

Д. т. н. А. Ф. КАДАЦКИЙ, к. т. н. А. П. РУСУ

Украина, Одесская национальная академия связи им. О. С. Попова
E-mail: shurusu@mail.ru

АНАЛИЗ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ И МАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В ДРОССЕЛЯХ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

Выполнен анализ энергетических и магнитных процессов, происходящих в магнитопроводах дросселей импульсных преобразователей электрической энергии постоянного и переменного тока, получена их обобщенная математическая модель. Приведены соотношения, связывающие величину преобразованной мощности с параметрами магнитопровода.

Ключевые слова: импульсный преобразователь, преобразователь переменного/постоянного напряжения, магнитопровод, магнитный поток/индукция, рекуперация.

Преобразование параметров электрической энергии (ЭЭ) является актуальной задачей на протяжении десятков лет. Интеграция альтернативных источников электрической энергии, таких как гелио- и ветроэлектростанции, в промышленную сеть переменного тока, зарядка гибридных и электромобилей — вот некоторые примеры новых актуальных задач, для решения которых требуется преобразование параметров ЭЭ. Современные преобразователи ЭЭ изменяют уровни напряжения, частоту, род тока, число фаз с возможностью контроля и регулирования различных параметров как источника электрической энергии, так и потребителя (нагрузки).

В настоящее время приоритетным направлением при построении преобразователей ЭЭ является импульсный способ преобразования, обеспечивающий наилучшие технико-экономические показатели. Традиционно основной сферой применения импульсных преобразователей электрической энергии (ИПЭЭ) считается преобразование постоянного тока, однако в настоящее время импульсный способ преобразования ЭЭ активно используется в преобразователях рода тока (выпрямителях и инверторах), преобразователях частоты, компенсаторах реактивной мощности, активных фильтрах гармоник, усилителях звуковой частоты и т. д.

Относительно новым направлением использования импульсного метода преобразования является преобразование параметров ЭЭ переменного тока без традиционного для подобных устройств звена постоянного тока, принципы которого изложены в [1, 2]. Одним из первых импульсных преобразователей переменного напряжения является стабилизатор напряжения промышленной сети мощностью 9 кВА, разработанный компанией ГОФЕР Корпорейшн (Украина) [3].

Несмотря на ряд решенных вопросов в области импульсного преобразования ЭЭ, существуют факторы, сдерживающие использование ИПЭЭ на практике. Основным из них является отсутствие единой теоретической базы импульсного процесса преобразования. Традиционными математическими моделями импульсного процесса преобразования являются усредненные и переключаемые модели, классические примеры которых приведены в [2, 4–7]. Также импульсный процесс преобразования может быть описан математическими моделями других типов, например спектральными [8, 9] или матричными [10, 11].

Основным недостатком существующих математических моделей является отсутствие единого подхода к процессу преобразования. Так, в большинстве работ специфика конкретной схемы и режима ее работы отражается отдельной математической моделью. Отсутствует единый подход к преобразованию постоянного и переменного тока, недостаточно рассмотрены вопросы работы ИПЭЭ в режиме рекуперации. Все это приводит к увеличению числа математических моделей соответственно количеству схем ИПЭЭ и их режимов работы.

Попытки разработки обобщенных математических моделей ИПЭЭ предпринимаются практически с момента их создания. Так, например, в [12, 13] различные схемы ИПЭЭ объединены с помощью коэффициентов конфигурации. В [14, 15] приведена обобщенная математическая модель для квазиустановившегося и переходного режимов работы ИПЭЭ при безразрывном и разрывном токе дросселя. В [16–18] в рамках одной обобщенной модели рассмотрены наиболее популярные схемы ИПЭЭ постоянно-

го тока в режимах безразрывного и разрывного тока дросселя.

В [19, 20] выполнен анализ электрических и энергетических процессов в ИПЭЭ, а также принципы их построения, где показано, что ИПЭЭ постоянного и переменного тока, работающие в режимах передачи, рекуперации и холостого хода, могут быть рассмотрены в рамках одной обобщенной математической модели.

Однако при всем этом на сегодняшний день отсутствует обобщенная математическая модель энергетических и магнитных процессов, которая бы описывала импульсный процесс преобразования для наиболее распространенных типов схем ИПЭЭ, режимов работы и рода тока.

В настоящей работе проведен анализ энергетических и магнитных процессов в дросселях импульсных преобразователей электрической энергии ИПЭЭ и получена обобщенная математическая модель, описывающая наиболее распространенные типы ИПЭЭ, режимы работы (переда-

ча, рекуперация, холостой ход) и род тока (постоянный, переменный).

В [20] показано, что в традиционных широко используемых схемах ИПЭЭ (понижающем, повышающем, инвертирующем, обратноходовом) можно выделить импульсный регулятор (ИР) (рис. 1), у которого напряжения $u_{вх}(t)$ и $u_{вых}(t)$ между входными (1.1 и 1.2) и между выходными (2.1 и 2.2) клеммами зависят от топологии (схемы) преобразователя.

В частном случае при $u_{вх}(t) = u_{п}(t)$ и $u_{вых}(t) = u_{н}(t)$ (рис. 1, з) и использовании дросселя $L1$ с двумя изолированными обмотками $W1$ и $W2$ реализуется ИПЭЭ, известный как обратноходовой преобразователь (Fly-Back Converter), обеспечивающий преобразование электрической энергии с гальванической развязкой входных и выходных цепей (рис. 2).

При подключении входа ИР между входом и выходом ИПЭЭ, а выхода ИР непосредственно к выходу ИПЭЭ (рис. 1, а), получается ИПЭЭ, известный в литературе как ИПЭЭ I рода или

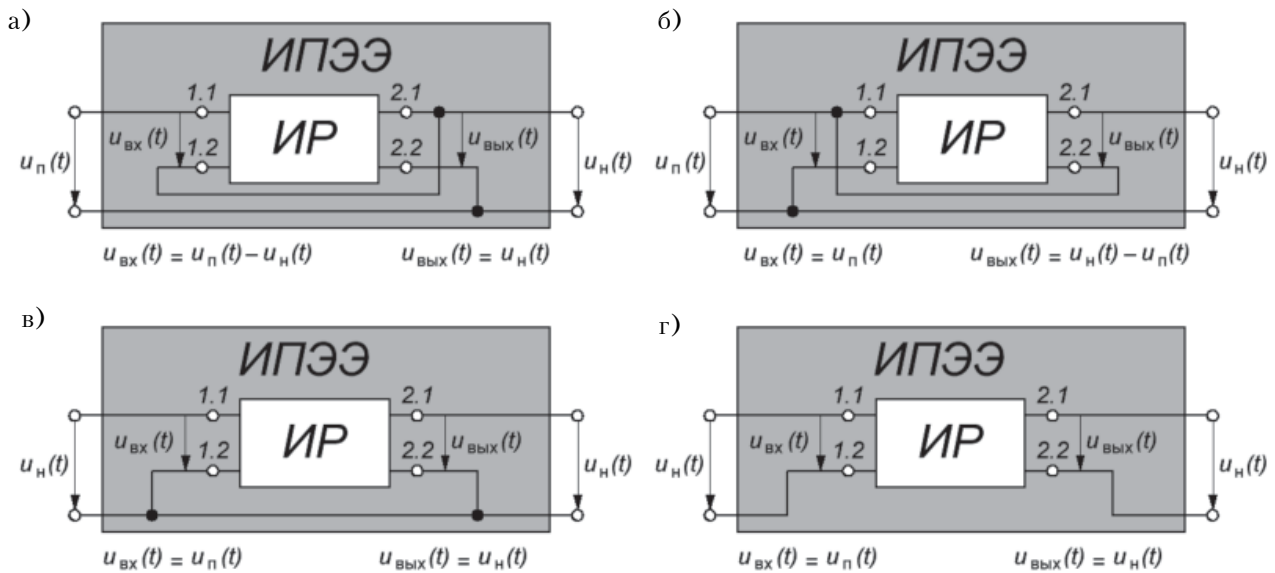


Рис. 1. Функциональные схемы ИПЭЭ понижающего (а), повышающего (б), инвертирующего (в) и обратноходового (г) типов

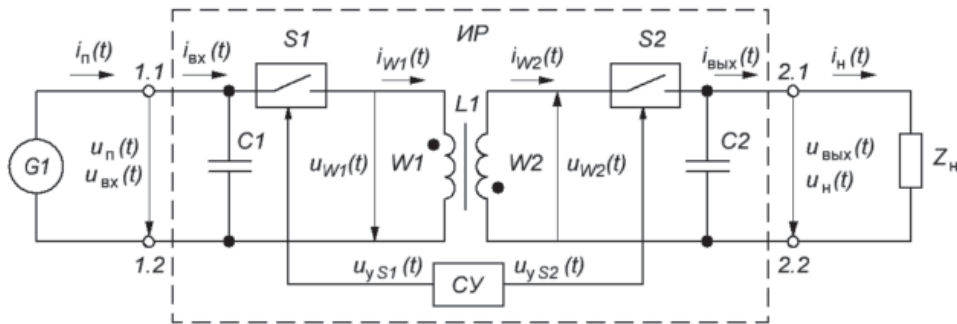


Рис. 2. Обратноходовой ИПЭЭ

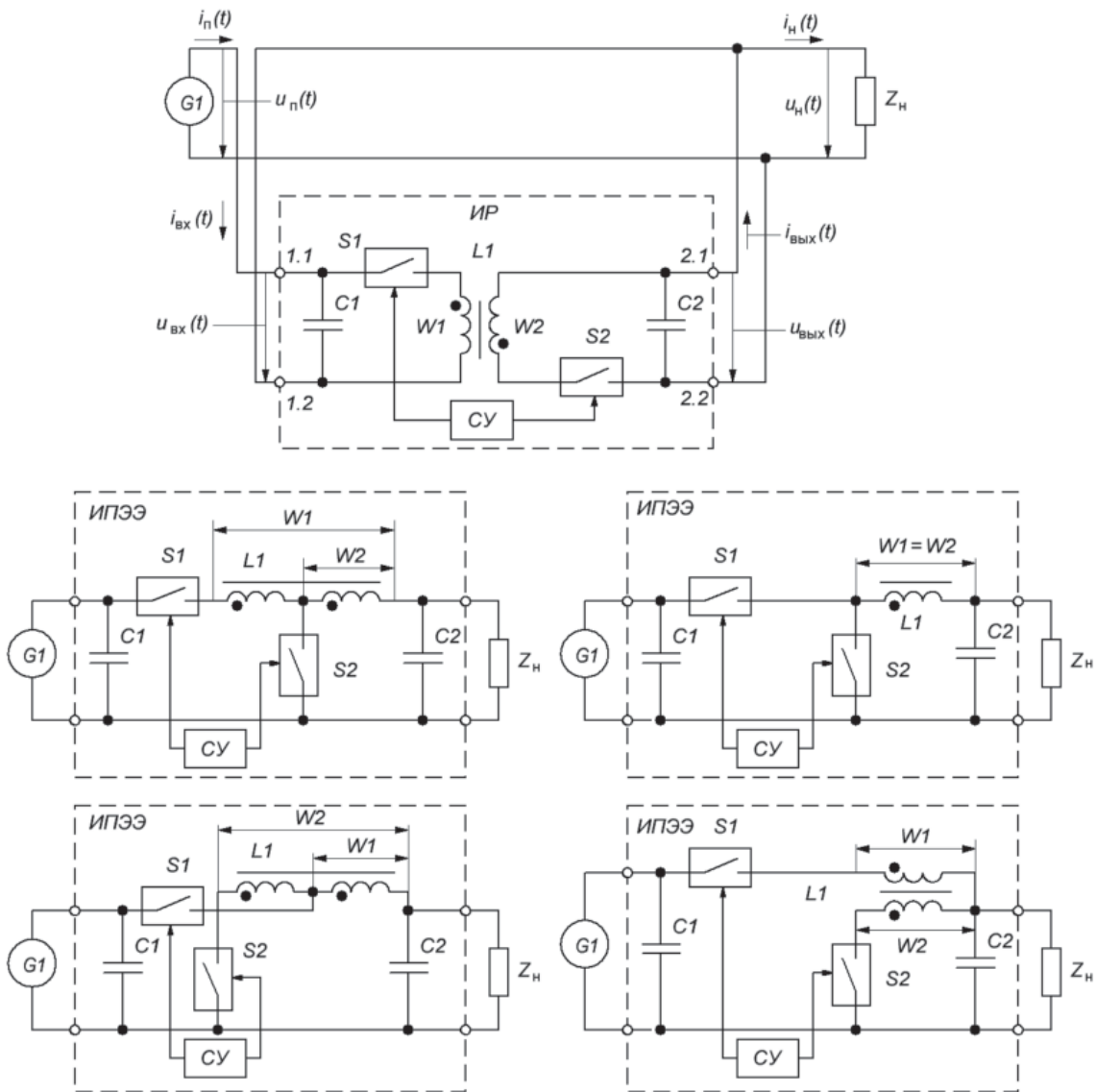


Рис. 3. ИПЭЭ понижающего типа

понижающий преобразователь (рис. 3). При подключении входа ИР непосредственно к входу ИПЭЭ, а выхода ИР между входом и выходом ИПЭЭ (рис. 1, б) получается ИПЭЭ II рода или повышающий преобразователь (рис. 4). При подключении входа ИР непосредственно к входу ИПЭЭ, а выхода ИР непосредственно к выходу ИПЭЭ и при наличии гальванической связи между входом и выходом (рис. 1, в), получается ИПЭЭ III рода или инвертирующий преобразователь (рис. 5).

Все ИПЭЭ с гальванической связью входа и выхода (рис. 3–5) в общем случае могут использовать бестрансформаторное (дроссель имеет одну обмотку), трансформаторное (дроссель имеет две отдельные обмотки) и автотрансформаторное (дроссель имеет одну обмотку, состоящую из двух полуобмоток) включение дросселя.

В [20] показано, что во всех традиционных типах преобразователей характер электрических

процессов в импульсных регуляторах одинаков. В частных случаях (при равенстве напряжений во входных и выходных цепях ИР в ИПЭЭ различных типов, при преобразовании равной мощности и идентичных параметрах элементов) электрические процессы в ИР в одноименных цепях и элементах будут идентичны.

В общем случае ИПЭЭ предназначен для преобразования напряжения источника ЭЭ $G1$ постоянного или переменного тока до величин, требуемых для нормальной работы нагрузки Z_n , которая в общем случае может быть комплексной ($Z_n = R_n + jX_n$) (рис. 2).

Диаграммы основных электрических процессов ИР при преобразовании ЭЭ [20] показаны на рис. 6. Одним из основных элементов ИР является накопительный дроссель $L1$, содержащий две обмотки $W1$ и $W2$ с числом витков, соответственно, W_1 и W_2 . Обмотка $W1$ с помощью

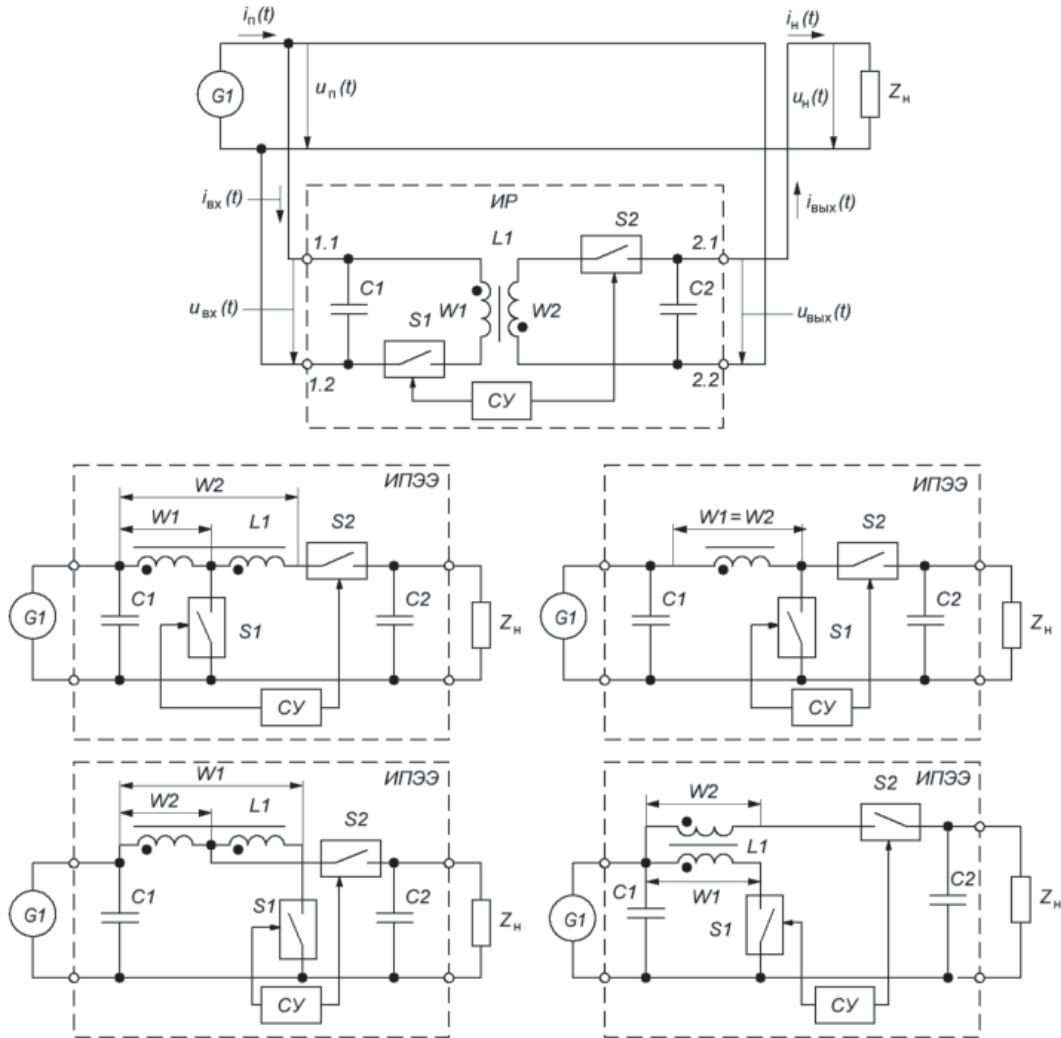


Рис. 4. ИПЭЭ повышающего типа

ключа $S1$ периодически подключается к конденсатору $C1$. Обмотка $W2$ с помощью ключа $S2$ периодически подключается к конденсатору $C2$. Конденсаторы $C1$ и $C2$ подключены, соответственно, к входным и выходным клеммам ИП и предназначены для уменьшения высокочастотных пульсаций входных ($u_{вх}(t)$, $i_{вх}(t)$) и выходных ($u_{вых}(t)$, $i_{вых}(t)$) напряжений и токов. Они выполняют функцию небольших аккумуляторов и способны к быстрому обмену электрической энергией с дросселем $L1$ в процессе преобразования.

Ключи $S1$ и $S2$ в зависимости от сигналов управления, соответственно, $u_{yS1}(t)$ и $u_{yS2}(t)$ (рис. 6) в общем случае, способны находиться в замкнутом (проводящем) или в разомкнутом (непроводящем) состоянии и обеспечивать протекание или блокировку протекания тока в любом направлении.

Схема управления (СУ) формирует периодические сигналы управления $u_{yS1}(t)$ и $u_{yS2}(t)$, соответственно, ключами $S1$ и $S2$ так, что в любой момент времени в проводящем состоянии всегда находится только один ключ ($S1$ или $S2$). Таким

образом, период преобразования длительностью $T_{п}$ можно разделить на два интервала (рис. 6): первый интервал (интервал накопления) длительностью t_1 , на протяжении которого в проводящем состоянии находится ключ $S1$; второй интервал (интервал возврата) длительностью t_2 , на протяжении которого в проводящем состоянии находится ключ $S2$ ($t_1 = t_{кон1} - t_{нач1}$, $t_2 = t_{кон2} - t_{нач2}$, где $t_{нач1}$, $t_{нач2}$ — время начала, $t_{кон1}$, $t_{кон2}$ — время конца, соответственно, интервалов накопления и возврата).

Особенностью ИП является преобразование ЭЭ порциями (импульсами), величина которых составляет

$$w_{ИП}(t) = p_{ИП}(t)T_{п} = p_{ИП}(t)/f_{п}, \quad (1)$$

где $T_{п}$, $f_{п}$ — соответственно, период и частота преобразования;

$p_{ИП}(t)$ — мгновенное значение выходной мощности ИП, $p_{ИП}(t) = u_{вых}(t)i_{вых}(t)$.

При совпадении знаков $u_{вых}(t)$ и $i_{вых}(t)$ мгновенное значение мощности положительно, и ЭЭ

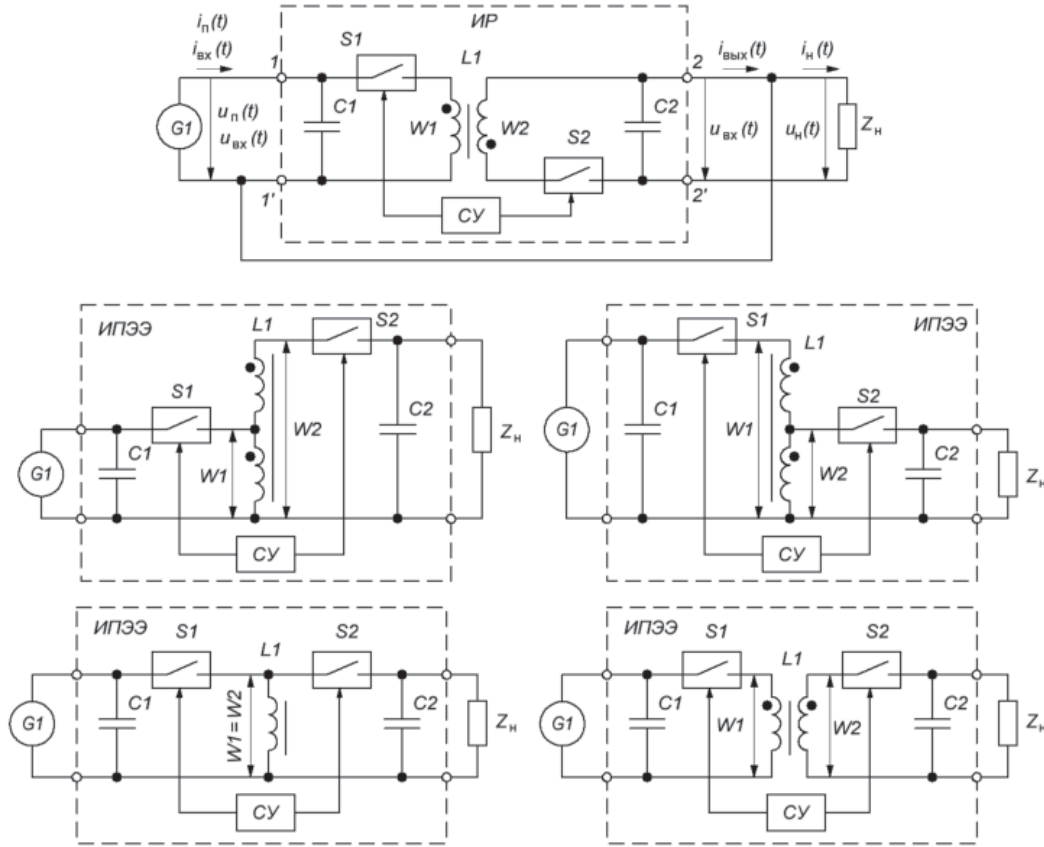


Рис. 5. ИПЭЭ инвертирующего типа

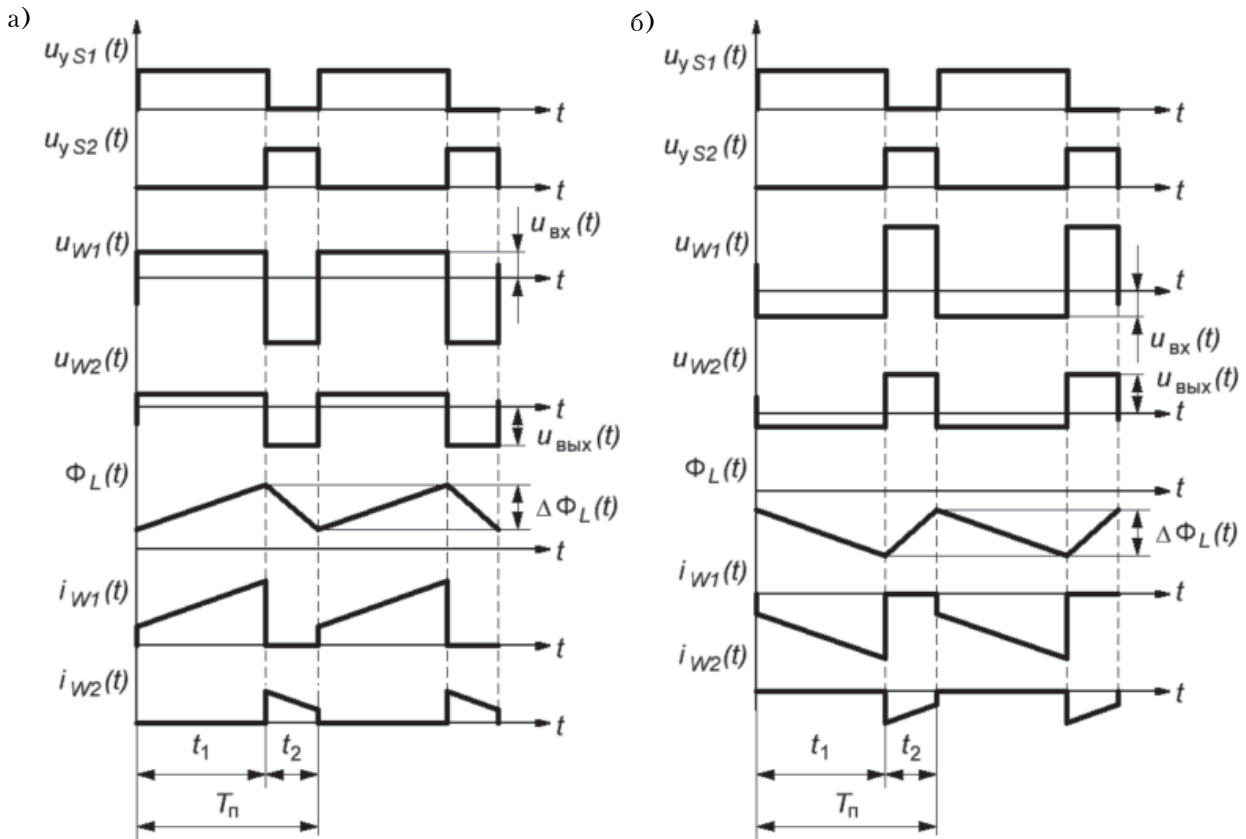


Рис. 6. Диаграммы электрических процессов в ИП при положительной (а) и отрицательной (б) полярности напряжения

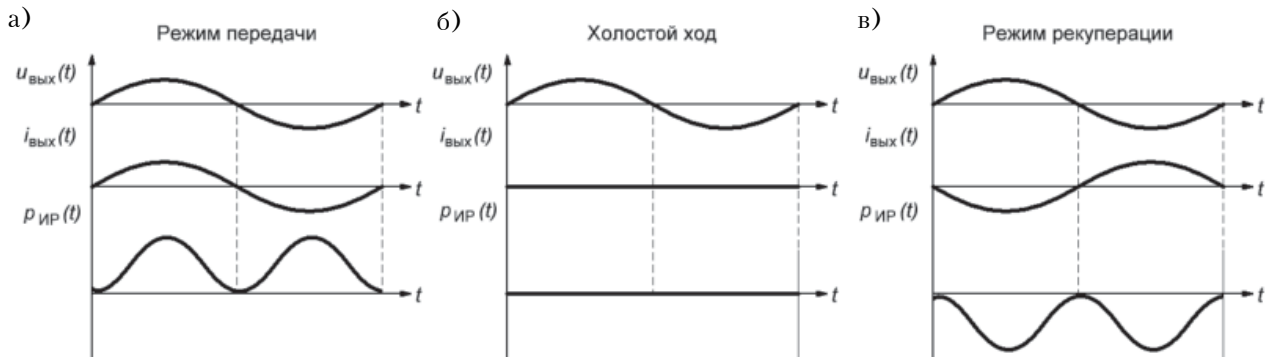


Рис. 7. Диаграммы выходных напряжения, тока и мощности ИПЭЭ в режимах передачи (а), холостого хода (б) и рекуперации (в)

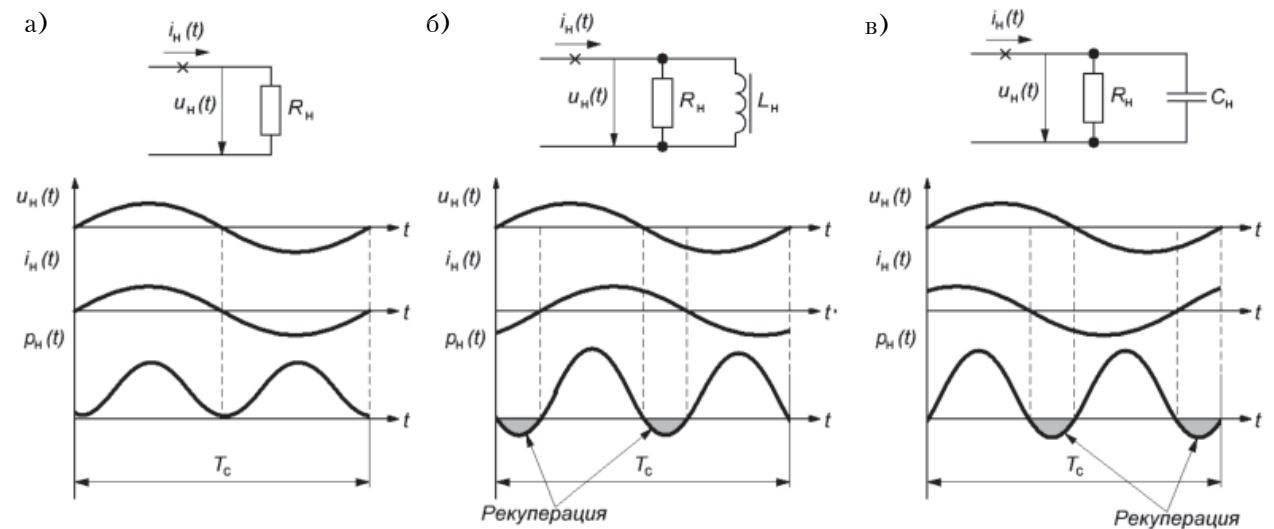


Рис. 8. Диаграммы напряжения, тока и мощности потребителя электрической энергии переменного тока при активном (а), активно-индуктивном (б) и активно-емкостном (в) характере нагрузки

передается от входа к выходу ИР (режим передачи, **рис. 7, а**). В случае несовпадения знаков $u_{\text{вых}}(t)$ и $i_{\text{вых}}(t)$ мгновенное значение мощности отрицательно, и ЭЭ передается от выхода к входу ИР (режим рекуперации, **рис. 7, в**). В случае когда мгновенное значение мощности нагрузки равно нулю, ЭЭ через ИР не передается (режим холостого хода, **рис. 7, б**).

ИПЭЭ постоянного тока, как правило, работают только в режиме передачи. Режим рекуперации для них нехарактерен, а режим холостого хода является аварийным (обычно ИПЭЭ постоянного тока имеют в своем составе некоторую «минимальную» нагрузку, обеспечивающую защиту силовой части и оборудования от выхода из строя при уменьшении тока нагрузки). ИПЭЭ переменного тока в большинстве случаев должны работать во всех трех указанных режимах, поскольку большинство потребителей электрической энергии переменного тока потребляют и активную, и реактивную мощность. В качестве примера на **рис. 8** показаны диаграммы напряжения $u_n(t)$, тока $i_n(t)$ и мощности $p_n(t)$ наиболее распространенных на практике

видов нагрузки: активной, активно-индуктивной и активно-емкостной. Из графиков видно, что на протяжении периода $T_c = 1/f_c$, где f_c — частота источника G1, потребитель в общем случае может функционировать во всех режимах: передачи, холостого хода и рекуперации.

Для ИПЭЭ (**рис. 2**) выходные напряжения и токи ИР совпадают с соответствующими напряжениями и токами нагрузки ($u_{\text{вых}}(t) = u_n(t)$, $i_{\text{вых}}(t) = i_n(t)$), а мощность ИР равна мощности нагрузки ($p_{\text{ИР}}(t) = p_n(t)$).

Конструктивно дроссель ИР L1 (**рис. 2**) состоит из магнитопровода и двух изолированных обмоток W1 и W2 (**рис. 9, а**). Магнитопроводы дросселей изготавливаются из ферромагнитных материалов. В большинстве случаев эквивалентная магнитная проницаемость магнитопровода $\mu_{\text{экв}}$ отличается от магнитной проницаемости материала μ , из которого он изготовлен, например, из-за наличия немагнитного зазора. Также в ИР часто используются материалы с распределенным зазором (например, из распыленного железа).

Количество энергии в магнитопроводе дросселя в общем случае определяется величиной

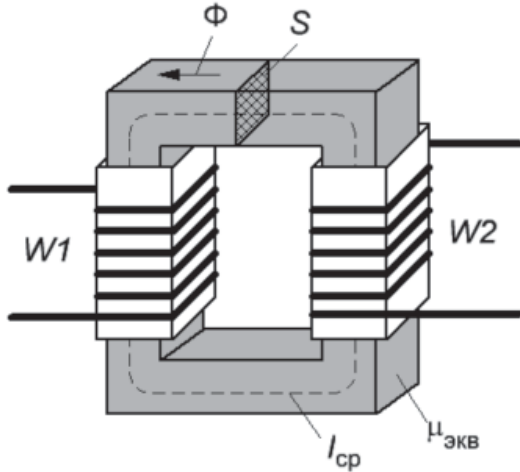


Рис. 9. Конструкция дросселя L1 (см. рис. 2)

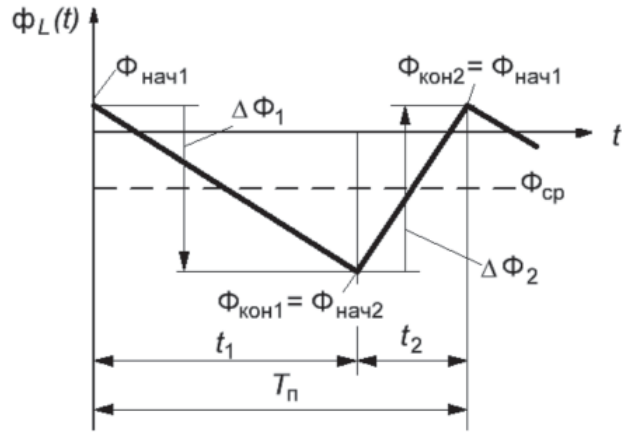


Рис. 10. Диаграмма магнитного потока дросселя L1

магнитной индукции $b(t)$ и его геометрическими размерами [21]:

$$w(t)_L = \frac{V}{2\mu_{\text{эКВ}}\mu_0} b^2(t) = \frac{l_{\text{ср}}}{2\mu_{\text{эКВ}}\mu_0 S} \Phi^2(t), \quad (2)$$

где μ_0 — магнитная проницаемость вакуума; $V, l_{\text{ср}}, S$ — объем, средняя длина магнитной линии и площадь поперечного сечения магнитопровода соответственно ($V = Sl_{\text{ср}}$); $\Phi(t)$ — магнитный поток в магнитопроводе.

Обобщим конструктивные параметры магнитопровода через параметр $A_L = \mu_{\text{эКВ}}\mu_0 S/l_{\text{ср}}$, который приводится большинством производителей для расчета индуктивности. В этом случае выражение (2) запишется в виде

$$w(t)_L = \frac{\Phi^2(t)}{2A_L}. \quad (3)$$

В соответствии с законом полного тока величина магнитного потока в магнитопроводе определяется суммой токов, которые протекают по всем обмоткам, связанным с магнитопроводом, и при 100%-й связи обмоток с магнитопроводом можем записать

$$\Phi(t) = \sum_{k=1}^{N_{\text{обм}}} \frac{\mu_{\text{эКВ}}\mu_0 S}{l_{\text{ср}}} i_k(t) W_k = A_L \sum_{k=1}^{N_{\text{обм}}} i_k(t) W_k, \quad (4)$$

где $N_{\text{обм}}$ — число обмоток; $i_k(t), W_k$ — ток и количество витков k -й обмотки соответственно.

Напряжение на выводах обмотки U_k определяется, согласно закону Фарадея, через эдс e_k в данной обмотке:

$$U_k = -e_k = W_k \frac{d\Phi}{dt}. \quad (5)$$

Выражения (3)–(5) позволяют установить связь магнитного потока с параметрами электрических и энергетических процессов ИР.

Рассмотрим произвольный период преобразования. В начале первого интервала в магни-

топроводе дросселя в общем случае может присутствовать некоторый магнитный поток $\Phi_{\text{нач1}}$ отличный от нуля ($\Phi_{\text{нач1}} \neq 0$) (рис. 10), соответствующий некоторому количеству ЭЭ $W_{\text{нач1}}$, которое определяется выражением (3).

На первом интервале преобразования к обмотке дросселя $W1$ через открытый ключ $S1$ прикладывается напряжение, под действием которого магнитный поток Φ в дросселе изменяется на величину $\Delta\Phi_1$:

$$\Delta\Phi_1 = \frac{1}{W_1} \int_{t_{\text{нач1}}}^{t_{\text{кон1}}} u_{W1}(t) dt. \quad (6)$$

В [19] показано, что для ИР на протяжении как первого, так и второго интервалов преобразования изменением напряжения на обмотках дросселя можно пренебречь, и тогда выражение (6) можно представить как

$$\Delta\Phi_1 = \frac{U_{W1}}{W_1} t_1, \quad (7)$$

где U_{W1} — среднее напряжение на обмотке $W1$ на интервале t_1 .

К концу первого интервала преобразования магнитный поток в дросселе достигает значения $\Phi_{\text{кон1}} = \Phi_{\text{нач1}} + \Delta\Phi_1$, что приводит к изменению количества энергии в магнитопроводе на величину ΔW_1 :

$$\Delta W_1 = W_{\text{кон1}} - W_{\text{нач1}} = \frac{\Delta\Phi_1}{A_L} [\Phi_{\text{нач1}} + 0,5\Delta\Phi_1]. \quad (8)$$

Поскольку на данном интервале дроссель подключен только к конденсатору $C1$, то, пренебрегая потерями в элементах, изменение количества энергии в дросселе $\Delta W1$ можно считать равным количеству энергии, потребленной из конденсатора $C1$ (при $\Delta W_1 > 0$) или возвращенной в конденсатор $C1$ (при $\Delta W_1 < 0$).

По окончании первого интервала преобразования производится переключение ключей $S1$ и

S2 (ключ S1 переходит в закрытое, непроводящее состояние, а ключ S2 — в открытое, проводящее). В идеализированном случае время переключения ключей S1 и S2 равно нулю, а моменты времени $t_{нач2}$ и $t_{кон1}$ совпадают ($t_{нач2} = t_{кон1}$). Соответственно, величина магнитного потока и количество энергии в магнитопроводе дросселя также количественно и качественно совпадают ($\Phi_{нач2} = \Phi_{кон1}$, $W_{нач2} = W_{кон1}$).

На втором интервале преобразования к обмотке дросселя W2 через открытый ключ S2 приложено напряжение $u_{W2}(t)$, под действием которого магнитный поток в дросселе изменяется на величину $\Delta\Phi_2$:

$$\Delta\Phi_2 = \frac{1}{W_2} \int_{t_{нач1}}^{t_{кон1}} u_{W2}(t) dt = \frac{U_{W2}}{W_2} t_2, \quad (9)$$

где U_{W2} — среднее напряжение на обмотке W2 на интервале t_2 .

К концу второго интервала преобразования магнитный поток в дросселе достигает значения $\Phi_{кон2} = \Phi_{нач2} + \Delta\Phi_2$. Это приводит к изменению количества энергии в магнитопроводе на величину ΔW_2 :

$$\begin{aligned} \Delta W_2 &= W_{кон2} - W_{нач2} = \\ &= \frac{\Delta\Phi_2}{A_L} [\Phi_{нач2} + 0,5\Delta\Phi_2]. \end{aligned} \quad (10)$$

Поскольку на данном интервале дроссель подключен только к конденсатору C2, то, пренебрегая потерями в элементе, изменение количества энергии в магнитопроводе дросселя ΔW_2 будет равно количеству энергии, переданной (при $\Delta W_2 < 0$) в конденсатор C2 или потребленной (при $\Delta W_2 > 0$) из конденсатора C2.

По окончании второго интервала преобразования производится переключение ключей S2 и S1 (ключ S2 переходит в закрытое, непроводящее состояние, а ключ S1 — в открытое, проводящее) и начинается новый (следующий) период преобразования. При этом в идеализированном случае время переключения ключей S1 и S2 так же, как и ранее, равно нулю, время начала первого интервала следующего периода преобразования $t_{нач1}$ след, начальное значение магнитного потока в дросселе $\Phi_{нач1}$ след и количество энергии в дросселе $W_{нач1}$ след совпадают с соответствующими значениями конца второго интервала преобразования текущего периода ($t_{нач1}$ след = $t_{кон2}$, $\Phi_{нач1}$ след = $\Phi_{кон2}$, $W_{нач1}$ след = $W_{кон2}$).

Общее приращение магнитного потока $\Delta\Phi$ и количества энергии в дросселе ΔW за период преобразования составит

$$\Delta\Phi = \Phi_{нач1 \text{ след}} - \Phi_{нач1} = \Delta\Phi_1 + \Delta\Phi_2; \quad (11)$$

$$\Delta W = W_{нач1 \text{ след}} - W_{нач1} = \Delta W_1 + \Delta W_2. \quad (12)$$

В квазиустановившемся режиме электрические и энергетические процессы в смежных пе-

риодах преобразования идентичны. Из выражений (11), (12) видно, что идентичность процессов в смежных периодах преобразования ИР возможна при условии

$$\Delta\Phi_1 = -\Delta\Phi_2; \Delta W_1 = -\Delta W_2, \quad (13)$$

при котором $\Delta\Phi = 0$ и $\Delta W = 0$.

Для ИПЭЭ постоянного тока смежные периоды преобразования строго идентичны, а для ИПЭЭ переменного тока строго идентичными являются периоды преобразования, отстоящие друг от друга на расстоянии T_c . Однако, как показано в [19], при принятых допущениях выражение (13) является справедливым для ИПЭЭ и постоянного, и переменного токов.

Таким образом, в квазиустановившемся режиме энергетический цикл преобразования выглядит следующим образом: на первом интервале преобразования дроссель L1 обменивается с конденсатором C1 некоторым количеством энергии $W_{ИР} = \Delta W_1 = -\Delta W_2$, которая на втором интервале преобразования передается в конденсатор C2 или потребляется из него (в зависимости от знака ΔW_1). Поскольку к конденсаторам C1 и C2 подключены, соответственно, источник электрической энергии G1 и нагрузка Z_n , работа ИР сводится фактически к перемещению электрической энергии между источником и потребителем порциями (импульсами) величиной $W_{ИР}$. Следовательно, при отсутствии потерь количество ЭЭ, проходящей через ИР за период преобразования, равно количеству ЭЭ, переданной в нагрузку (в режиме передачи) или потребленной из нее (в режиме рекуперации) за тот же период:

$$\Delta W_1 = -\Delta W_2 = W_{ИР} = P_{вых} T_{п}, \quad (14)$$

где $P_{вых} = U_{вых} I_{вых}$ — среднее значение выходной мощности ИР.

Подстановка этого выражения в формулы (8) и (10) с учетом соотношений (11) — (13) позволяет определить начальные значения магнитного потока дросселя в каждом интервале преобразования:

$$\Phi_{нач1} = \frac{A_L}{\Delta\Phi_1} W_{ИР} - 0,5\Delta\Phi_1; \quad (15)$$

$$\Phi_{нач2} = \frac{A_L}{\Delta\Phi_1} W_{ИР} + 0,5\Delta\Phi_1. \quad (16)$$

Эти выражения позволяют определить среднее значение (постоянную составляющую) магнитного потока

$$\Phi_{cp} = 0,5[\Phi_{нач1} + \Phi_{нач2}] = \frac{A_L}{\Delta\Phi_1} W_{ИР}, \quad (17)$$

после чего можно установить связь между параметрами магнитного потока в дросселе и ко-

личеством ЭЭ, преобразуемой ИР за один цикл преобразования:

$$W_{ИР} = \frac{\Delta\Phi_1\Phi_{ср}}{A_L} \quad (18)$$

Отсюда видно, что режим работы ИР (передача, рекуперация или холостой ход) определяется произведением переменной ($\Delta\Phi_1$) и постоянной ($\Phi_{ср}$) составляющих магнитного потока.

Поскольку в соответствии с выражением (7) значение $\Delta\Phi_1$ отлично от нуля ($\Delta\Phi_1 \neq 0$ при $U_{W1} \neq 0$ и $t_1 > 0$), режим холостого хода ($W_{ИР} = 0$) возможен при условии $\Phi_{ср} = 0$. В режиме холостого хода в начале и в конце каждого интервала преобразования модуль магнитного потока в дросселе достигает значения $0,5|\Delta\Phi_1|$, при этом его знаки в начале и конце каждого интервала преобразования противоположны (рис. 11). В этом режиме происходит обмен энергией между дросселем $L1$ и конденсаторами $C1, C2$ порциями W_{xx} , величина которых в соответствии с (3) составляет

$$W_{xx} = \frac{\Delta\Phi_1^2}{8A_L} \quad (19)$$

При отсутствии потерь общее количество энергии в элементах $L1, C1, C2$ не изменяется, энергия от источника питания $G1$ не потребляется и в нагрузку Z_n не передается. Таким образом, конденсаторы $C1$ и $C2$ наряду с дросселем $L1$ также являются необходимыми элементами силовой части ИР, без которых его работа в режиме холостого хода невозможна.

В случае когда знаки $\Delta\Phi_1$ и $\Phi_{ср}$ совпадают, $W_{ИР} > 0$ и ИР работает в режиме передачи,

при несовпадении знаков $\Delta\Phi_1$ и $\Phi_{ср}$ ИР работает в режиме рекуперации, при котором $W_{ИР} < 0$ (рис. 11).

Величина магнитного потока дросселя ограничена индукцией насыщения магнитопровода и для обеспечения стабильной и безопасной работы ИР должна находиться в диапазоне

$$-\Phi_{нас} < \phi(t) < \Phi_{нас}, \quad (20)$$

где $\Phi_{нас} = SB_{нас}$ — магнитный поток, соответствующий индукции насыщения $B_{нас}$.

Это накладывает ограничения на величины переменной и постоянной составляющих магнитного потока, а именно:

$$|\Delta\Phi_1| \leq 2\Phi_{нас}; \quad (21)$$

$$-(\Phi_{нас} - 0,5|\Delta\Phi_1|) \leq \Phi_{ср} \leq \Phi_{нас} - 0,5|\Delta\Phi_1|. \quad (22)$$

Подставляя выражение (22) в (18), получим формулу оценки максимального значения $W_{ИР}$ для конкретного магнитопровода и выбранного режима работы:

$$|W_{ИР}| \leq \frac{|\Delta\Phi_1\Phi_{нас}| - 0,5\Delta\Phi_1^2}{A_L} \quad (23)$$

В случае когда в соотношениях (22), (23) стоит знак равенства, ИР работает при максимальной мощности или в режиме передачи, или в режиме рекуперации (рис. 11). Невыполнение условия (23) приводит к насыщению магнитопровода и возможному выходу из строя элементов силовой части ИР.

Зависимость количества преобразуемой энергии ИР $W_{ИР}$ от величины переменной составляющей магнитного потока $\Delta\Phi_1$ дросселя показаны на рис. 12, где видно, что значение $W_{ИР}$ максимально при $|\Delta\Phi_1| = \Phi_{нас}$. При такой вели-

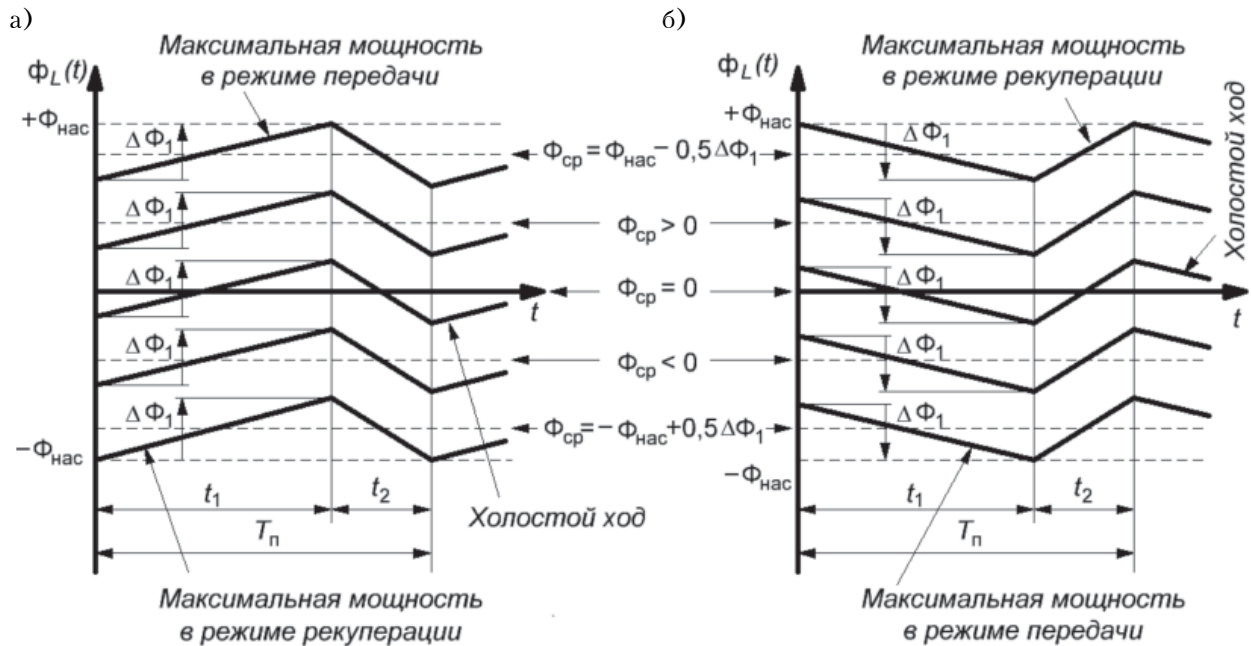


Рис. 11. Диаграммы магнитного потока и соответствующие им режимы работы ИР при $\Delta\Phi_1 > 0$ (а) и $\Delta\Phi_1 < 0$ (б)

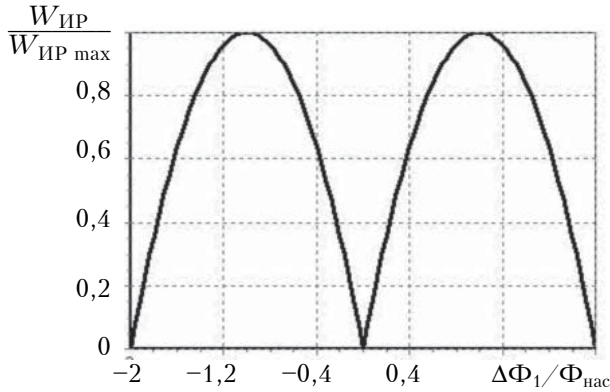


Рис. 12. Зависимость количества преобразуемой энергии $W_{ИР}$ от величины $\Delta\Phi_1$

чине $\Delta\Phi_1$ максимальное количество преобразуемой энергии соответствует случаю, когда модуль постоянной составляющей магнитного потока равен половине индукции насыщения магнитопровода $|\Phi_{ср}| = 0,5\Phi_{нас}$ (рис. 13). Подставляя эти значения в (23), получим выражение, позволяющее оценить максимально возможное для данного магнитопровода количество преобразуемой энергии ИР:

$$|W_{ИР}| \leq \frac{\Phi_{нас}^2}{2A_L}. \quad (24)$$

На практике максимальная величина индукции B_{max} и соответствующий ей магнитный поток Φ_{max} в магнитопроводе дросселя выбираются меньше величин $B_{нас}$ и $\Phi_{нас}$. Подставляя в формулу (24) вместо $\Phi_{нас}$ реальную величину B_{max} с учетом (2), получим выражение, позволяющее

оценить максимальное количество преобразуемой энергии для конкретного магнитопровода:

$$|W_{ИР}| \leq \frac{B_{max}^2}{2\mu_0\mu_{экр}} V, \quad (25)$$

где $V = Sl_{ср}$ – объем магнитопровода.

Это выражение совпадает с известными формулами для расчета дросселей обратных ИПЭЭ [22] и является удобным для инженерных расчетов. Оно позволяет оценить энергетические возможности конкретного магнитопровода для ИР ИПЭЭ требуемой мощности, поскольку в соответствии с (1) мощность ИР пропорциональна количеству преобразованной энергии ($p_{ИР} = f_{п} W_{ИР}$).

При необходимости выбора магнитопровода при заданных значениях мощности ИПЭЭ требуемый объем магнитного материала можно определить по формуле

$$V \geq \frac{2\mu_0\mu_{экр} |W_{ИР\ max}|}{B_{max}^2}, \quad (26)$$

где $W_{ИР\ max}$ – максимальное количество электрической энергии, преобразуемой ИР.

Согласно [19] максимальное количество преобразуемой энергии определяется следующими выражениями:

– для ИПЭЭ постоянного тока

$$W_{ИР\ max} = \frac{S_{ИР}}{f_{п}}; \quad (27)$$

– для ИПЭЭ переменного тока

$$W_{ИР\ max} = \frac{S_{ИР}}{f_{п}} (1 + |\cos \phi|), \quad (28)$$

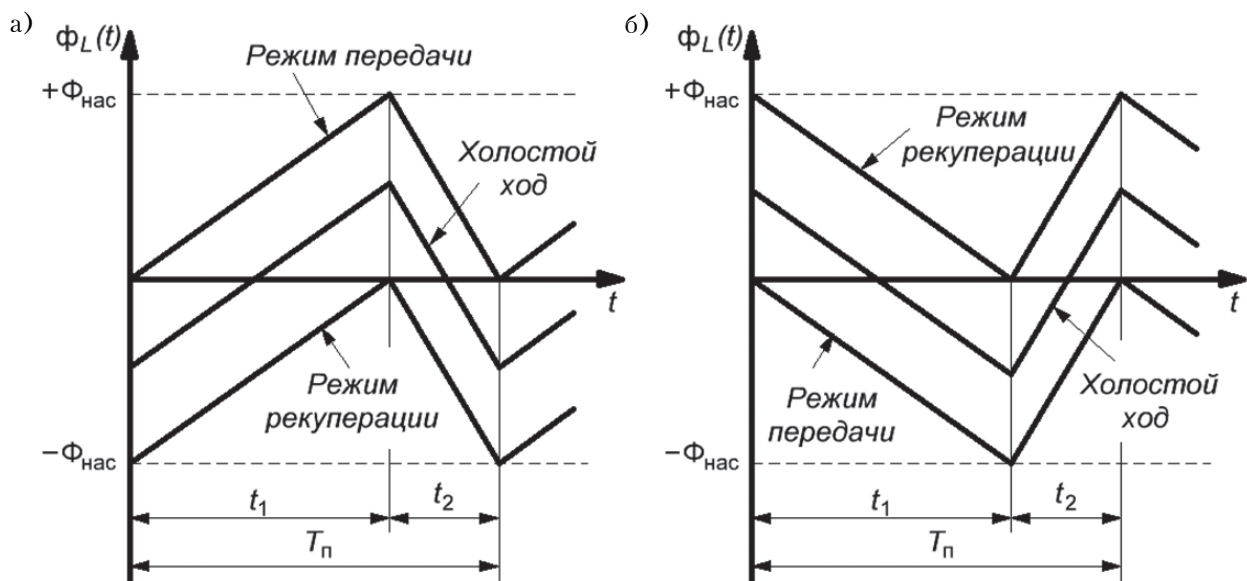


Рис. 13. Диаграммы магнитного потока при $\Delta\Phi_1 = \Phi_{нас}$ (а) и $\Delta\Phi_1 = -\Phi_{нас}$ (б)

где $S_{ИР}$ — полная мощность ИР;
 φ — угол сдвига между напряжением и током нагрузки ИПЭЭ.

Анализ зависимостей $S_{ИР}$ от полной мощности ИПЭЭ $S_{ИПЭЭ}$, выполненный в [19, 20], показывает, что величина мощности $S_{ИР}$ зависит от способа включения входа и выхода ИР по отношению к входу и выходу ИПЭЭ (рис. 1) и от соотношения действующих значений напряжения питания и нагрузки ИПЭЭ: $\bar{U}_н = U_н / U_п$.

Для ИР ИПЭЭ понижающего типа (рис. 3) $U_{вх} = U_п - U_н$, $U_{вых} = U_н$, $\bar{U}_н \leq 1$, а мощность ИР связана с мощностью ИПЭЭ соотношением $S_{ИР} = S_{ИПЭЭ} (1 - \bar{U}_н)$. (29)

Для ИР ИПЭЭ повышающего типа (рис. 4) $U_{вх} = U_н$, $U_{вых} = U_н - U_п$, $\bar{U}_н \geq 1$, а мощность ИР связана с мощностью ИПЭЭ соотношением $S_{ИР} = S_{ИПЭЭ} \left(1 - \frac{1}{\bar{U}_н}\right)$. (30)

Для ИПЭЭ инвертирующего типа (рис. 5) и обратного преобразователя (рис. 2) $U_{вх} = U_н$, $U_{вых} = U_н$, значение $\bar{U}_н$ может быть

любым, а мощность ИР не зависит от него и равна мощности ИПЭЭ:

$$S_{ИР} = S_{ИПЭЭ}. \quad (31)$$

Учтя способы включения входа и выхода ИР с помощью коэффициентов топологии схемы, соответственно, входа F_1 и выхода F_2 [19, 20], получим обобщенную формулу, связывающую мощность ИР с мощностью нагрузки ИПЭЭ:

$$S_{ИР} = S_{ИПЭЭ} \left(1 - F_1 \bar{U}_н - \frac{F_2}{\bar{U}_н}\right). \quad (32)$$

Расчетные соотношения для определения требуемой максимальной мощности импульсного регулятора преобразователя $W_{ИР \max}$ (27) – (32) сведены в **таблицу** для удобства проведения инженерных расчетов (позволяет определить значение $W_{ИР \max}$ в зависимости от схемы преобразователя, действующих значений напряжения питания, напряжения нагрузки и частоты преобразования).

Зависимости относительного объема магнитопровода дросселя $\bar{V} = V / V_{DC}$ от $\bar{U}_н$ для различных типов ИПЭЭ постоянного и переменного тока при различных углах сдвига фаз между напряжением и током нагрузки показаны на

Соотношения для определения $W_{ИР \max}$ ИПЭЭ различных типов

Тип ИПЭЭ	F_1	F_2	$\bar{U}_н$	$S_{ИР}$	$W_{ИР \max}$	
					для ИПЭЭ постоянного тока	для ИПЭЭ переменного тока
Понижающий (I рода)	1	0	$\frac{U_н}{U_п - U_н}$	$S_н (1 - \bar{U}_н)$	$\frac{S_{ИР}}{f_н}$	$\frac{S_{ИР} (1 + \cos \varphi)}{f_н}$
Повышающий (II рода)	0	1	$\frac{U_н - U_п}{U_п}$	$S_н \left(1 - \frac{1}{\bar{U}_н}\right)$		
Инвертирующий (III рода)	0	0	$U_н / U_п$	$S_н$		
Обобщенные формулы			$\frac{U_н - F_2 U_п}{F_1 U_п - U_н}$	$S_н \left(1 - F_1 \bar{U}_н - \frac{F_2}{\bar{U}_н}\right)$		

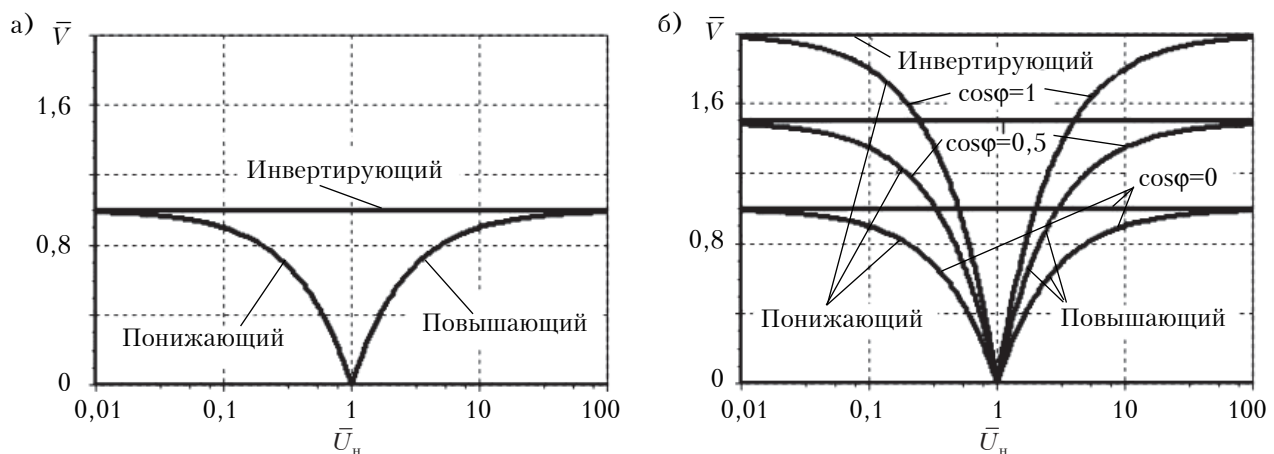


Рис. 14. Зависимости относительного объема магнитопровода дросселя для ИПЭЭ постоянного (а) и переменного (б) тока различных типов

рис. 14. В качестве нормирующего значения был выбран объем дросселя V_{DC} ИПЭЭ постоянного тока, реализованного по схеме рис. 2 при той же мощности нагрузки S_n .

Из рис. 14 видно, что для ИПЭЭ переменного тока, работающего на активную нагрузку ($\varphi = 0$), объем магнитопровода дросселя должен быть в 2 раза больше по сравнению с аналогичным ИПЭЭ постоянного тока. Это связано с тем, что максимальное значение мгновенной мощности ИПЭЭ переменного тока, работающего в таком режиме, в 2 раза превышает его номинальную мощность [19]. При появлении сдвига фазы между напряжением и током нагрузки ($\varphi \neq 0$) требуемый объем дросселя уменьшается.

Из графиков также видно, что путем выбора схемы ИПЭЭ и соответствующего включения ИР можно уменьшить величину преобразуемой мощности ИР и, соответственно, требуемый объем магнитопровода дросселя. Так, например, для ИПЭЭ как постоянного, так и переменного тока понижающего типа, работающего в диапазоне $\bar{U}_n \geq 0,5$, или для повышающего ИПЭЭ, работающего в диапазоне $\bar{U}_n \leq 2$, при таком подходе требуемый объем магнитопровода дросселя в 2 раза меньше, чем для ИПЭЭ, схема которого представлена на рис. 2.

Выводы

Таким образом, анализ процессов, происходящих при импульсном преобразовании постоянного и переменного тока для всех рассмотренных схем преобразователей во всех режимах работы (передача, рекуперация, холостой ход), показал, что все они могут быть рассмотрены с единых позиций, при этом в качестве отправной точки необходимо рассматривать параметры магнитного потока в дросселе. Обобщенная математическая модель, полученная на основании результатов этого анализа, позволяет описать наиболее распространенные типы ИПЭЭ постоянного и переменного тока при работе в указанных режимах. При использовании современной элементной базы модель, несмотря на ее идеализированность, обеспечивает хорошую точность результатов. В случае же использования, например, силовых ключей, падение напряжения на которых соизмеримо с величинами напряжений питания и нагрузки, либо при использовании магнитопроводов дросселей с большой величиной удельных потерь на перемagnичивание точность модели ухудшается.

Разработанная модель может применяться при разработке и исследовании большого ряда устройств, использующих импульсный способ преобразования электрической энергии, например, таких как преобразователи постоянного/переменного напряжения, преобразователи рода тока (выпрямители, инверторы, преобразователи частоты), корректоры коэффициента мощности, усилители звуковой частоты (класса D, T).

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Кобзев А.В., Лебедев Ю.М., Михайличенко Г.Я. и др. Стабилизаторы переменного напряжения с высокока-

стотным широтно-импульсным регулированием. — Москва: Энергоатомиздат, 1986.

2. Зиновьев Г.С. Силовая электроника. — Москва: Юрайт, 2012.

3. Стабилизатор импульсный с функцией выбора напряжения GF-9000 [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://gofer.ua/product/stabilizator/>

4. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. — Москва: Техносфера, 2005.

5. Bacha S., Munteanu I., Bratcu A.I. Power electronic converters modeling and control with case studies. — London: Springer-Verlag, 2014.

6. Jeong D.-K., Ryu M.-H., Kim H.-G., Kim H.-J. Optimized design of bi-directional dual active bridge converter for low-voltage battery charger // Journal of Power Electronics. — 2014. — Vol. 14, N 3. — P. 468–477.

7. Qin H., Kimball J. W. AC-AC dual active bridge converter for solid state transformer // Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Exposition (ECCE 2009). — 2009. — P. 3039–3044. <http://dx.doi.org/10.1109/TPE.2012.2204710>

8. Кадацкий А.Ф. Гармонический анализ электрических процессов в многофазных импульсных преобразователях постоянного напряжения с ШИМ-методом регулирования // Электричество. — 1997. — № 3. — С. 35–41.

9. Чапльгин Е.Е., Нгуен Хоанг Ан. Спектральные модели импульсных преобразователей с переменной частотой коммутации // Электричество. — 2006. — № 4. — С. 39–46.

10. Андриянов А.И., Малаханов А.А. Математическое моделирование динамики импульсного преобразователя напряжения повышающего типа // Вестник Брянского государственного технического университета. — 2006. — № 1. — С. 61–69.

11. Коршунов А. Методика построения непрерывных моделей импульсных преобразователей постоянного напряжения // Компоненты и технологии. — 2006. — № 8.

12. Смольников Л.Е. Транзисторные преобразователи напряжения / Под ред. А.А. Голикова. — Москва: МЭИ, 1983.

13. Смольников Л.Е., Смольников В.Л. Влияние коэффициентов конфигурации и неидеальности элементов на регулировочную характеристику широтно-импульсных преобразователей постоянного напряжения // Системы и устройства электропитания радиоэлектронной аппаратуры. — 1994. — Вып. 4. — С. 29–42.

14. Капустин И.В. Разработка универсальной модели повышающего преобразователя, описывающей все режимы работы // Практическая силовая электроника. — 2012. — № 3. — С. 30–34.

15. Капустин И.В., Катаев Р.А., Блинов Р.В. Разработка обобщенной математической модели понижающего преобразователя напряжения для режимов прерывистого и непрерывного тока // Практическая силовая электроника. — 2013. — №3. — С. 20–28.

16. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Анализ электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения с широтно-импульсным регулированием // Электричество. — 2005. — № 9. — С. 43–54.

17. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Математическая модель электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения с широтно-импульсным методом регулирования // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. — 2004. — №3. — С. 10–16.

18. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Действующие значения токов элементов силовых каналов импульсных преобразователей постоянного напряжения с широтно-импульсным методом регулирования // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. — 2005. — № 1. — С. 11–17.

19. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Анализ энергетических процессов в импульсных преобразователях электрической энергии переменного тока // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2015. — № 1. — С. 22–32. — <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2015.1.22>

20. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Анализ принципов построения и режимов работы импульсных преобразователей электрической энергии // Практическая силовая электроника. — 2016. — № 2. — С. 10–24

21. Иродов И.Е. Основные законы электромагнетизма. — Москва: Высшая школа, 1991.

22. Хныков А.В. Теория и расчет трансформаторов источников вторичного электропитания / Москва: СОЛОН-Пресс, 2004.

*Дата поступления рукописи
в редакцию 08.11 2016 г.*

АНАЛІЗ ЕНЕРГЕТИЧНИХ ТА МАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ У ДРОСЕЛЯХ ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

Виконано аналіз енергетичних та магнітних процесів у магнітопроводах імпульсних перетворювачів електричної енергії постійного та змінного струму, отримано їх математичну модель. Наведено співвідношення, що зв'язують величину перетворюваної потужності із параметрами магнітопроводу.

Ключові слова: математична модель, імпульсний перетворювач, перетворювач постійної/змінної напруги, магнітопровід, магнітний потік/індукція, рекуперація.

DOI: 10.15222/TKEA2016.6.17
UDC 621.314

A. F. KADATSKY, A. P. RUSU

Ukraine, Odessa National Academy of Telecommunications
named after O. S. Popov
E-mail: shurusu@mail.ru

THE ANALYSIS OF ENERGY AND MAGNETIC PROCESSES IN INDUCTORS SWITCHED-MODE ELECTRICAL ENERGY CONVERTERS

The article presents the analysis of energy and magnetic processes in core of inductors switched-mode AC-AC and DC-DC converters. The mathematical model of energy and magnetic processes in core of inductors is obtained. The mathematical model is generalized to DC-DC and AC-AC converters, to most popular schemes of converters and to transfer, recuperation and idle modes. It is shown that the energy and magnetic processes in core of inductors are identical for DC-DC and AC-AC converters, for buck, boost, buck-boost and fly-back converters, and for transfer, recuperation and idle modes.

It is shown that energy processes in converters can be defined by parameters of magnetic flux of inductor core. It is shown that power of converter will be maximal, when value of ripple induction in core is equal the maximum allowable induction of core, and average value of induction in core is equal half of the maximum allowable induction of core. It is shown that maximum power of converter is proportional volume of inductor core.

Keywords: pulse converter, AC/DC converter, magnetic circuit, magnetic flux/induction, recuperation.

REFERENCES

1. Kobzev A.V., Lebedev Yu.M., Mikhailichenko G.Ya. et al. *Stabilizatory peremennogo napryazheniya s vysokochastotnym shirotno-impul'snym regulirovaniem*. [AC voltage stabilizers with high-frequency pulse-width regulation]. Moscow, Energoatomizdat, 1986, 152 p. (Rus)
2. Zinov'ev G.S. *Silovaya elektronika* [Power electronics]. Moscow, Yurayt, 2012, 667 p. (Rus)
3. Switching regulator GF-9000. <http://gofer.ua/product/stabilizator/>
4. Meleshin V.I. *Tranzistornaya preobrazovatel'naya tekhnika* [Transistor converter equipment]. Moscow, Tehnosfera, 2005, 632 p. (Rus)
5. Seddik Bacha, Iulian Munteanu, Antoneta Iuliana Bratcu. *Power electronic converters modeling and control with case studies*. London, Springer-Verlag, 2014, 454 p.
6. Dong-Keun Jeong, Myung-Hyo Ryu, Heung-Geun Kim, Hee-Je Kim. Optimized design of bi-directional dual active bridge converter for low-voltage battery charger. *Journal of Power Electronics*, 2014, vol. 14, no. 3, pp. 468-477.
7. Qin H., Kimball J. W. AC-AC dual active bridge converter for solid state transformer. *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Exposition*, 2009, pp. 3039-3044. <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2012.2204710>
8. Kadatsky A.F. [Harmonic analysis of electrical processes in multiphase switch-mode DC-DC converter with PWM regulation method]. *Elektrichestvo*, 1997, no. 3, pp. 35-41. (Rus)
9. Chaplygin E.E., Nguen KHoang An. [Spectral Model of a switched-mode converter with variable frequency]. *Elektrichestvo*, 2006, no. 4, pp. 39-46. (Rus)
10. Andriyanov A.I., Malakhanov A.A. [Mathematical modeling of dynamics switched-mode converter voltage boost type]. *The Bryansk State University Herald*, 2006, no. 1(9), pp. 61-69. (Rus)
11. Korshunov A. [The method for constructing continuous models of switched-mode DC-DC converters]. *Components & Technologies*, 2006, no. 8. (Rus)
12. Smol'nikov L.E. *Tranzistornye preobrazovately napryazheniya* [The transistor converters of voltage]. Moscow, MEI, 1983, 632 p. (Rus)
13. Smol'nikov L.E., Smol'nikov V.L. [Influence factors and imperfection configuration elements on the control characteristics of PWM switched-mode DC-DC converters]. *Sistemy i ustroystva elektropitaniya radioelektronnoi apparatury*, 1994, iss. 4, pp. 29-42. (Rus)
14. Kapustin I.V. [The development of an universal model of the boost converter, which describes all operating modes]. *Prakticheskaya silovaya elektronika*, 2012, no. 3(47), pp. 30-34. (Rus)
15. Kapustin I.V., Kataev R.A., Blinov R.V. [The development of a generalized mathematical model buck converter for the discontinuous and continuous modes]. *Prakticheskaya silovaya elektronika*, 2013, no. 3(51), pp. 20-28. (Rus)
16. Kadatsky A.F., Rusu A.P. [The analysis of electrical processes in pulse converters of constant voltage with a pulse-width method of regulation]. *Elektrichestvo*, 2005, no. 9, pp. 43-54. (Rus)
17. Kadatsky A.F., Rusu A.P. [Mathematical model of electrical processes in pulse converters of constant voltage with a pulse-width method of regulation]. *Proceedings of the O.S. Popov ONAT*, 2004, no. 3, pp. 10-16. (Rus)
18. Kadatsky A.F., Rusu A.P. [Effective values currents of elements powered channels of pulse converters constant voltage with a pulse-width method of regulation]. *Proceedings of the O.S. Popov ONAT*, 2005, no. 1, pp. 11-17. (Rus)
19. Kadatsky A.F., Rusu A.P. [The analysis of energy processes in switched-mode AC-AC converters]. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2015, no. 1, pp. 22-32. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2015.1.22>
20. Kadatsky A.F., Rusu A.P. [Analysis of construction principles and operation switched-mode power converters]. *Prakticheskaya silovaya elektronika*, 2016, no. 2(62), pp. 10-24. (Rus)
21. Irodov I.E. *Osnovnyye zakony elektromagnetizma* [The basic laws of electromagnetism]. Moscow, Vysshaya shkola, 1991, 289 p.
22. Khnykov A.V. *Teoriya i raschet transformatorov istochnikov vtorichnogo elektropitaniya* [Theory and design of transformer secondary power sources]. Moscow, SOLON-Press, 2004, 128 p.