

Индуктивный заряд

емкостных накопителей

При работе генераторов импульсов различают две основные стадии — стадию заряда накопителя и стадию его разряда на нагрузку. При этом накопление энергии обычно происходит в электрическом поле конденсаторов, иногда — в магнитном поле индуктивностей. Процесс хранения электромагнитной энергии в электрическом поле осуществляется практически без потерь, а хранение энергии в магнитном поле постоянно сопровождается протеканием тока и, соответственно, потерями, значительно снижающими КПД генераторов. В связи с этим на практике в основном нашли применение емкостные накопители энергии. В данной работе рассматриваются индуктивные зарядные устройства, обладающие рядом преимуществ перед зарядными устройствами других видов, и способы регулирования уровней зарядных напряжений.

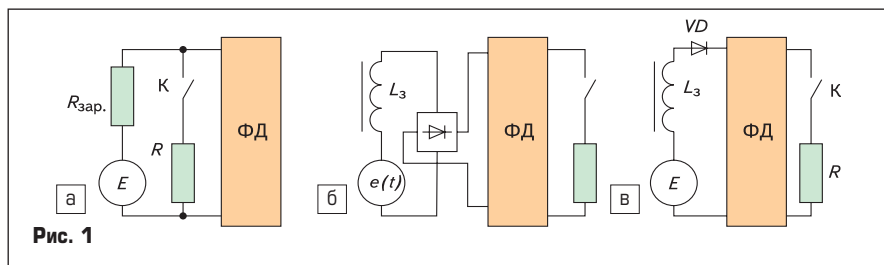
Виктор Опре, д. т. н.
oprevm@yandex.ru

Существует множество схемных решений зарядных устройств (ЗУ) емкостных накопителей, разработка, проектирование и исследование которых представляет собой достаточно сложную и самостоятельную задачу. Формально она не относится к основным задачам силовой импульсной техники, в которой решаются проблемы формирования импульсов тока или напряжения заданной формы в линейных и нелинейных нагрузках различных видов. Общими для всех ЗУ являются требования обеспечения временных и амплитудных параметров генераторов импульсов, то есть обеспечение заряда накопителя до номинального и стабильного значения зарядного напряжения за время минимальной паузы между импульсами. При этом обязательное условие — это ограничение тока короткого замыкания ЗУ, поскольку заряд емкостного накопителя непосредственно от источника ЭДС невозможен. Кроме того, необходимо обеспечить высокое значение КПД ЗУ при возможно меньших массо-габаритных показателях. Существующие схемные решения ЗУ разнообразны и трудно поддаются какой-либо классификации. В силу этого автор вынужден ограничиться рассмотрением ЗУ, в которых используется индуктивный заряд сосредоточенных емкостных накопителей от идеального источника ЭДС. Следует отметить, что на практике нашли применение ЗУ, в которых используются либо источники тока, созданные на основе индуктивно-емкостных преобразователей (ИЕП) [1], либо сетевые выпрямители с реактивным балластом. Недостаток таких ЗУ — ограничение рабочих частот генераторов, которые должны быть существенно меньше частоты питающей сети, и в данной работе эти ЗУ не рассматрива-

ются. В результате развития классических схемных решений индуктивных ЗУ были созданы регулируемые ЗУ расщепленных емкостных накопителей (РЕН) [2] от одного общего нерегулируемого источника питания с помощью коммутатора зарядного тока (КЗТ) [3]. Обязательным для всех рассматриваемых в этой статье ЗУ является согласованный режим работы генератора, когда в процессе разряда накопитель-формирователь разряжается полностью за время, равное длительности импульса нагрузки.

Поскольку процессы заряда во времени длятся существенно дольше процессов разряда, любой формирующий двухполюсник (ФД) можно рассматривать как сосредоточенную емкость C_0 . ФД за время генерирования импульсов разряжается полностью (согласованный режим разряда), и начало процесса заряда происходит при нулевых начальных условиях. В качестве источников питания используются источники ЭДС, но при этом возникает проблема ограничения тока заряда, которая решается различными способами. Наиболее прост и надежен резистивный заряд емкостных накопителей от источников постоянного напряжения (рис. 1а), который может быть использован при любых рабочих частотах. Но этот вид заряда нашел применение только в генераторах с частичным разрядом емкостных накопителей, поскольку в этом режиме удастся получить приемлемые значения КПД процесса заряда. При работе генератора в режиме полного разряда ФД или емкостного накопителя КПД процесса резистивного заряда не превышает 50%, что существенно ограничивает область его применения. В силу этого резистивный заряд может быть использован только в маломощных установках.

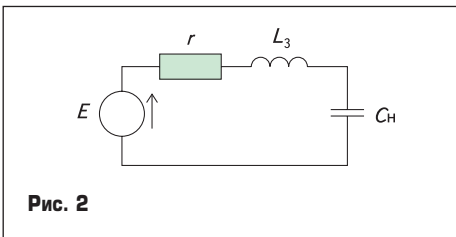
В тех случаях, когда рабочая частота генератора меньше частоты питающей сети ($f < f_{сет}$), могут быть применены ИЕПы, либо сетевые выпрямители с реактивными ограничителями тока заряда, включенными в фазные провода питающей сети. На рис. 1б-в приведена схема однофазного зарядного устройства, у которого ограничивающим зарядный ток элементом является индуктивный реактор L_3 , но может быть использован и емкостный балласт. Когда рабочая частота генератора f выше частоты питающей се-



ти ($f > f_{сети}$), используют выпрямители и промежуточные емкостные накопители C_p , значение которых должно существенно превышать значение статической емкости ФД, то есть $C_n \gg C_0$, что позволяет рассматривать этот вид заряда как заряд от источника ЭДС. Напряжение на промежуточном накопителе поддерживается с помощью сетевого источника питания, который может быть выполнен как в виде сетевого трансформатора и неуправляемого или управляемого выпрямителя, так и в виде промежуточного преобразователя частоты (инвертора).

Поскольку в качестве токоограничивающего устройства используется зарядная индуктивность L_3 , заряд называется индуктивным, а при наличии диода VD (рис. 1в), сам процесс заряда называется резонансно-диодным. Длительность процесса заряда определяется параметрами резонансного контура L_3-C_0 и равна $t_3 = \pi\sqrt{L_3C_0} < T = 1/f$, а наличие вентиля VD обеспечивает сохранение зарядного напряжения на уровне $U_{зар} > E$, причем в режиме полного разряда ФД $U_{зар} = 2E$. Кроме этого, используются еще два вида индуктивного заряда — резонансный, когда $t_{зар} = \pi\sqrt{L_3C_0} = T = 1/f$, и линейный, когда $t_{зар} = \pi\sqrt{L_3C_0} > T = 1/f$ [4].

В высоковольтных установках большой мощности обычно применяется индуктивное ограничение тока заряда. Эквивалентная схема цепи заряда сосредоточенных емкостных накопителей, или ФД, приведена на рис. 2. При



разработке схемы предполагалось, что индуктивности ФД малы по сравнению с индуктивностью зарядного дросселя L_3 , емкости конденсаторов отдельных ячеек ФД сосредоточены в емкости одного конденсатора C_0 , а суммарные активные потери в цепи заряда определяются величиной резистора r . Уравнение баланса напряжений в зарядной цепи имеет вид:

$$L_3 \frac{di}{dt} + ri + \frac{q}{C_0} = E, \quad (1)$$

где q — мгновенное значение величины заряда емкости C_0 .

После однократного дифференцирования по времени уравнения (1) запишем:

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{r}{L_3} \frac{di}{dt} + \frac{1}{L_3C_0} i = 0.$$

Принимая за начальные условия $i = 0, u_c = U_c(0)$ при $t = 0$, получаем решение этого уравнения в виде:

$$i(t) = \frac{E - U_c(0)}{\omega_0 L_3} e^{-at} \sin \omega_0 t, \quad (2)$$

где

$$a = r / 2L_3;$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_3C_0} - \left(\frac{r}{2L_3}\right)^2} \approx \frac{1}{\sqrt{L_3C_0}}.$$

Для напряжения на накопителе получается зависимость:

$$u_c(t) = U_c(0) + \int_0^t i dt = U_c(0) + [E - U_c(0)] \times (1 - e^{-at} \cos \omega_0 t - \frac{a}{\omega_0} e^{-at} \sin \omega_0 t). \quad (3)$$

Временные зависимости тока заряда и напряжения на накопителе для случая $U_c(0) = 0$ и $a \ll \omega_0$ приведены на рис. 3. Заряд имеет медленно затухающий колебательный характер с периодом:

$$T_{зар} = 2\pi / \omega_0 \approx 2\pi\sqrt{L_3C_0}.$$

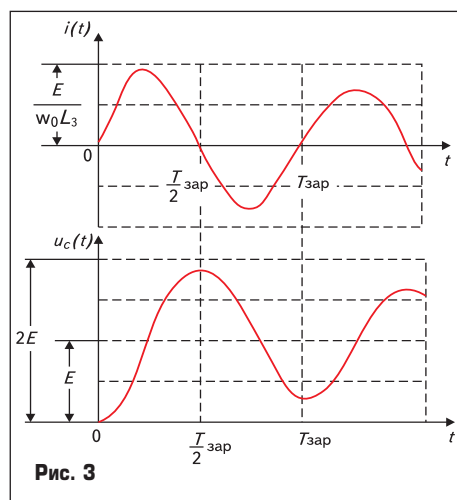
Через полпериода после начала зарядного процесса напряжение на накопителе достигает максимального значения, равного U_{Cmax} :

$$U_{Cmax} = E \left(1 + e^{-\frac{T_{зар}}{2}} \right) = E \left(1 + e^{-\frac{\pi}{2Q}} \right).$$

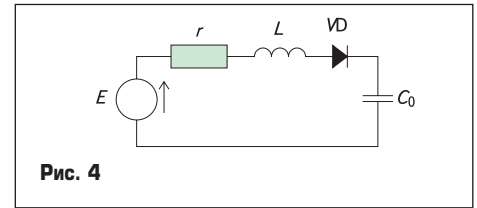
Здесь Q есть добротность зарядного контура:

$$Q = \frac{\rho}{r} = \frac{\sqrt{L_3}}{r\sqrt{C_0}}.$$

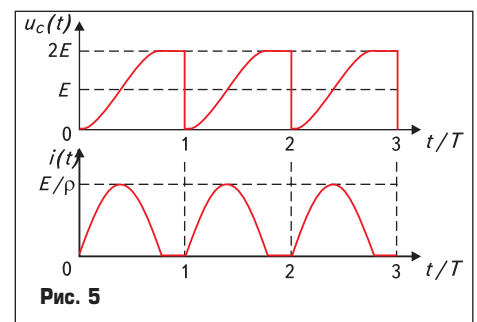
Поскольку на практике добротность может достигать достаточно больших величин (порядка 10–50), то в момент первого максимума напряжение на емкостном накопителе достигает почти двойной величины по сравнению с напряжением источника питания, то есть $U_{max} \approx 2E$. Это является существенным преимуществом перед другими видами заряда, так как позволяет применять источники питания с напряжением, почти вдвое меньшим того напряжения, которое должно быть получено на накопителе.



Наиболее широкое применение на практике нашел резонансно-диодный заряд. При этом в зарядную цепь последовательно с дросселем включают вспомогательный диод, который не допускает обратного разряда накопителя в источник питания (рис. 4).



В связи с этим напряжение накопителя всегда будет удерживаться на максимальном уровне. Если не учитывать потери в цепи заряда и принять начальный ток заряда равным нулю, значения напряжения и тока накопителя можно найти из зависимостей (2) и (3).



На рис. 5 приведены ток и напряжение накопителя для случая $T > \pi\sqrt{L_3C_0}$. Из зависимостей (2) и (3) следует, что напряжение заряда равно $2E$, а ток заряда представляет собой полусинусоиды, следующие друг за другом с некоторым интервалом, равным $t_{п1} = T - \pi\sqrt{L_3C_0}$. То, что напряжение заряда накопителя в этом случае всегда равно $2E$, может выясниться исходя из следующих простых соображений. При отсутствии потерь в зарядной цепи величина энергии, приобретенной накопителем за один цикл заряда, равна величине энергии, потребленной от источника питания, то есть:

$$0,5CU^2_c = CU_cE,$$

откуда $U_c = 2E$. При резонансно-диодном заряде можно в широких пределах изменять рабочую частоту генератора. При этом будет меняться длительность паузы $t_{п1}$ и при максимальной частоте $F_{max} t_{п1} = 0$. Среднее значение тока заряда, знание которого необходимо для выбора зарядного диода, в этом случае равно $I_{cp} = CU_c F_{max} = 2CEF_{max}$. Действующее значение тока $I_d = I_m / \sqrt{2}$. В тех случаях, когда $F < F_{max}$ то есть $t_{п1} > 0$, средний ток будет пропорционально меньше, а действующее значение тока:

$$I_d = \frac{I_m}{\sqrt{2}\sqrt{Q}},$$

где

$$Q' = \frac{T}{T - t_{п1}} = \frac{T}{\pi\sqrt{L_3C_0}} -$$

скважность полусинусоидальных импульсов зарядного тока.

Определим КПД зарядного процесса при потерях в зарядном контуре.

$$W_r = \int_0^{T/2} i^2 r dt = \int_0^{T/2} \left(\frac{E}{\omega_0 L_3} \right)^2 \times e^{-2at} \sin^2 \omega_0 t r dt \cong \frac{1}{2} C E^2 \frac{\pi}{Q}$$

В этом случае $Q = \rho/r$ — добротность контура заряда.

Энергия накопителя:

$$W_C = (1/2) C (2E)^2.$$

Тогда

$$\eta = W_C / (W_C + W_r) \cong 1 / [1 + (\pi / 4Q)]. \quad (4)$$

Из (4) следует, что уже при значениях $Q = 10$ $\eta \cong 92\%$, то есть КПД достигает достаточно высоких значений при величинах добротности, которые легко получить на практике. Тем не менее, абсолютно точный расчет КПД процесса заряда маловероятен в силу сложности учета всех потерь в элементах зарядного контура. Поэтому окончательное определение КПД обычно производят экспериментально на действующей установке. В этом случае удобно определить КПД как

$$\eta = W_C / W_E \cong (C U_C^2) / (2U_C C E) = U_C / 2E, \quad (5)$$

где W_E — энергия, потребленная от источника питания в процессе заряда. Из зависимости (5) следует, что для определения КПД достаточно замерить с помощью вольтметра, осциллографа или пикового вольтметра напряжение источника питания и максимальное напряжение на накопителе, что не представляет технических сложностей, а точность определения КПД будет высокой. Величина индуктивности при резонансно-диодном заряде определяется для максимального значения рабочей частоты генератора F_{max}

$$L_3 = \frac{T_{зар}^2}{4\pi^2 C_0} = \frac{1}{\pi^2 F_{max}^2 C_0}$$

Индуктивности, применяемые в таких зарядных устройствах, обычно выполняют с магнитопроводами. При рассмотрении режимов резонансно-диодного заряда емкостных накопителей, работающих при разряде на нелинейные и нестационарные нагрузки, когда возникает возможность перезаряда накопителей, необходимо учитывать нелинейность зарядной индуктивности с магнитопроводом. При этом в литературе иногда даются рекомендации по проектированию заведомо линейных индуктивностей с избыточным магнитопроводом. Аналитические или численные расчеты резонансно-диодного заряда при $L = f(i)$ затруднительны и дают результаты только для частных случаев, что не позволяет сделать общие выводы для произвольной зависимости $L = f(i)$. Ответом на данный вопрос явилась теорема [3], в которой доказы-

вается, что при резонансно-диодном заряде конечное значение напряжения заряда не зависит от нелинейности зарядной индуктивности.

При всех преимуществах резонансно-диодного заряда существует один недостаток, связанный с трудностью регулирования и стабилизации напряжения заряда емкостных накопителей. Это вызвано тем, что напряжение заряда однозначно определяется напряжением источника питания, которое должно быть как стабилизированным, так и регулируемым в достаточно широких пределах. В мощных зарядных устройствах для заряда промежуточного емкостного накопителя обычно используются управляемые выпрямители со всеми присущими им недостатками, так как они обладают большой инерционностью и сравнительно низким коэффициентом мощности при относительно глубоком регулировании уровня выходного напряжения. В качестве первичных источников питания, лишенных этих недостатков, можно использовать широтно-импульсные регуляторы, высокочастотные преобразователи (инверторы) и т. п. Но эти устройства сами по себе достаточно сложны, требуют сложных систем управления и при необходимости создания зарядных устройств, мощности которых составляют десятки и сотни киловатт, порой становятся неприемлемыми. При этом в любом из этих устройств обязательно присутствуют либо согласующий сетевой трансформатор и выпрямитель, либо выпрямитель, включенный непосредственно в трехфазную сеть. В связи с этим большой интерес представляют зарядные устройства, в которых используется управляемый резонансно-диодный заряд. На рис. 6 приведена одна из возможных

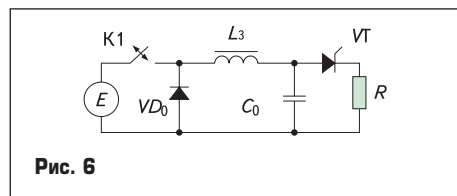


Рис. 6

схем, обеспечивающих такой заряд. Принцип работы этой схемы состоит в следующем. Полностью управляемый ключ K1 подключает источник напряжения E к цепи заряда на время t_k , определяемое системой управления. В том случае, когда $t_k > \pi\sqrt{L_3 C_0}$, напряжение заряда накопителя C_0 будет равно $U_C = 2E$. При необходимости уменьшения напряжения заряда установим время $t_k < \pi\sqrt{L_3 C_0}$. Как следует из (1) и (2), при отсутствии потерь в зарядной цепи и нулевых начальных условиях напряжение накопителя в этот момент времени будет равно:

$$U_C(t_k) = E(1 - \cos\omega_0 t_k), \quad (5)$$

а ток заряда:

$$I(t_k) = (E/\rho) \sin\omega_0 t_k. \quad (6)$$

В связи с этим после отключения ключа K1 процесс заряда будет продолжаться, и энергия, запасенная в зарядной индуктивности,

добавится в накопитель. Суммарную энергию, запасенную в накопителе в процессе заряда, можно определить:

$$W_C = \frac{C U_C^2(t_k)}{2} + \frac{L_3 I^2(t_k)}{2}.$$

Напряжение заряда накопителя равно:

$$U_C = \sqrt{\frac{2W_C}{C}} = \sqrt{\frac{2}{C} \left(\frac{C U_C^2(t_k)}{2} + \frac{L_3 I^2(t_k)}{2} \right)} = \sqrt{U_C^2(t_k) + I^2(t_k) \rho^2}. \quad (7)$$

С учетом (5) и (6) зависимость (7) перепишем следующим образом:

$$U_C = \sqrt{E^2(1 - \cos\omega_0 t_k)^2 + E^2 \sin^2 \omega_0 t_k} = \sqrt{2E} \sqrt{1 - \cos\omega_0 t_k}. \quad (8)$$

На рис. 7 приведены зависимости напряжения и тока заряда $u_C(t)$ и $i_C(t)$ для различных значений величин t_k в нормированном виде, где величина $t_k^* = t_k^* \sqrt{L_3 C_0}$. Кривая напряжения 1 соответствует величине $t_k^* = \pi$, кривая 2 — $t_k^* = 0,5\pi$, кривая 3 — $t_k^* = 0,33\pi$ и кривая 4 — $t_k^* = 0,17\pi$. Уровни заряда U_C соответственно равны 2 (кривая 1), $\sqrt{2}$ (кривая 2), 1 (кривая 3) и 0,5 (кривая 4). Токи заряда имеют различные амплитуды, определяемые величиной t_k^* , причем максимальная относительная величина тока (кривая 1) равна 1.

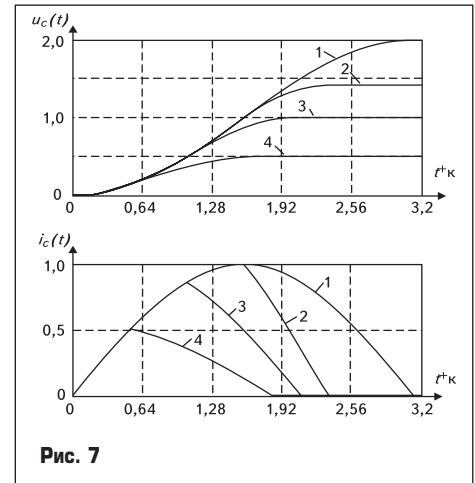


Рис. 7

Недостаток рассматриваемого решения — в сложности стабилизации напряжения заряда емкостного накопителя, так как величина этого напряжения пропорциональна напряжению источника питания E (8). Нестабильность сети питания проявляется и в неустойчивости величины E . В связи с этим система управления, способная стабилизировать время включенного состояния ключа заряда K1, не обеспечивает стабильность напряжения заряда U_C . Если в системе управления используется «пороговый» закон управления, то система управления отключает ключ при достижении напряжением накопителя заданного и стабилизированного уровня. Но при этом добавка энергии, определяемая током зарядной индуктивности, все равно остается неустойчивой и пропорциональной E . Тогда возникает необходимость в слож-

ной системе управления, способной в режиме реального времени вычислять суммарную энергию накопителя и зарядной индуктивности и отключать ключ при достижении заданной величины этой суммы.

В тех случаях, когда диапазон регулирования напряжения заряда лежит в пределах $E \leq U_C \leq 2E$, может быть использована схема, приведенная на рис. 8 [5].

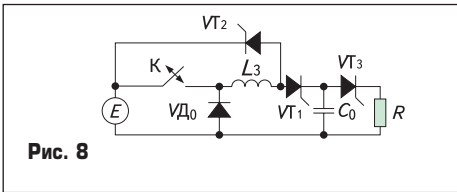


Рис. 8

В отличие от предыдущей схемы регулируемого резонансно-диодного заряда, приведенной на рис. 6, в эту схему добавлены еще два полууправляемых вентиля VT1 и VT2. При одновременном включении ключа К и вентиля VT1 начинается процесс заряда накопителя C_0 . По достижении напряжением накопителя заданной величины $U_C > E$ включается вентиль VT2. Ток заряда емкости C_0 при этом практически мгновенно прекращается, так как к вентилю VT1 прикладывается обратное напряжение $U_{обр} = U_C - E$, а ток индуктивности L_3 на небольшой отрезок времени замыкается в контуре $L_3 - VT2 - K$. После этого выключается ключ К, и ток индуктивности перебрасывается в контур $VD_0 - L_3 - VT2 - E$. Энергия, запасенная к моменту коммутации вентиля VT1 в зарядной индуктивности L_3 , возвращается в источник напряжения E . Такое зарядное устройство обеспечивает высокую точность стабилизации напряжения заряда емкостного накопителя даже при существенной нестабильности питающей сети.

Когда требуется более широкий диапазон регулирования напряжения заряда, то есть $0 \leq U_C \leq 2E$, можно использовать схему, приведенную на рис. 9.

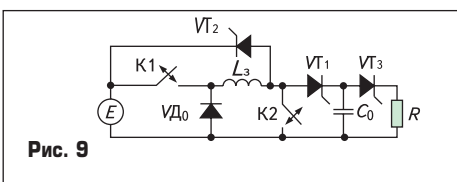


Рис. 9

В этой схеме добавлен полностью управляемый ключ К2, который в момент достижения накопителем требуемого уровня на короткое время, несколько большее времени восстановления вентиля VT1, подключает зарядную индуктивность к общей шине. После отключения ключа К2 процесс рекуперации происходит так же, как и в предыдущей схеме.

Расчет режимов и выбор элементов этих двух схем соответствует расчету обычного резонансно-диодного зарядного устройства для наиболее тяжелого случая, когда напряжение заряда равно $2E$, а частота следования импульсов максимальна. В качестве полностью управляемых ключей можно использовать высоковольтные транзисторы, модуляторные лампы или управляемые ключи на основе тиристоров или тиратронов.

Более сложной, но и более интересной задачей является заряд так называемых расщеплен-

ных емкостных накопителей (РЕН) [3], представляющих собой n конденсаторов, имеющих общую шину, и n отдельных зажимов, которые обеспечивают подключение каждого накопителя к зарядным и разрядным цепям. Основная проблема — в необходимости получения регулируемых в широких пределах уровней зарядных напряжений каждой из отдельных ячеек РЕН. Достаточно тривиально эта задача решается при использовании n отдельных и независимых друг от друга регулируемых источников питания. Но недостатки такого прямолинейного решения очевидны, поскольку сложность такого устройства и затраты на реализацию регулируемого и стабилизированного зарядного устройства возрастают практически пропорционально числу каналов заряда. Более интересным решением является использование в качестве зарядного устройства одного общего нерегулируемого и нестабилизированного источника питания и коммутатора зарядного тока (КЗТ), обеспечивающего переключение общей цепи заряда с одной ячейки РЕН на другую без прерывания тока заряда [3].

На рис. 10 приведена схема зарядного устройства, лишенного этих недостатков. В его основе лежит коммутатор зарядного тока (КЗТ), выполненный на полууправляемых вентилях.

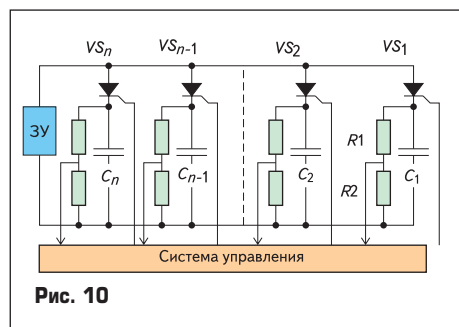


Рис. 10

На рис. 11 поясняется работа КЗТ при заряде двух ячеек.

При достижении напряжением заряда емкости C_1 заданной величины U_{C1} , которая определяется системой управления путем сравнения напряжения, снимаемого с делителя ($R_1 - R_2$, рис. 10) с уставкой, введенной в систему управления оператором, включается полууправляемый вентиль VS_2 . Поскольку напряжение на емкости $U_{C2} = 0$, образуется контур гашения вентиля VS_1 , а именно $C_1 - VS_1 - VS_2 - C_2$.

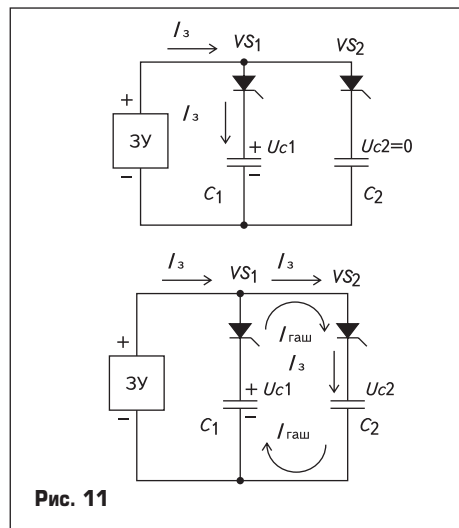


Рис. 11

Вентиль VS_1 закрывается практически мгновенно, так как ток контура гашения ничем не ограничен, и начинается процесс заряда емкости C_2 . Время восстановления запирающих свойств вентиля VS_1 определяется временем заряда емкости C_2 до напряжения, равного U_{C1} , поскольку на этом отрезке времени к вентилю VS_1 приложено обратное напряжение $U_{обр} = U_{C1} - U_{C2}$. Схемное время восстановления (то есть время, определяемое параметрами элементов схемы) должно быть больше, чем паспортное время восстановления вентиля. Схемное время восстановления определяется величиной тока заряда, номиналом емкостей и минимальным уровнем напряжения заряда ячеек. Поскольку $I_{cp} t = CU$, где I_{cp} — среднее значение тока заряда, схемное время восстановления прямо пропорционально величине емкости ячейки, уровню напряжения заряда ячейки и обратно пропорционально среднему значению тока заряда. Последняя емкость РЕН заряжается до напряжения холостого хода ЗУ.

КЗТ может быть использован для заряда РЕН от любых зарядных устройств, в том числе и в случае резонансно-диодного заряда. При этом зарядное устройство (ЗУ) представлено в виде источника ЭДС E и последовательно включенной зарядной индуктивности L_3 .

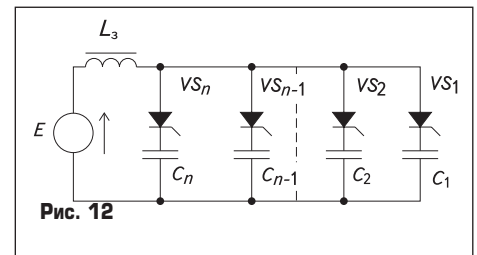


Рис. 12

На рис. 12 приведена схема такого ЗУ, причем цепи разряда РЕН не показаны. Рассмотрим процессы в этом ЗУ во времени. В общем виде с учетом ненулевых начальных условий ток заряда k -й емкости имеет вид:

$$I_k(t) = \{ [E - U_k(0)] / \rho_k \} \sin \omega_k t + I_k(0) \cos \omega_k t \quad (9)$$

а напряжение меняется по закону:

$$u_k(t) = E - [E - U_k(0)] \cos \omega_k t + I_k(0) \rho_k \sin \omega_k t \quad (10)$$

где $U_k(0)$ — остаточное напряжение k -й емкости; $\rho_k = \sqrt{L_k/C_k}$ — волновое сопротивление k -го контура; $\omega_k = 1/\sqrt{L_k C_k}$ — собственная частота k -го контура; $I_k(0)$ — начальный ток k -го контура. В случае, когда все $U_k(0) = 0$, а заряд секций РЕН производится поочередно до значений $U_k = 2E$, максимальное время заряда РЕН:

$$T_{max} = \pi \sum_{k=1}^n \sqrt{L_3 C_k}.$$

Используя формулы (9) и (10), легко определить временные зависимости токов и напряжений всех емкостей РЕН для $U_k \leq 2E$. При этом можно получить значения временных интервалов включения вентиля КЗТ, при которых будут обеспечены заданные уровни U_k . На практике, тем не менее, используется не временной (по заданным интервалам) закон управления

КЗТ, а пороговый, когда вентиль V_{k+1} включается в момент достижения на емкости C_k заданного уровня U_k , определяемого системой управления путем сравнения U_k с уставкой. Следует особо отметить, что пороговый закон управления позволяет сохранить полную работоспособность зарядного устройства и в том случае, когда зарядная индуктивность, обычно изготавливаемая с магнитопроводом, попадает в режим насыщения, и ток заряда может существенно превышать в некоторых режимах максимальное значение E/ρ_k [3].

При проектировании систем резонансно-диодного заряда РЕН следует задаться максимальными значениями U_{kmax} , определяемыми параметрами предельного прямоугольного импульса тока нагрузки I_{nmax} . Тогда $E_{max} = 0,5U_{kmax}$. Подразумевается, что в ЗУ выходное напряжение источника можно регулировать в достаточно широких пределах. Поскольку значения U_k задаются предварительно (исходя из требуемой формы импульса тока нагрузки), необходимо установить такое значение E , при котором момент окончания заряда последней емкости C_n до заданного значения Un совпадает с переходом тока заряда $i_n(t)$ через ноль, то есть процесс заряда РЕН прекращается при обеспечении заранее заданных уровней напряжения на всех емкостях. Очередность заряда емкостей РЕН может быть любой.

Используя пороговый закон управления вентилями КЗТ и осуществляя очередность включения вентиля таким образом, что первой заряжается емкость с минимальным заданным уровнем зарядного напряжения, затем в порядке нарастания значений U_k следующие емкости и последней — емкость с максимальным уровнем Un , можно определить значение E как функцию значений U_k . При выполнении условия $U_1 < U_2 < \dots < U_k < \dots < U_n$ в процессе заряда РЕН ток зарядной индуктивности не спадает до нуля вплоть до окончания процесса заряда всего РЕН. Исходя из этого условия оценим величину напряжения источника питания E для заданных значений U_k . Поскольку система не имеет потерь, энергия, потребленная от источника E , всегда равна энергии, запасенной в РЕН:

$$E \sum_{k=1}^n q_k = \sum_{k=1}^n 0,5C_k U_k^2,$$

где q_k — заряд емкости C_k .

Отсюда

$$E = \left(\sum_{k=1}^n 0,5C_k U_k^2 \right) / \sum_{k=1}^n C_k U_k. \quad (11)$$

Установив напряжение E регулируемого источника ЭДС по (11), получим заданные уровни напряжений на всех емкостях РЕН, причем нет необходимости использовать дополнительные цепи коммутации зарядного тока. При изменении уровней зарядных напряжений следует изменить и напряжение источника питания E .

Рассмотрим наиболее тяжелый режим работы зарядного устройства, при котором ток заряда и напряжение на последней заряжаемой емкости могут достигать максимальных значений. Ток заряда отдельной емкости РЕН достигает максимального значения в момент

времени t_{kmax} , соответствующий нулевому значению напряжения на зарядной индуктивности $U_L(t) = 0$, причем:

$$U_L(t) = U_k(t) - E = 0.$$

Из (10), принимая, что $U_k(0) = 0$, получаем:

$$I_k(0)\rho_k \sin\omega_k t_{kmax} = E \cos\omega_k t_{kmax}$$

Время достижения током значения I_{kmax} при заряде каждой емкости РЕН t_{kmax} отсчитывается от момента включения соответствующего вентиля V_k :

$$T_{kmax} = (1/\omega_k) \arctg [E/I_k(0) \rho_k]. \quad (12)$$

Очевидно, что ток I_{kmax} соответствует равенству напряжений на $(n-1)$ емкостях РЕН, то есть при $U_1 = U_2 = \dots = U_{n-1} = E$.

Из зависимостей (9) и (12) следует, что

$$I_{kmax} = \frac{E}{\rho_k} \sin\left(\arctg \frac{E}{\rho_k I_{(k-1)max}}\right) + I_{(k-1)max} \cos\left(\arctg \frac{E}{\rho_k I_{(k-1)max}}\right) = \sqrt{E^2/\rho_k^2 + I_{(k-1)max}^2} \sin\left(\arctg \frac{E}{\rho_k I_{(k-1)max}}\right) + \arctg \frac{\rho_k I_{(k-1)max}}{E} = \sqrt{E^2/\rho_k^2 + I_{(k-1)max}^2} \cdot (13)$$

Зависимость (13) является рекуррентной формулой, позволяющей получить все значения I_{kmax} . В частном случае (при $C_1 = C_2 = \dots = C_n$ и $\rho_k = \rho$):

$$I_{1max} = E/\rho; \dots; I_{2max} = (E/\rho)\sqrt{2}; \dots; I_{kmax} = (E/\rho)\sqrt{k}; \dots; I_{nmax} = (E/\rho)\sqrt{n}. \quad (14)$$

Поскольку в этом случае зарядный ток достигает максимума, необходимо оценить максимальное напряжение заряда n -й емкости U_{nmax} , определяемое к моменту достижения током заряда нулевого значения, то есть

$$I_n(t) = (E/\rho) \sin\omega t + (E/\rho)\sqrt{n-1} \cos\omega t = 0.$$

Тогда

$$\operatorname{tg}\omega t = -\sqrt{(n-1)}; \omega t = \arctg(-\sqrt{(n-1)})$$

и

$$U_{nmax} = E - E \cos[\arctg(-\sqrt{(n-1)})] + E\sqrt{(n-1)} \sin[\arctg(-\sqrt{(n-1)})]. \quad (15)$$

Из (15) путем преобразований получаем:

$$U_{nmax} = E(1 + \sqrt{n}). \quad (16)$$

Зависимости (14) и (16) позволяют вычислить максимально возможные токи и напряжения в РЕН, которые будут определять самый тяжелый токовый режим зарядной индуктивности и предельное значение напряжения на емкости, заряжаемой последней, даже в аварийных случаях.

$$i_n(t) = (E/\rho) \sin\omega t + (E/\rho)\sqrt{(n-1)} \cos\omega t = 0.$$

Тогда

$$\operatorname{tg}\omega t = -\sqrt{(n-1)}; \omega t = \arctg(-\sqrt{(n-1)})$$

$$U_{nmax} = \frac{E - E \cos[\arctg(-\sqrt{(n-1)})]}{\sin[\arctg(-\sqrt{(n-1)})]} + E\sqrt{(n-1)} \sin[\arctg(-\sqrt{(n-1)})]. \quad (17)$$

Из (17) путем преобразований получаем:

$$U_{nmax} = E(1 + \sqrt{n}). \quad (18)$$

Зависимости (14) и (18) позволяют вычислить максимально возможные токи и напряжения в РЕН, которые будут определять самый тяжелый токовый режим зарядной индуктивности и предельное значение напряжения на емкости, заряжаемой последней, даже в аварийных случаях.

На рис. 13 приведены зависимости $i_L(t)$ и $U_k(t)$ для $n = 4$, иллюстрирующие процессы заряда РЕН в этом режиме.

Учет нелинейности $L = f(i)$ при заряде РЕН также необязателен даже в предельном режиме, как это показано в [3].

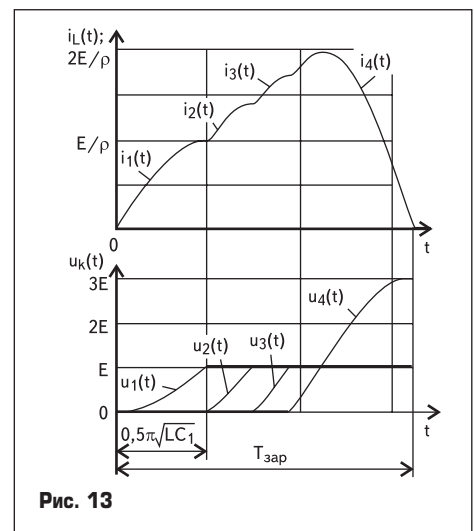


Рис. 13

Можно сделать вывод о том, что при проектировании регулируемых систем резонансно-диодного заряда, как сосредоточенных емкостных накопителей, так и РЕН, необязательно жестко выдерживать условие линейности зарядной индуктивности при соблюдении порогового закона управления.

Литература

1. Милых А. Н., Кубышин Б. Е., Волков И. В. Индуктивно-емкостные преобразователи. Киев: Наукова думка, 1964.
2. Опре В. Генерирование мощных импульсов тока регулируемой формы // Силовая электроника. 2008. № 3.
3. Громовенко В. М., Опре В. М., Щеголева Н. А. Зарядные устройства расщепленных емкостных накопителей // Электротехника. 1997. № 3.
4. Ворончев Т. А. Импульсные тиратроны. М.: Советское радио, 1958.
5. Зарядное устройство. Аллас А. А., Коротков А. Ю., Опре В. М., Федоров А. В. // Свид. на полезную модель № 18026. Бюл. № 13, 2001.