. \quad (27)$$

Выражение (27) получено из (26) при $\lambda = t = t_\Delta$ и $\nu = 0$. Теперь с помощью (25) и (27) можно оценить уменьшение t_Δ , обусловленное утечкой заряда по цепи $L_2 C_2$:

$$\tau < \frac{U_{10}}{I_H} \frac{t_\Delta^2}{L_2}. \quad (28)$$

Удобнее выразить τ в процентах от t_Δ :

$$\tau_0 = \frac{\tau}{t_\Delta} \cdot 100\% < \frac{U_{10}}{I_H} \frac{t_\Delta}{L_2} \cdot 100\% = \\ = \frac{U_{10} (U_{10} - E)}{I_H} \cdot \frac{C_1}{L_2} \cdot 100\% \quad (29)$$

При увеличении тока I_H τ_0 быстро уменьшается и при максимальной нагрузке обычно не превосходит одного процента.

Таким образом, выбрав L_2 согласно (20), по (29) можно оценить уменьшение времени, предоставляемого силовому вентилю для восстановления управляющих свойств, обусловленное дополнительным разрядом коммутирующей емкости по цепи $L_2 C_2$.

Преимущество описанных схем коммутации особенно сильно сказывается при использовании их в преобразовательных устройствах с

глубоко регулируемым выходным напряжением и током нагрузки, а также в низковольтных силовых преобразователях, где требуется по условиям коммутации большая величина коммутирующей емкости.

В последнем случае весьма эффективным является применение дроссельного отбора мощности из силовой цепи в коммутирующее устройство [3].

Важным и полезным свойством предложенных схем является их способность продолжать работу при постоянно включенном силовом вентиле. Благодаря этому оказывается возможным самостоятельное восстановление коммутации при ее срывах.

ВЫВОДЫ

1. Независимость процессов заряда и разряда коммутирующей емкости от состояния силового вентиля (открыт или закрыт) и от величины тока нагрузки позволяет регулировать интервал его проводимости от нуля до величины, равной периоду коммутации.

2. В разработанных схемах собственная частота зарядного колебательного контура может быть снижена до половины частоты коммутации, что позволяет выполнить контур с высокой добротностью и уменьшить потери в нем до ничтожной величины.

3. Автономность работы коммутирующего устройства делает возможным самостоятельное восстановление коммутации силового вентиля после ее срыва.

ЛИТЕРАТУРА

1. Neville W. Mapham, John C. Hey. The control of Battery Powered DC motors Using SCR'S in the Jones circuit. IEEE International Convention Record, 1964, NT-4.
2. Gurwicz D. Pulsed d. c. motor control system. Electrical Review, 1964, v. 175, № 19.
3. Лапин Б. А., Зайцев А. И. Схема искусственной коммутации с дроссельным зарядом коммутирующей емкости. Известия ТПИ, т. 153, 1965 г.