УДК 621.314.5

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В СХЕМЕ ОДНОТАКТНОГО ИНДУКТИВНО-КЛЮЧЕВОГО ФОРМИРОВАТЕЛЯ КВАЗИСИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

В.В. Гребенников, Е.В. Ярославцев

Томский политехнический университет
E-mail: grebennikovvv@tpu.ru

Проведен анализ индуктивно-ключевого формирователя однополярного квазисинусоидального тока, используемого в электрохимических технологиях. Получены аналитические выражения для определения временных параметров переходных процессов в схеме, которые позволяют предъявить требования к частотным свойствам и определить динамические потери ключа. Данные выражения являются основой для разработки инженерной методики проектирования формирователя квазисинусоидального тока.

Ключевые слова:
Источник питания, формирователь тока, квазисинусоидальный ток, электрохимические технологии.

Key words:
Power supply, current shaper, quasi-sinusoidal current, electrochemical technology.

Для интенсификации и управления электрохимическими процессами в ряде случаев целесообразно использовать источники питания на базе формирователя квазисинусоидального асимметричного тока. Устройство относится к сравнительно новому классу индуктивно-ключевых формирователей тока, предложенных в свое время профессором Б.А. Багинским [1]. Для инженерного расчета и проектирования формирователя необходимо получить аналитические выражения, которые позволят определить параметры элементов силовой части, а также предъявить требования к частотным свойствам и рассчитать динамические потери в ключах схемы, что имеет важное практическое значение.

Проведем анализ схемы при формировании одной полуволны тока. В этом случае формирователь можно представить в виде упрощенной схемы индуктивно-ключевого формирователя однополярного квазисинусоидального тока (рис. 1, *а*), принцип действия которого аналогичен используемому в активных корректорах коэффициента мощности [2]. Главное отличие заключается в том, что в корректорах квазисинусоидальный ток формируется во входной цепи выпрямителя, а в рассматриваемой далее схеме – в выходной цепи, нагрузке преобразователя постоянного напряжения, в однополярный ток заданной формы.

Способ формирования однополярного квазисинусоидального тока в нагрузке заключается в управлении величиной тока токоформирующего дросселя L, путем регулирования по заданному закону длительностей открытого и закрытого состояния ключа S и поясняется диаграммами токов и напряжений, приведенными на рис. 1, *б*. Для наглядности частота переключений ключа выбрана относительно невысокой. При описании принципа действия схемы и выводе расчетных соотношений воспользуемся общепринятыми допущениями: источник E является идеальным источником напряжения; вентиль VD и ключ S – идеальны; активные потери в элементах схемы отсутствуют; дроссель L является линейным элементом; нагрузка $R_н$ постоянна и носит чисто активный характер.

Введем обозначения:

- $i_{н\ уср}(t)=i_{L\ уср}(t)=I_m \sin\omega t$ – усредненное значение тока дросселя и нагрузки, в идеале представляющего собой заданную полуволну синусоиды с амплитудой I_m, угловой частотой ω и периодом T;

$$\left.\begin{aligned} i_1(t) &= 0,5\Delta I_L + i_{н\ уср}(t) = 0,5\Delta I_L + I_m \sin\omega t, \\ i_2(t) &= -0,5\Delta I_L + i_{н\ уср}(t) = -0,5\Delta I_L + I_m \sin\omega t \end{aligned}\right\}; \quad (1)$$

- соответственно верхний и нижний пороговые уровни, ограничивающие пульсации тока дросселя относительно значения $i_{н\ уср}(t)$; $\Delta I_L=i_1(t)-i_2(t)$ – заданный размах пульсаций тока дросселя;

$$K_{пл} = \Delta I_L / I_m; \quad (2)$$

- коэффициент пульсаций тока дросселя и нагрузки;

$$U^* = I_m \cdot R_н / E = U_{m\ н} / E; \quad (3)$$

- нормированная амплитуда выходного напряжения; $U_{mн}$ – усредненная амплитуда напряжения на нагрузке.

Пусть в момент времени t=0 ключ S замыкается, начиная первый цикл работы формирователя. Напряжение E через замкнутый ключ прикладывается одновременно к последовательно включенным L и $R_н$ и обратному диоду VD, поддерживая последний в запертом состоянии. В этот момент ток дросселя $i_L(t)$, а, соответственно, и ток нагрузки равны нулю, следовательно, все напряжение источника E прикладывается к дросселю с положительной полярностью, указанной на рис. 1, *а*, без скобок. Ток $i_L(t)$ начинает возрастать, а дроссель – накапливать энергию. Индуктивность дросселя выбрана такой, чтобы скорость возрастания тока $i_L(t)$ превышала скорость роста $i_{н\ уср}(t)$ с определенным запасом. Увеличение тока $i_L(t)$ происходит до верхнего порогового уровня $i_1(t)$, при достижении которого в момент времени t_1 ключ S размыкается. Ток дросселя, замыкаясь через нагрузку и открывшийся обратный диод, начинает уменьшаться, при этом полярность напряжения на обмотке L меняется на противоположную, указанную на рис. 1, *а*, в скобках – токоформирующий дроссель отдает накопленную ранее энергию в нагрузку.

В момент времени t_2, когда $i_L(t)$ достигает нижнего порогового уровня $i_2(t)$, ключ S вновь замыкается, начиная второй цикл работы формирователя. Ток дросселя снова начинает возрастать, и далее описанные процессы циклически повторяются.

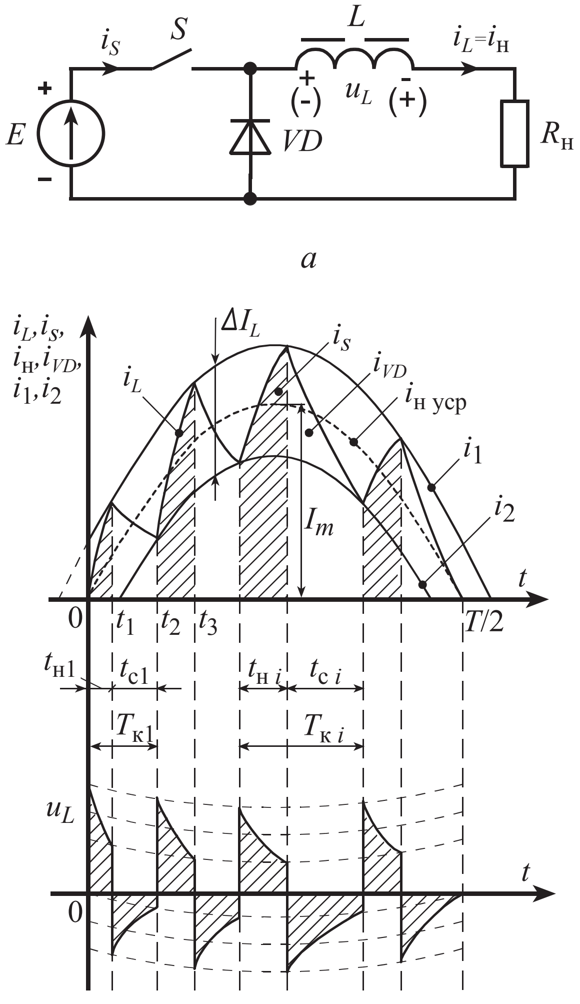

Рис. 1. *Принципиальная схема индуктивно-ключевого формирователя однополярного тока (а) и диаграммы токов и напряжений (б)*

В последнем цикле, когда требуемая полуволна выходной синусоиды уже сформирована, система управления на этапе спада тока (S выключен) фиксирует момент достижения током $i_L(t)$ нулевого значения, и после небольшой паузы выдает сигнал на начало формирования следующей полуволны. Таким образом, в результате большого числа циклов работы ключа в нагрузке формируется ток, усредненное (аппроксимированное) значение которого (на рис. 1, *б*, показано пунктирной линией) соответствует полуволне синусоидального сигнала.

Для получения основных расчетных соотношений проведем анализ переходных процессов в рассматриваемой схеме [3]. Предположим, что на временном интервале $T/2$ для формирования заданной полуволны тока требуется N циклов, каждый из которых состоит из двух переходных процессов: нарастания и спада тока дросселя, соответственно. Обозначим номер текущего цикла буквой i, причем i=1...N – целое число. Присвоим параметрам тока, напряжения и времени индексы: буквенный индекс «н» или «с» – указывает на этап нарастания или спада $i_L(t)$, соответственно; числовой индекс соответствует номеру рассматриваемого цикла.

Рассмотрим переходные процессы, происходящие в первом цикле работы формирователя. Первый переходный процесс нарастания тока $i_L(t)$ начинается при t=0 в момент замыкания ключа S. Очевидно, что начальное значение тока дросселя при этом равно нулю: $I_{Lн1}(0)=0$. Известно, что в этом случае изменение тока дросселя будет происходить по закону [3]:

$$i_{Lн1}(t) = \frac{E}{R_н}(1 - e^{-t/\tau}), \qquad (4)$$

где $\tau = L/R_н$ – постоянная времени цепи.

Согласно уравнению (1), верхнего порогового уровня $i_1(t)$ ток $i_{Lн1}(t)$ достигает за время нарастания $t_{н1}$:

$$i_1(t_{н1}) = 0,5\Delta I_L + I_m \sin\omega t_{н1}. \qquad (5)$$

Очевидно, что значение $i_1(t_{н1})$ является независимым начальным условием для следующего переходного процесса. Для определения времени нарастания приравниваем уравнения (4) и (5) при $t=t_{н1}$:

$$i_{Lн1}(t_{н1}) = i_1(t_{н1}); \quad \Rightarrow \quad \frac{E}{R_н}(1 - e^{-t_{н1}/\tau}) =$$
$$= 0,5\Delta I_L + I_m \sin\omega t_{н1}.$$

Приведем последнее выражение к безразмерному виду

$$(1 - e^{-t_{н1}/\tau}) = \frac{0,5\Delta I_L R_н}{E} + \frac{I_m R_н}{E}\sin\omega t_{н1}. \qquad (6)$$

Тогда, из (6) с учетом обозначений (2) и (3) получаем:

$$e^{-t_{н1}/\tau} = 1 - 0,5U^* K_{пл} - U^* \sin\omega t_{н1}.$$

Полученное уравнение является трансцендентным, поэтому для определения времени нарастания $t_{н1}$ необходимо использовать известные численные методы решения трансцендентных уравнений.

В момент времени $t_1=t_{н1}$ (рис. 1, *б*) ключ S размыкается, и в схеме начинается второй переходный процесс – этап спада тока дросселя на первом цикле. Перенося начало отсчета времени в точку $t_1=t_{н1}$, запишем закон изменения тока на текущем этапе [3]:

$$i_{Lс1}(t) = I_{Lс1}(0)e^{-t/\tau}. \qquad (7)$$

Здесь $I_{Lс1}(0)$ – независимое начальное условие для рассматриваемого переходного процесса, определяемое, как уже отмечалось, из выражения (5):

$$I_{Lc1}(0)=i_1(t_{н1})=0,5\Delta I_L+I_m\sin\omega t_{н1}. \quad (8)$$

Ток дросселя, снижаясь, достигает нижнего порогового уровня

$$i_2(t_{н1}+t_{c1})=-0,5\Delta I_L+I_m\sin\omega(t_{н1}+t_{c1}) \quad (9)$$

за время спада тока t_{c1}, при этом с учетом (5), (7)–(9) справедливо:

$$i_{Lc1}(t_{c1})=i_2(t_{н1}+t_{c1});\Rightarrow(0,5\Delta I_L+I_m\sin\omega t_{н1})e^{-t_{c1}/\tau}=$$
$$=-0,5\Delta I_L+I_m\sin\omega(t_{н1}+t_{c1}),$$

или в нормированном виде с учетом ранее принятых обозначений

$$(0,5K_{пл}+\sin\omega t_{н1})e^{-t_{c1}/\tau}=-0,5K_{пл}+\sin\omega(t_{н1}+t_{c1}).$$

Полученное уравнение позволяет, используя численные методы, определить длительность спада t_{c1}.

Найденные значения $t_{н1}$ и t_{c1} дают возможность определить длительность цикла и локальную частоту работы ключа в первом цикле, соответственно:

$$T_{к1}=t_{н1}+t_{c1},\quad f_{к1}=\frac{1}{T_{к1}}=\frac{1}{t_{н1}+t_{c1}}.$$

Переходные процессы, происходящие в последующих циклах работы формирователя (i=2,...,N), рассчитываются аналогично. Отличительной особенностью этапов нарастания $i_L(t)$ этих циклов является наличие ненулевых начальных условий для тока дросселя: исходное значение тока в i-м цикле является, очевидно, конечным значением тока в предыдущем i–1 цикле:

$$I_{Lнi}(0)=i_{Lci\text{-}1}(t_{ci-1}).$$

Дальнейший анализ показал, что для i-го цикла справедливы следующие уравнения:

- закон изменения тока дросселя на этапе нарастания:

$$i_{Lнi}(t)=\frac{E}{R_н}+\left[I_{Lнi}(0)-\frac{E}{R_н}\right]e^{-t/\tau},$$
$$I_{Lнi}(0)=-\frac{\Delta I_L}{2}+I_m\sin\omega\left(\sum_{j=1}^{i-1}T_{кj}\right);$$

- закон изменения тока дросселя на этапе спада:

$$i_{Lci}(t)=I_{Lci}(0)e^{-t/\tau},$$
$$I_{Lci}(0)=\frac{\Delta I_L}{2}+I_m\sin\omega\left[\left(\sum_{j=1}^{i-1}T_{кj}\right)+t_{нi}\right];$$

- трансцендентное уравнение для расчета времени нарастания тока $t_{нi}$:

$$1+\left[-0,5U^*K_{пл}+U^*\sin2\pi\left(\sum_{j=1}^{i-1}T_{кj}^*\right)-1\right]e^{-t_{нi}^*\delta}=$$
$$=0,5U^*K_{пл}+U^*\sin2\pi\left[\left(\sum_{j=1}^{i-1}T_{кj}^*\right)+t_{нi}^*\right], \quad (10)$$

где $\tau^*=\tau/T$ – относительная постоянная времени; $\delta=1/\tau^*=T/\tau$ – коэффициент затухания переходного процесса; $t_{нi}^*=t_{нi}/T$ – относительное время нарастания тока дросселя; $T_{кi}^*=1/f_{кi}^*=T_{кi}/T=t_{нi}^*+t_{ci}^*$ – относительная длительность цикла; $t_{ci}^*=t_{ci}/T$ – относительное время спада тока дросселя; $f_{кi}^*=f_{кi}/f=1/T_{кi}^*$ – относительная локальная частота переключения;

- трансцендентное уравнение для расчета времени спада тока t_{ci}:

$$\left\{0,5K_{пл}+\sin2\pi\left[\left(\sum_{j=1}^{i-1}T_{кj}^*\right)+t_{нi}^*\right]\right\}e^{-t_{ci}^*\delta}=$$
$$=-0,5K_{пл}+\sin2\pi\sum_{j=1}^{i}T_{кj}^*. \quad (11)$$

Уравнения (10) и (11) имеют большое практическое значение, поскольку позволяют определить временные параметры переходных процессов, что, в свою очередь, дает возможность предъявить требования к частотным свойствам и рассчитать динамические потери ключа. Из уравнений видно, что на длительность нарастания и спада тока дросселя сложным образом влияют одновременно несколько параметров: коэффициент пульсаций $K_{пл}$, нормированная амплитуда выходного напряжения U^*, коэффициент затухания переходного процесса δ и текущая фаза формируемой синусоиды $\omega t_i=2\pi\sum_{j=1}^{i}T_{кj}^*$.

Выявить влияние отдельного параметра достаточно сложно, однако можно отметить некоторые тенденции из общефизических соображений:

- **коэффициент пульсаций ($K_{пл}$)** определяет «ширину окна» (ΔI_L), в котором происходит изменение тока дросселя. Чем больше $K_{пл}$ (шире «окно»), тем больше длительность переходных процессов, при прочих равных условиях, и наоборот;
- **величина рабочего напряжения, приложенного к дросселю (U_L)** оказывает влияние на длительность временного интервала, на котором происходит изменение его тока. Из математической модели для индуктивности [3] $u_L(t)=Ldi_L(t)/dt$ следует, что скорость изменения тока определяется отношением U_L/L, где L – индуктивность дросселя. Следовательно, при прочих равных условиях, чем больше величина рабочего напряжения, тем выше скорость изменения тока и меньше длительность временного интервала, за который ток меняется на определенную величину. С уменьшением U_L скорость изменения тока падает, и длительность временного интервала увеличивается;
- **постоянная времени токоформирующей цепи (τ)** определяет длительность переходного процесса. Чем меньше постоянная времени, тем меньше длительность временного интервала ($t_н$ и t_c), при прочих равных условиях, и наоборот;
- **текущая фаза** синусоиды влияет на величину приращения тока дросселя. В течение этапов нарастания или спада тока дросселя происходит

одновременное изменение мгновенного значения усредненного тока нагрузки на величину $\Delta i_{\text{н уср}}$ и тока дросселя i_L, при этом ток дросселя на каждом временном интервале получает приращение $\Delta i_L=\Delta I_L\pm\Delta i_{\text{н уср}}$. Если ток дросселя и усредненный ток нагрузки одновременно нарастают или спадают, то Δi_L увеличивается. Уменьшение Δi_L происходит, если один из них нарастает, а другой спадает. При прочих равных условиях, увеличение Δi_L ведет к возрастанию длительности временного интервала, и наоборот. Величина приращения тока дросселя достаточно сильно зависит от текущей фазы формируемой синусоиды. В связи с этим величина приращения пропорциональна скорости изменения усредненного значения тока нагрузки;

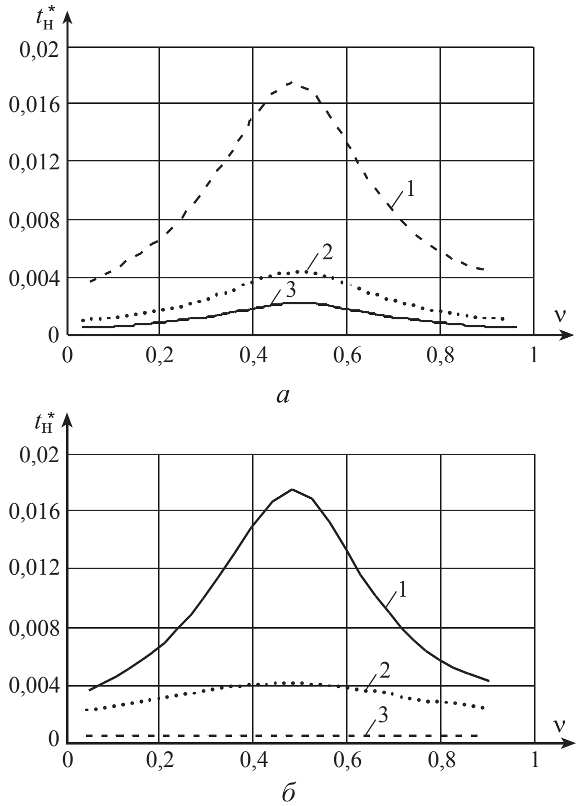

Рис. 2. *Зависимости относительного времени нарастания тока дросселя от относительной текущей фазы при $K_{пл}$=0,2: а) U^*=0,8 и δ: 1) 50; 2) 200; 3) 400; б) δ=50 и U^*: 1) 0,8; 2) 0,5; 3) 0,1*

- **скорость изменения усредненного значения тока нагрузки** меняется по косинусоидальному закону, т. е. максимальна на краях полупериода и минимальна в центре полупериода формируемой синусоиды. Данный параметр усугубляет влияние текущей фазы формируемого тока на длительность временных интервалов.

С помощью математического пакета Mathcad получены численные решения трансцендентных уравнений (10), (11), и определено количество циклов переключения ключа на полупериоде формируемой синусоиды. Зависимости отдельных параметров ($t_н^*$,$t_с^*$,$T_к^*$,$f_к^*$) от относительной текущей фазы $\nu=\omega t/\pi$ приведены на рис. 2–6. Ход представленных зависимостей обусловлен влиянием описанных выше параметров.

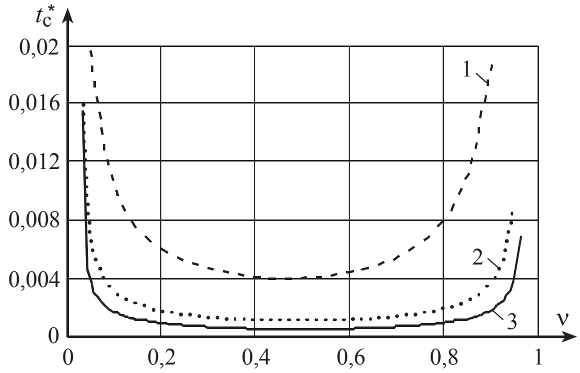

Рис. 3. *Зависимости относительного времени спада тока дросселя от относительной текущей фазы при $K_{пл}$=0,2, U^*=0,8 и различных значениях δ: 1) 50; 2) 200; 3) 400*

Зависимости $T_к^*=f(\nu)$ (при $K_{пл}$=0,2 и различных δ и U^*) изображены на рис. 4. Параметр $T_к^*$ представляет собой сумму $t_н^*$ и $t_с^*$, поэтому влияние значений δ и U^* на $T_к^*$ объясняется их влиянием на $t_н^*$ и $t_с^*$, описанным ранее. Видно, что в начале и в конце полупериода формируемого сигнала при любых δ и U^* относительная длительность цикла имеет максимальное значение, обусловленное бóльшими значениями $t_с^*$ по сравнению $t_н^*$.

Кривые, отражающие рассматриваемые зависимости при U^*=0,8, имеют три локальных экстремума: один максимум и два минимума. Локальный максимум $T_{к\,max}^*$, наблюдаемый приблизительно в центре полупериода синусоиды, обусловлен значительным превышением $t_н^*$ над $t_с^*$. Значение первого минимума $T_{к\,min1}^*$, лежащего в первой половине полупериода, меньше значения второго – $T_{к\,min2}^*$, лежащего во второй половине полупериода. Это объясняется асимметрией графиков зависимостей $t_н^*$ и $t_с^*$ относительно центра полупериода синусоиды. С увеличением δ (а, следовательно, уменьшением длительности рабочего цикла) различие между значениями минимумов уменьшается, т. е. уменьшается разница $\Delta T_{к\,min}^*=T_{к\,min2}^*-T_{к\,min1}^*$ – рис. 4, *а*. Например, в рассматриваемом случае справедливо (рис. 4, *а*): при δ=50, $\Delta T_{к\,min}^*=0{,}7\cdot10^{-3}$; при δ=200, $\Delta T_{к\,min}^*=0{,}08\cdot10^{-3}$; при δ=400, $\Delta T_{к\,min}^*=0{,}01\cdot10^{-3}$.

Анализ показал, превышение локального максимума $T_{к\,max}^*$ над локальным минимумом $T_{к\,min2}^*$ в данном случае не зависит от δ и составляет $T_{к\,max}^*/T_{к\,min2}^*\approx1{,}61$ для любого значения коэффициента затухания.

По мере уменьшения U^* влияние $t_н^*$ на $T_к^*$ ослабевает за счет того, что значения $t_н^*$ и $t_с^*$ становятся соизмеримыми в центральной части полупериода (случай при U^* = 0,5), в результате чего величина $T_к^*$ практически не меняется при изменении ν – рис. 4, *б*. Дальнейшее снижение U^* приводит к тому, что $t_н^*$ становится много меньше $t_с^*$. В этом случае справедливо: $T_к^*\approx t_с^*$, следовательно, при малых

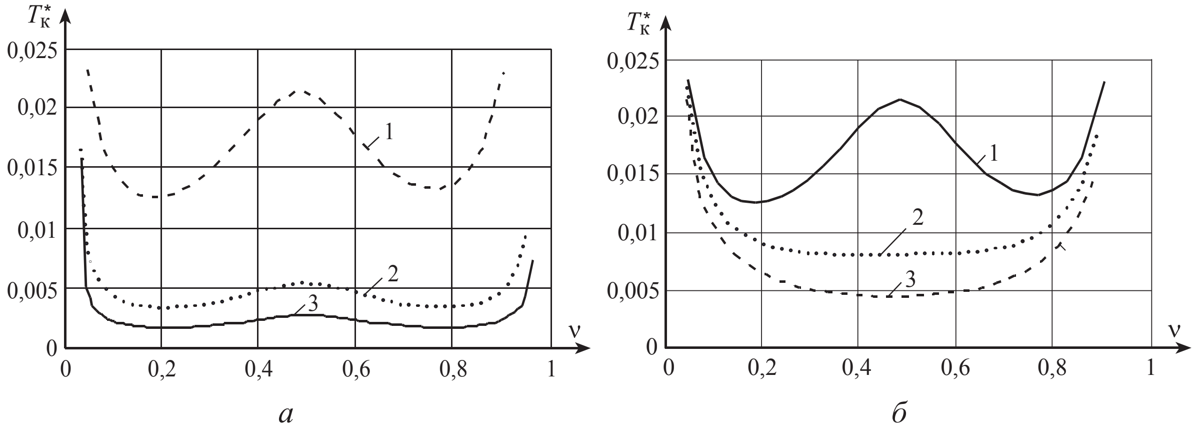

Рис. 4. *Зависимости относительной длительности цикла переключения ключа от относительной текущей фазы при $K_{пл}$=0,2: а) U*=0,8 и δ: 1) 50; 2) 200; 3) 400; б) δ=50 и U*: 1) 0,8; 2) 0,5; 3) 0,1*

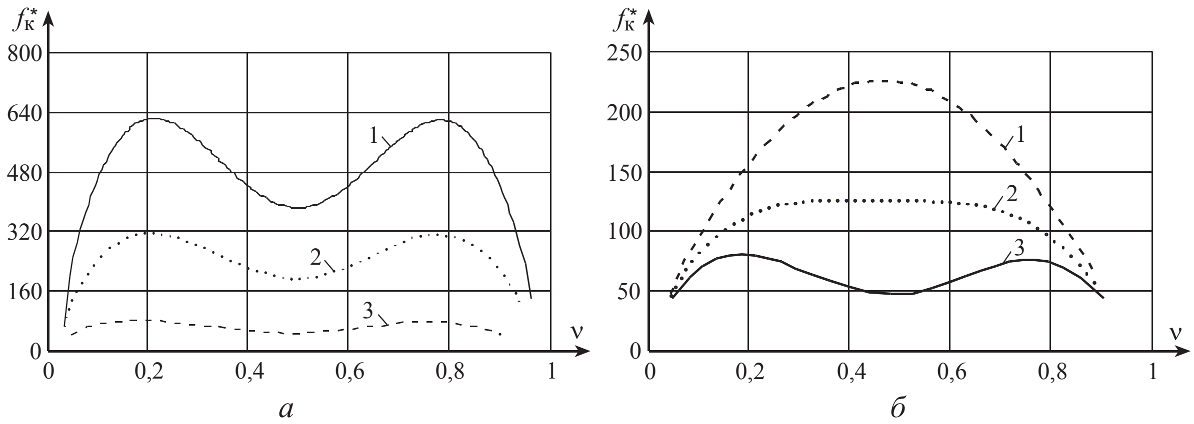

Рис. 5. *Зависимости относительной локальной частоты переключения ключа от относительной текущей фазы при $K_{пл}$=0,2: а) U*=0,8 и δ: 1) 400; 2) 200; 3) 50; б) δ=50 и U*: 1) 0,1; 2) 0,5; 3) 0,8*

значениях U^* графики зависимости $T_к^*=f(\nu)$ практически совпадают с графиками $t_с^*=f(\nu)$ (случай: $U^*=0{,}1$).

Влияние значения δ на величину $T_к^*$ объясняется влиянием этого параметра на $t_н^*$ и $t_с^*$, рассмотренные ранее.

На рис. 5 приведены зависимости относительной локальной частоты переключения ключа $f_к^*$ от относительной текущей фазы при разных U^* и δ при постоянном $K_{пл}$. Поскольку частота обратно пропорциональна длительности цикла, ход представленных зависимостей легко объясняется с учетом рис. 4 и вышеизложенных комментариев относительно зависимостей $T_к^*=f(\nu)$.

На рис. 6 представлены графики зависимостей количества циклов работы ключа N от параметра δ

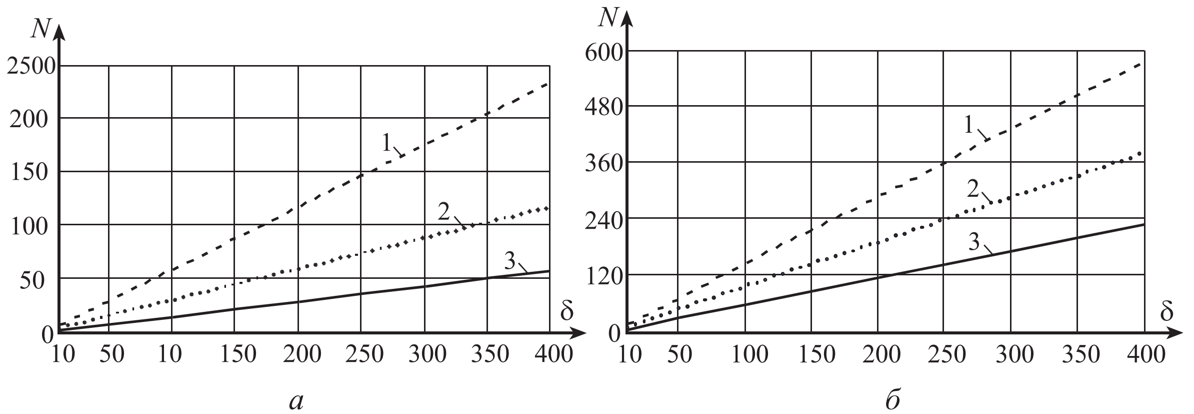

Рис. 6. *Зависимости количества циклов переключения ключа от коэффициента затухания: а) U*=0,1 и $K_{пл}$: 1) 0,05; 2) 0,1; 3) 0,2; б) $K_{пл}$=0,2 и U*: 1) 0,1; 2) 0,5; 3) 0,8*

при различных $K_{пл}$ и U^*. Видно, что с увеличением δ количество циклов возрастает практически по линейному закону. Это объясняется тем, что с ростом δ обратно пропорционально уменьшается τ^*, а, следовательно, и сама постоянная времени токоформирующей цепи. Это приводит к сокращению продолжительности переходных процессов, а, следовательно, и к уменьшению длительности цикла работы ключа. Наименьшая скорость изменения N с ростом δ наблюдается при максимальных $K_{пл}$ (величина U^* фиксирована) и максимальных значениях U^* ($K_{пл}$ фиксирован). С уменьшением как $K_{пл}$, так и U^* скорость изменения N возрастает. Это связано с тем, что с уменьшением $K_{пл}$ уменьшается размах пульсаций тока дросселя, а, следовательно, снижаются длительности этапов нарастания и спада тока i_L, и, соответственно, $T_к^*$. С уменьшением U^* увеличивается величина рабочего напряжения на обмотке дросселя, следовательно, возрастает скорость изменения тока i_L, что приводит к уменьшению $t_н^*$, а, соответственно, и $T_к^*$.

Выводы

1. Проведен анализ индуктивно-ключевого формирователя однополярного квазисинусоидального тока. Предложен интегральный параметр – количество циклов работы ключа, что позволяет оценить параметры формируемого тока и предъявить требования к частотным свойствам элементов схемы формирователя.
2. Получены соотношения, позволяющие проследить тенденции и характер изменения временных параметров переходных процессов, происходящих в токоформирующей цепи и произвести их расчет для заданных параметров нагрузки и тока.
3. Установлено, что тенденции изменения временных параметров обусловлены величиной напряжения, прикладываемого к дросселю формирователя в каждом цикле работы ключа, а также соотношением периода формируемого тока и постоянной времени токоформирующей цепи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Багинский Б.А., Гребенников В.В., Нигоф Б.М. Огородников Д.Н., Ярославцев Е.В. Модуляционный формирователь квазисинусоидального асимметричного тока // Приборы и техника эксперимента. – 2001. – № 2. – С. 121–123.
2. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники. Изд. 2-е, испр. и доп. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 664 с.
3. Попов В.П. Основы теории цепей. Изд. 3-е, испр. – М.: Высшая школа, 2000. – 575 с.

Поступила 14.10.2011 г.

УДК 621.314

ИНВЕРТОРНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ДЛЯ ЗАРЯДА ЕМКОСТНОГО НАКОПИТЕЛЯ

Е.Ю. Буркин, В.В. Свиридов, Е.Ю. Степанов

Томский политехнический университет
E-mail: burkin@gmail.com

Дан краткий обзор теории заряда емкостного накопителя. Описано и исследовано схемное решение для увеличения мощности, передаваемой в нагрузку в течение рабочего цикла заряда емкостного накопителя на основе формирования ступенчатого зарядного тока.

Ключевые слова:
Источник для заряда емкостного накопителя, инверторный источник питания, оптимизация зарядного процесса.
Key words:
Capacitor charging circuit, inverter power supply, charging efficiency optimization.

В настоящее время широко распространен способ аккумулирования больших энергий, основанный на применении в качестве накопителей батарей конденсаторов. Батареи конденсаторов используются для получения импульсов тока самой различной длительности и энергии – от десятков Дж до десятков МДж. К достоинствам емкостных накопителей энергии, обусловившим их широкое распространение, следует отнести простоту осуществления коммутаций при заряде и разряде батареи конденсаторов и возможность строгого дозирования накопленной энергии посредством стабилизации уровня зарядного напряжения.

В работах [1–4] описаны наиболее известные схемы источников для заряда емкостных накопителей энергии (ЕНЭ). Однако предложенные пути повышения коэффициента полезного действия ведут к увеличению количества элементов схемы и, как следствие, изменению массогабаритных параметров.