

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  $T_3$ .

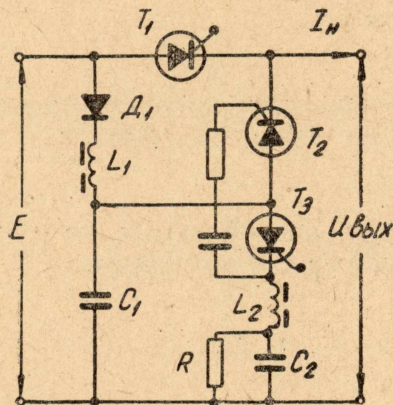


Рис. 1.

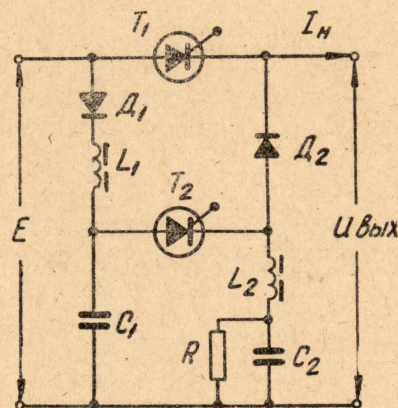


Рис. 2.

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  $L \cdot C_1$ . 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:

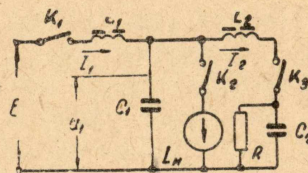


Рис. 3.

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

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

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 вентилях  $T_2$  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 сопротивлением  $R$ , 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:

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

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

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 ( $I_n = 0$ ), 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  $I_n = 0$  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  $I_n = 0$  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:

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

Условием сходимости ряда (16) является неравенство  $|q| < 1$ , что выполняется, если  $C_2 \neq \infty$  установившаяся 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  $U_{г.о}$  при  $I_n = 0$  будут равны, соответственно, 0 и  $2E$ . При  $I_n \neq 0$  напряжения  $U_{з.о}$  и  $U_{г.о}$  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  $L_2$ :

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

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  $t_\Delta$  время, которое представлялось 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  $\alpha_3 = 0$ :

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

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

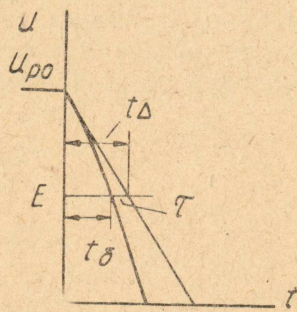


Рис. 4

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  $0 < t < t_\Delta$  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  $t_\Delta$ , 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  $\tau$  в процентах от  $t_\Delta$ :

$$\tau_0 = \frac{\tau}{t_\Delta} \cdot 100\% < \frac{U_{10}}{I_H} \frac{t_\Delta}{L_2} \cdot 100\% = \\ = \frac{U_{10} (U_{10} - E)}{I_H^2} \cdot \frac{C_1}{L_2} \cdot 100\% \quad (29)$$

При увеличении тока  $I_H$   $\tau_0$  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 венти́ле. 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.