

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

Украина, Одесская национальная академия связи им. А. С. Попова

E-mail: shurusu@mail.ru

АНАЛИЗ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Выполнен анализ и получена математическая модель энергетических процессов в импульсных преобразователях электрической энергии. Представлены результаты анализа энергетических процессов в базовых схемах преобразователей. Выполнен сравнительный анализ энергетической емкости накопительного дросселя для преобразователей постоянного и переменного тока.

Ключевые слова: математическая модель, энергетический процесс, импульсный преобразователь, понижающий/повышающий/инвертирующий преобразователь, АС – АС-преобразователь, DC – DC-преобразователь, преобразователь переменного/постоянного напряжения, рекуперация.

Основным источником электрической энергии для промышленных предприятий, в том числе и предприятий связи, является сеть переменного тока, параметры качества которой определяются ГОСТ 3109-97. На практике же в различных технологических процессах требуется электрическая энергия с иными параметрами (например, при регулировании мощности электродвигателей, температуры нагревательных элементов печей и т. д.) либо параметры качества электрической энергии в точке потребления не соответствуют требованиям ГОСТ 3109-97 (например, из-за износа или перегрузки существующих энергетических сетей). В таких случаях возникает задача преобразования электрической энергии переменного тока. На сегодняшний день существуют несколько типов устройств, решающих данную задачу (электромеханические преобразователи, трансформаторы, преобразователи с двойным преобразованием) [1–3], при этом наилучшими технико-экономическими и эксплуатационными показателями могут обладать импульсные преобразователи электрической энергии (ИПЭЭ).

Основные принципы построения ИПЭЭ переменного тока были известны еще в 80-х годах XX века [4], однако на сегодняшний день импульсный способ преобразования широко используется лишь при создании ИПЭЭ постоянного тока (DC – DC-преобразователей) [1–3]. Одним из сдерживающих факторов широкого использования импульсного метода преобразования для построения ИПЭЭ переменного тока (АС – АС-преобразователей) является ограниченность и недостаточная обобщенность математических моделей, описывающих протекающие в ИПЭЭ электрические и энергетические процессы.

В известных публикациях [5–10] специфика конкретной схемы ИПЭЭ и режима ее работы отражаются отдельной, специально разрабо-

танной математической моделью. Математические модели, предложенные в [5, 6], описывают электрические процессы только в ИПЭЭ понижающего и инвертирующего типа соответственно. В [7, 8] выполнен анализ электрических и энергетических характеристик наиболее распространенных схемных решений ИПЭЭ переменного тока, однако и здесь для каждой схемы и режима работы (передача, рекуперация) используются отдельные расчетные соотношения. В [9, 10] рассмотрен только режим однонаправленной передачи энергии. Следует также отметить, что известные математические модели не учитывают автотрансформаторное и трансформаторное включение дросселя, а также (особенно при использовании матричных методов [7, 8]) недостаточно отражают суть энергетических процессов, протекающих в ИПЭЭ при преобразовании электрической энергии.

Анализ известных работ показывает, что с увеличением количества схемных решений ИПЭЭ и режимов их работы увеличивается (пропорционально) и количество математических моделей. В этом случае возникает необходимость в создании обобщенной математической модели, которая охватывала бы ИПЭЭ как постоянного, так и переменного тока, максимально возможное количество схемных решений ИПЭЭ и режимов работы силовой части.

Эффективным примером обобщенной математической модели является модель, предложенная в [11–13]. Основанная на использовании параметров тока дросселя в качестве базовых, эта модель является обобщенной к восьми наиболее распространенным схемным решениям ИПЭЭ, она допускает возможность автотрансформаторного и трансформаторного включения накопительного дросселя, работу силовой части в безразрывном и разрывном режимах. Однако данная мо-

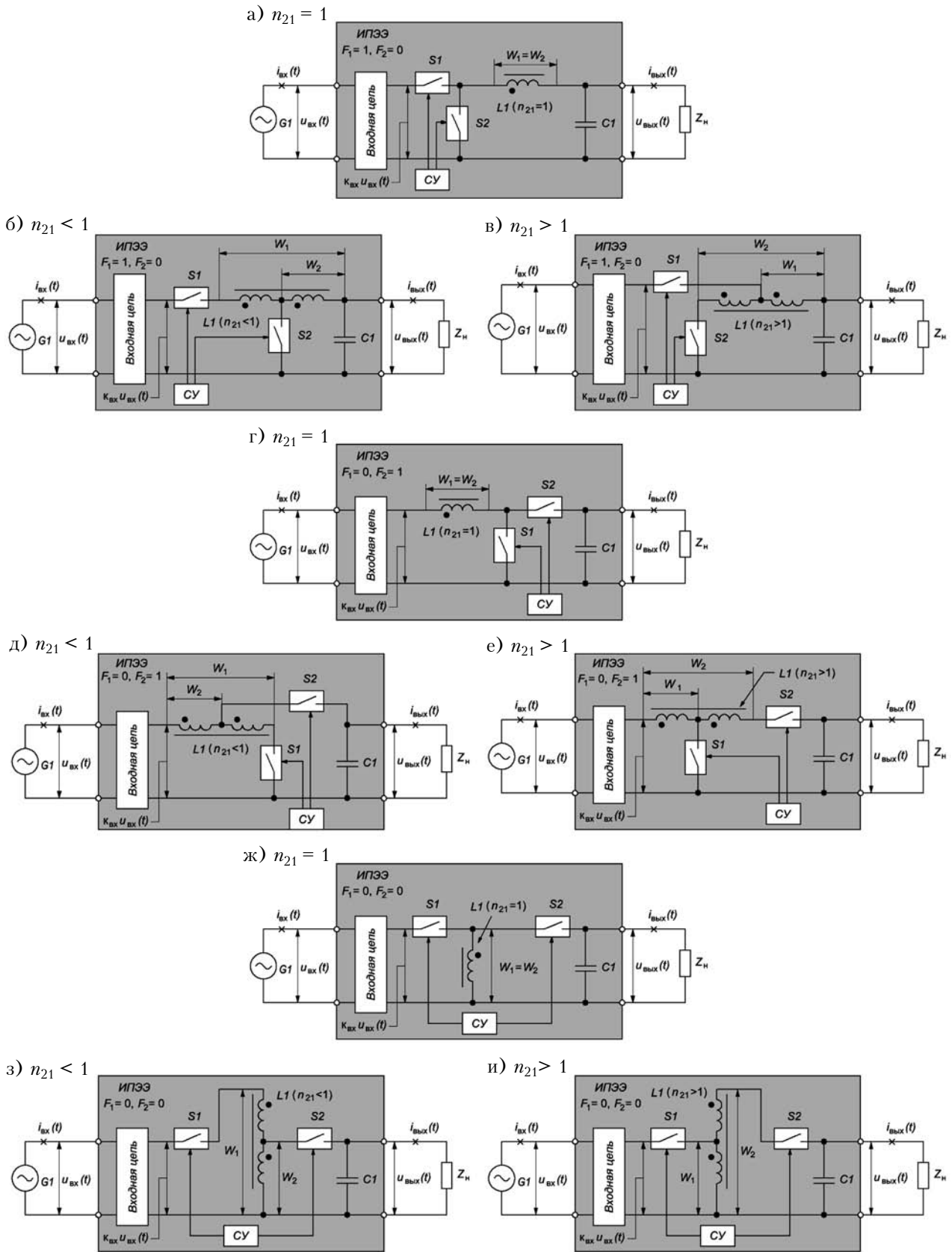


Рис. 1. Базовые схемы понижающего (а, б, в), повышающего (г, д, е) и инвертирующего (ж, з, и) ИПЭЭ переменного тока с различными коэффициентами трансформации дросселя n_{21}

дель рассчитана только для ИПЭЭ постоянного тока и не учитывает особенности преобразования переменного тока.

Общим направлением работы авторов является дальнейшее развитие методов анализа электрических процессов, описанных в [11–13], для создания обобщенной математической модели ИПЭЭ как постоянного, так и переменного тока. Целью данной статьи является анализ энергетических процессов в базовых схемах импульсных преобразователей электрической энергии переменного тока и разработка их обобщенной математической модели.

Базовые схемы ИПЭЭ (базовые преобразователи) в специализированной литературе известны как преобразователи I, II и III рода (соответственно, понижающие, повышающие и инвертирующие). Они содержат одинаковое число силовых элементов (рис. 1): два силовых коммутирующих элемента $S1$ и $S2$ и индуктивный накопитель $L1$, который в общем случае может быть включен по автотрансформаторной схеме, и отличаются способом подключения дросселя на различных этапах преобразования.

В общем случае между входом ИПЭЭ и базовым преобразователем может присутствовать дополнительное звено — входная цепь с коэффициентом передачи $k_{вх}$. Она может выполнять двойную функцию: гальваническую развязку входа и выхода, а также согласование параметров источника первичного электропитания и базового преобразователя. Преобразовывая входное напряжение, входная цепь обеспечивает такой режим работы базового преобразователя, при котором достигаются наилучшие технико-экономические показатели ИПЭЭ в целом.

Один из возможных вариантов построения входной цепи ИПЭЭ переменного тока приведен на рис. 2. Входное напряжение с помощью инвертора, в состав которого входят ключи $S1.1...S1.4$, преобразуется в высокочастотное переменное напряжение, которое подается на первичную

обмотку трансформатора $TV1$ с числом витков $W1$. С вторичной обмотки трансформатора $TV1$ с числом витков $W2$ измененное по величине высокочастотное переменное напряжение подается на управляемый выпрямитель, в состав которого входят ключи $S2.1...S2.4$, который выпрямляет только переменную высокочастотную составляющую напряжения, внесенную инвертором. Ключи выпрямителя и инвертора входной цепи (рис. 2) работают синхронно с ключом $S1$ преобразователя (рис. 1). При открытии любого из ключей входной цепи $S1.1...S1.4$, $S2.1...S2.4$ (сигналы управления данными ключами показаны на рис. 2) открывается ключ $S1$ преобразователя. В результате на интервалах открытого состояния ключа $S1$ напряжение на входе преобразователя пропорционально напряжению источника питания $G1$. При этом коэффициент передачи входной цепи схемы рис. 2 равен коэффициенту трансформации $k_{тр}$ трансформатора $TV1$ ($k_{вх} = k_{тр} = W2/W1$).

Инвертор и выпрямитель входной цепи (рис. 2) могут быть построены по любым известным схемам (мостовой, полумостовой, с выводом средней точки трансформатора). В ряде случаев входная цепь в ИПЭЭ может отсутствовать. При этом базовый преобразователь подключается непосредственно к входу ИПЭЭ, а $k_{вх}$ принимают равным единице.

В схемах ИПЭЭ переменного тока (рис. 1) конденсатор $C1$ предназначен для уменьшения уровня пульсаций выходного напряжения, и с энергетической точки зрения он выступает в роли небольшого аккумулятора электрической энергии. Энергетическая емкость конденсатора должна быть достаточной для поддержания выходного напряжения в заданных пределах на интервале преобразования во всем диапазоне значений тока и коэффициента мощности нагрузки. При этом максимальное значение емкости конденсатора, в отличие от ИПЭЭ постоянного тока, ограничивается максимально допустимым уровнем реактивной мощности ИПЭЭ.

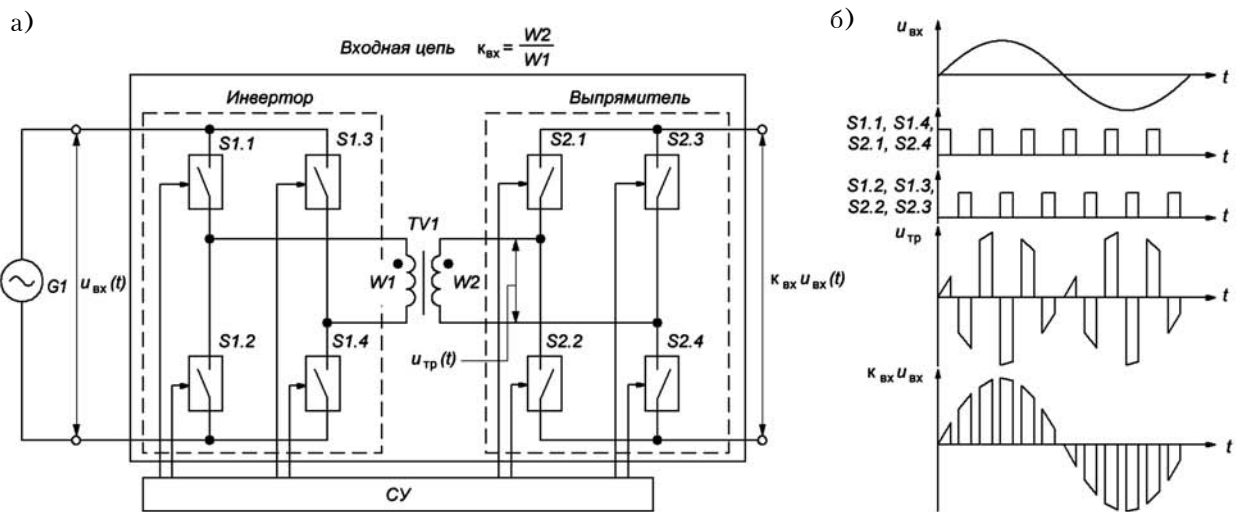


Рис. 2. Схема входной цепи с инвертором и выпрямителем мостового типа (а) и диаграммы ее работы (б)

К входу ИПЭЭ подключен источник переменного напряжения $G1$, к выходу — нагрузка Z_H , которая в общем случае может иметь как активную R_H , так и реактивную X_H составляющие ($Z_H = R_H + jX_H$). Мгновенные значения напряжения на входе $u_{BX}(t)$ и на выходе $u_{ВЫХ}(t)$ рассматриваемых схем изменяется по гармоническому закону с частотой сети f_c :

$$\begin{aligned} u_{BX}(t) &= U_{BX\ m} \sin \omega_c t = \sqrt{2} U_{BX} \sin \omega_c t; \\ u_{ВЫХ}(t) &= U_{ВЫХ\ m} \sin \omega_c t = \sqrt{2} U_{ВЫХ} \sin \omega_c t, \end{aligned} \quad (1)$$

где $\omega_c = 2\pi f_c$; $U_{BX\ m}$, $U_{ВЫХ\ m}$, U_{BX} , $U_{ВЫХ}$ — соответственно, амплитудные и действующие значения входного и выходного напряжений.

Выходной ток $i_{ВЫХ}(t)$ преобразователя зависит от характера нагрузки и может быть сдвинут относительно выходного напряжения на некоторый угол φ ($-0,5\pi \leq \varphi \leq 0,5\pi$):

$$\begin{aligned} i_{ВЫХ}(t) &= I_{ВЫХ\ m} \sin(\omega_c t - \varphi) = \\ &= \sqrt{2} I_{ВЫХ} \sin(\omega_c t - \varphi), \end{aligned} \quad (2)$$

где $I_{ВЫХ\ m}$, $I_{ВЫХ}$ — соответственно, амплитудное и действующее значения выходного тока.

Номинальная выходная мощность преобразователя $S_{ВЫХ\ ном}$ является произведением действующих значений номинальных выходного напряжения $U_{ВЫХ\ ном}$ и тока $I_{ВЫХ\ ном}$:

$$S_{ВЫХ\ ном} = U_{ВЫХ\ ном} I_{ВЫХ\ ном}. \quad (3)$$

Мгновенное значение выходной мощности преобразователя $s_{ВЫХ}(t)$ является произведением мгновенных значений выходных напряжения и тока преобразователя:

$$\begin{aligned} s_{ВЫХ}(t) &= u_{ВЫХ}(t) i_{ВЫХ}(t) = \\ &= U_{ВЫХ} I_{ВЫХ} [\cos \varphi - \cos(2\omega_c t - \varphi)]. \end{aligned} \quad (4)$$

Мгновенное значение нормированной выходной мощности $\bar{s}_{ВЫХ} = s_{ВЫХ}(t) / S_{ВЫХ\ ном}$ на протяжении периода сети $T_c = 1/f_c$ при синусоидальном характере тока нагрузки представлена на **рис. 3**. Здесь видно, что при наличии сдвига фаз между напряжением и током ($\varphi \neq 0$, $X_H \neq 0$) мощность $s_{ВЫХ}(t)$ принимает как положительные, так и от-

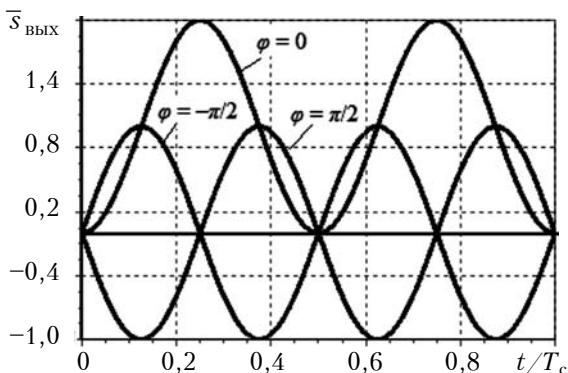


Рис. 3. Изменение нормированной выходной мощности преобразователя на интервале периода выходного напряжения

рицательные значения: положительные соответствуют передаче электрической энергии от генератора $G1$ в нагрузку Z_H (режим передачи энергии), отрицательные — передаче энергии в обратном направлении, из нагрузки Z_H в генератор $G1$ (режим рекуперации энергии). При отсутствии сдвига фаз ($\varphi = 0$, $X_H = 0$, $Z_H = R_H$) электрическая энергия передается только в одном направлении — от генератора $G1$ в нагрузку Z_H .

Максимальное и минимальное значения мощности преобразователя определяются, соответственно, по формулам

$$\begin{aligned} S_{ВЫХ\ max} &= S_{ВЫХ\ ном} (\cos \varphi + 1); \\ S_{ВЫХ\ min} &= S_{ВЫХ\ ном} (\cos \varphi - 1). \end{aligned} \quad (5)$$

Зависимости нормированных значений минимальной $\bar{S}_{ВЫХ\ min} = S_{ВЫХ\ min} / S_{ВЫХ\ ном}$ и максимальной $\bar{S}_{ВЫХ\ max} = S_{ВЫХ\ max} / S_{ВЫХ\ ном}$ мощности преобразователя от φ приведены на **рис. 4**. Из графиков видно, что максимальное мгновенное значение мощности преобразователя достигается при отсутствии сдвига фазы между выходным напряжением и током ($\varphi = 0$) и соответствует двойной номинальной мощности:

$$S_{ВЫХ\ max}|_{\varphi=0} = 2S_{ВЫХ\ ном}. \quad (6)$$

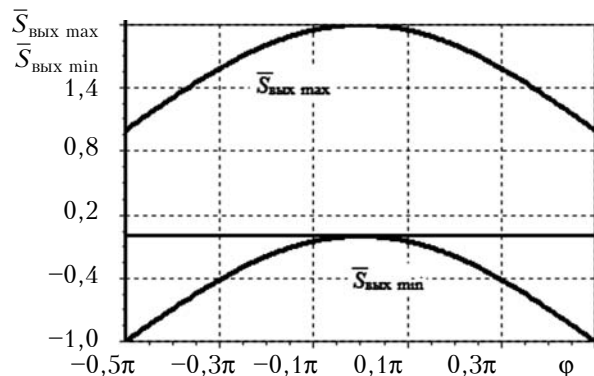


Рис. 4. Зависимости нормированных значений минимальной и максимальной выходной мощности преобразователя от величины сдвига между выходным напряжением и током

При максимальном сдвиге фазы между выходным напряжением и током ($|\varphi| = 0,5\pi$) модули максимального и минимального значений мощности преобразователя равны номинальной мощности преобразователя:

$$S_{ВЫХ\ max}|_{|\varphi|=0,5\pi} = -S_{ВЫХ\ min}|_{|\varphi|=0,5\pi} = S_{ВЫХ\ ном}. \quad (7)$$

Наличие двунаправленного обмена электрической энергией между источником $G1$ и нагрузкой Z_H , а также знакопеременные значения входного и выходного напряжений обуславливают ряд следующих особенностей схемотехнической реализации ИПЭЭ переменного тока (по сравнению с ИПЭЭ постоянного тока).

1. Проводимость ключей $S1$ и $S2$ должна быть двухсторонней. На практике данные ключи реализовываются путем комбинации известных полупроводниковых приборов (**рис. 5**), при этом

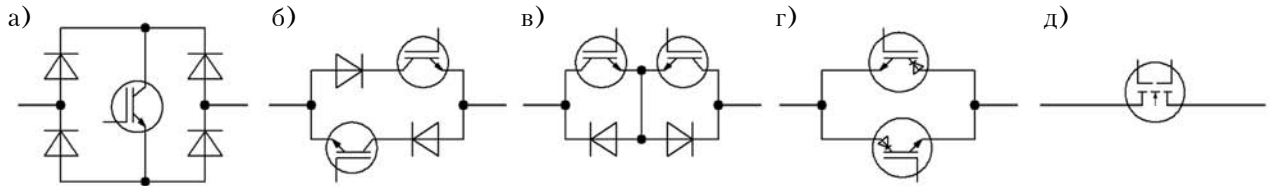


Рис. 5. Ключи с двухсторонней проводимостью на основе IGBT:

а – диодный мостовой ключ; б – параллельно включенные транзисторы; в – последовательно включенные транзисторы; г – на основе RB-IGBT; д – на основе BD-IGBT

перспективным здесь является использование биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT) с блокировкой обратного напряжения (RB-IGBT) (рис. 5, г) [14] либо с двухсторонней проводимостью (BD-IGBT) (рис. 5, д) [15].

2. Схема должна обеспечивать непрерывное протекание тока индуктивного накопителя $L1$, т. е. в любой момент времени один из ключей ($S1$ или $S2$) должен находиться в проводящем состоянии. Это исключает возможность появления режима разрывных токов, возникающих в ИПЭЭ постоянного тока, и интервала паузы [11 – 13].

В рассматриваемых схемах (рис. 1) цикл преобразования длительностью $T_{п} = 1/f_{п}$ (где $f_{п}$ – частота преобразования, причем $f_{п} \gg f_c$, на практике $f_{п}/f_c \geq 400$) состоит из двух фаз длительностью t_1 и t_2 :

$$t_1 + t_2 = T_{п}. \quad (8)$$

Пусть на интервале первой фазы ($i=1$) ключ $S1$ находится в проводящем состоянии, а $S2$ – в непроводящем. В этом случае дроссель $L1$ подключается либо непосредственно к входу (преобразователи II и III рода), либо между входом и выходом (преобразователь I рода). На интервале второй фазы ($i=2$) ключ $S1$ находится в непроводящем состоянии, а ключ $S2$ – в проводящем. В этом случае дроссель $L1$ подключается либо непосредственно к выходу (преобразователи I и III рода), либо между входом и выходом (преобразователь II рода). Следует отметить, что в [11 – 13] данные фазы соответствуют интервалам накопления (1-я фаза) и возврата (2-я фаза).

Обозначим способ подключения дросселя на интервале соответствующей фазы с помощью коэффициентов топологии схемы F_i : если дроссель подключается последовательно с входом и выходом – $F_1 = 1$, если непосредственно к входу или выходу – $F_2 = 0$. Следует отметить, что коэффициенты F_1 и F_2 соответствуют коэффициентам топологии схемы на интервалах накопления $F_{п}$ и возврата $F_{в}$ в [11 – 13].

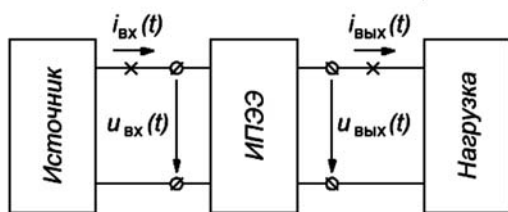


Рис. 6. Положительные направления напряжений и токов на входе и выходе ИПЭЭ

В общем случае для произвольного интервала времени на основании закона сохранения энергии можно записать

$$W_{вх} - W_{вых} - \Delta W_{нак} - W_{пот} = 0, \quad (9)$$

где $W_{вх}$ – электрическая энергия, потребленная из источника первичного электропитания ($W_{вх} > 0, s_{вх}(t) > 0$) или возвращенная в источник ($W_{вх} < 0, s_{вх}(t) < 0$);

$W_{вых}$ – электрическая энергия, потребляемая нагрузкой ($W_{вых} > 0, s_{вых}(t) > 0$) или потребленная из нагрузки ($W_{вых} < 0, s_{вых}(t) < 0$);

$\Delta W_{нак}$ – суммарное изменение количества энергии в накопителях преобразователя;

$W_{пот}$ – потери энергии при преобразовании.

Формула (9) справедлива для случая, когда положительное направления напряжений и токов выбраны так, как показано на рис. 6. Временные диаграммы входных и выходных напряжений и токов, а также количество электрической энергии, потребляемой из источника (возвращаемой в источник) $w_{вх}(t)$ и потребляемой нагрузкой (потребляемой из нагрузки) $w_{вых}(t)$, показаны на рис. 7 при активном и индуктивном характере нагрузки.

Из временных диаграмм (см. рис. 7, б) видно, что при реактивном характере нагрузки (в рассматриваемом случае – при индуктивном) мгновенные значения напряжения и тока на входе и выходе на интервалах времени $t_2...t_3$ и $t_4...t_5$ имеют одинаковые знаки (рис. 8, б, г). В этом случае мгновенные значения мощности и количество потребляемой энергии на входе и выходе положительны, т. е. электрическая энергия потребляется из источника и передается в нагрузку (режим передачи).

На интервалах времени $t_1...t_2$ и $t_3...t_4$ знаки напряжений и токов $u_{вх}(t), i_{вх}(t)$ и $u_{вых}(t), i_{вых}(t)$ различны (рис. 8, а, в). В этом случае мгновенные значения мощностей и количество потребляемой энергии на входе и выходе отрицательны, т. е. электрическая энергия потребляется из нагрузки и возвращается в источник (режим рекуперации). В соответствии с уравнением (9) энергетический баланс первой ($i = 1$) и второй ($i = 2$) фаз преобразования для рассматриваемых схем (рис. 1) при отсутствии потерь запишется как

$$\Delta W_{L i} = W_{вх i} - W_{вых i}, \quad (10)$$

где $\Delta W_{L i}$ – изменение энергии в дросселе преобразователя;

$W_{вх i}, W_{вых i}$ – количество энергии, проходящей через вход и выход преобразователя за время протекания i -й фазы t_i .

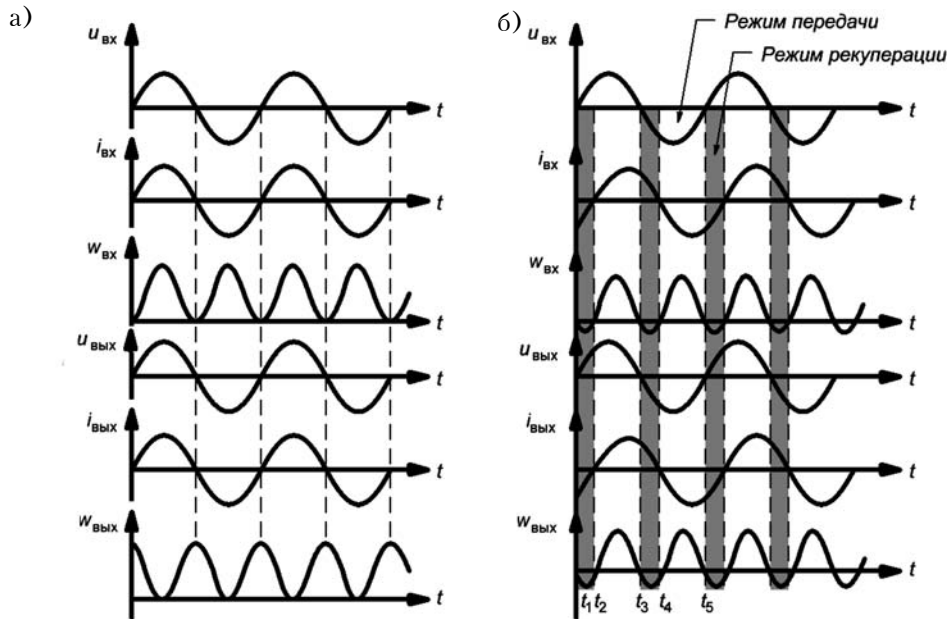


Рис. 7. Временные диаграммы напряжений, токов и потребляемой энергии при активном (а) и индуктивном (б) характере нагрузки

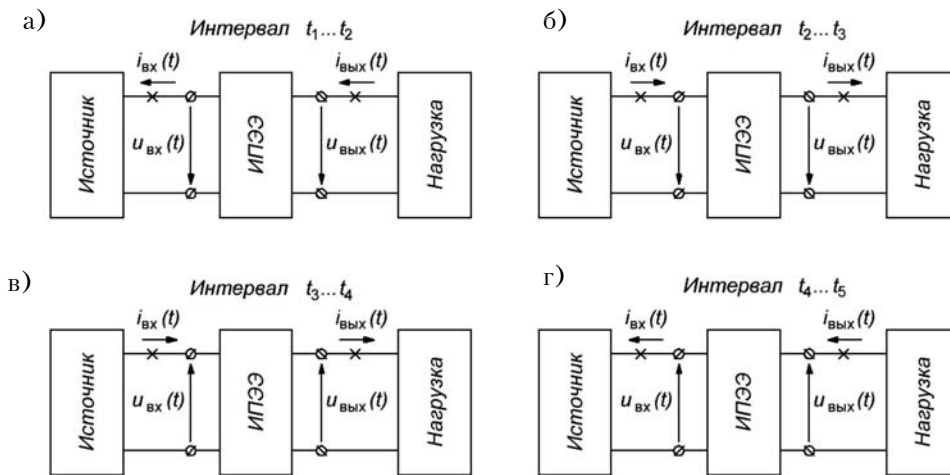


Рис. 8. Направления входных и выходных напряжений и токов при индуктивном характере нагрузки для различных интервалов времени (рис. 7, б), соответствующих режимам рекуперации (а, в) и передачи (б, г) электрической энергии

В общем случае в начале любой фазы преобразования ($i = 1, 2$) дроссель L_1 может содержать некоторое количество электрической энергии

$$W_{L_{нач\ i}} = 0,5 I_{L_{нач\ i}}^2 L_i, \quad (11)$$

где $I_{L_{нач\ i}}$ — ток дросселя в начале i -й фазы;
 L_i — индуктивность дросселя на протяжении i -й фазы.

В начале первой фазы модуль тока дросселя $I_{L_{нач1}}$ минимален в режиме передачи электрической энергии и соответствует минимальному току дросселя I_{min1} в [11–13] (рис. 9, г, е, ж, з), а в режиме рекуперации его значение максимально (рис. 9, д, и). В начале второй фазы модуль тока дросселя $I_{L_{нач2}}$ в режиме передачи соответствует максимальному току дросселя I_{max2} в [11–13], в режиме рекуперации он максимален.

В общем случае на интервале любой фазы преобразования ($i = 1, 2$) к выводам дросселя прикладывается некоторое напряжение $u_{Li}(t)$, под действием которого ток в дросселе к концу фазы изменяется на величину

$$\Delta I_{Li} = \frac{1}{L_i} \int_{t_{нач\ i}}^{t_{кон\ i}} u_{Li}(t) dt, \quad (12)$$

где $t_{нач\ i}$, $t_{кон\ i}$ — соответственно, время начала и конца i -й фазы преобразования.

К концу фазы преобразования ток в дросселе достигает значения

$$I_{L_{кон\ i}} = I_{L_{нач\ i}} + \Delta I_{Li}. \quad (13)$$

Количество энергии, накопленной в дросселе, к концу фазы преобразования, составляет $W_{L_{кон\ i}} = 0,5 I_{L_{кон\ i}}^2 L_i = 0,5 (I_{L_{нач\ i}} + \Delta I_{Li})^2 L_i. \quad (14)$

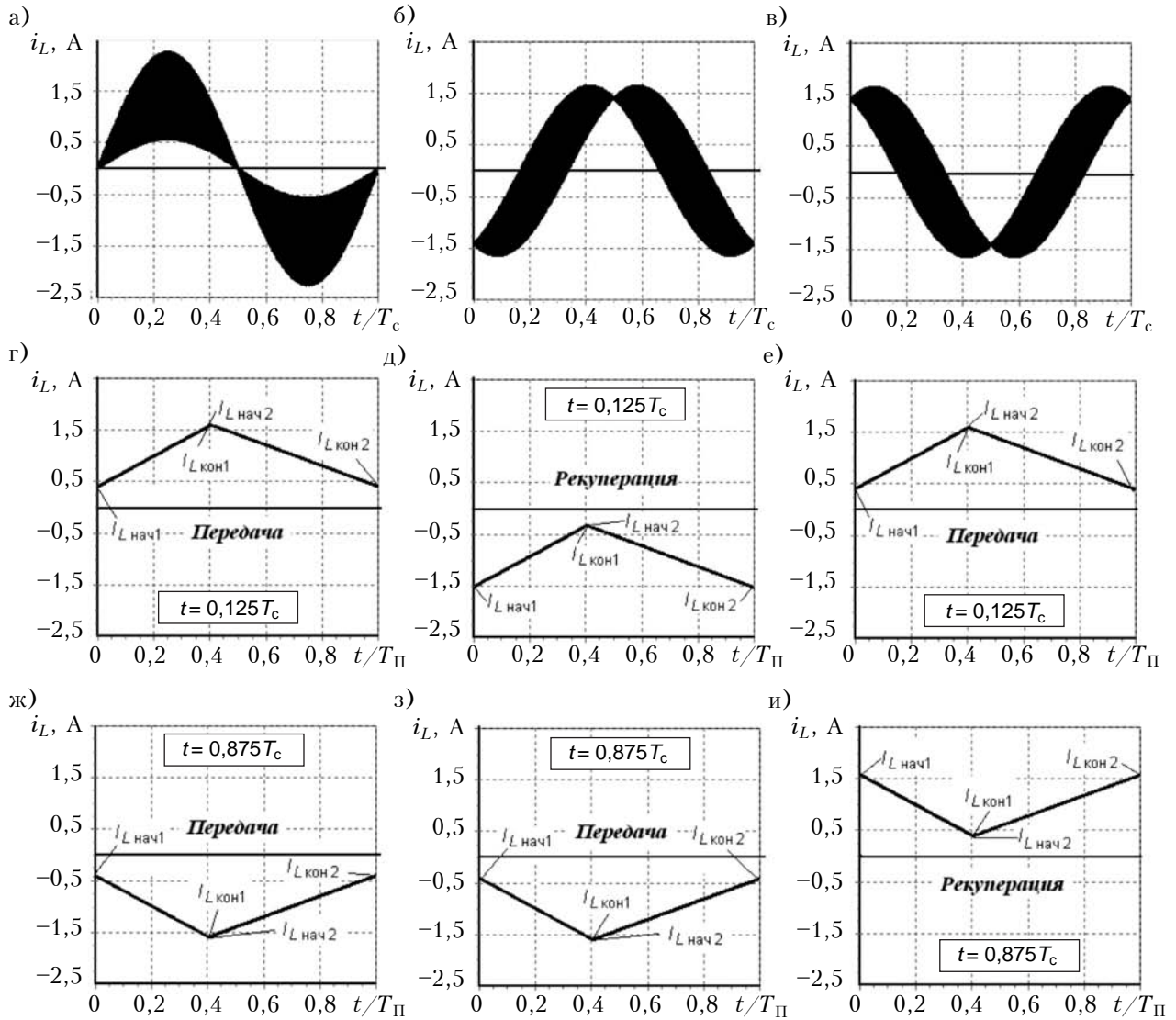


Рис. 9. Диаграммы тока дросселя $i_L(t)$ на интервале периода сети T_c (а–в), а также на интервалах периода преобразования $t = 0,125T_c$ (з–е) и $t = 0,875T_c$ (ж–и) при различном характере нагрузки: а, з, ж – активном; б, д, з – индуктивном ($\cos\varphi = 0$); в, е, и – емкостном ($\cos\varphi = 0$)

Изменение электрической энергии в дросселе за период фазы вычисляется как

$$\begin{aligned} \Delta W_{Li} &= W_{L \text{ кон } i} - W_{L \text{ нач } i} = \\ &= \Delta I_{Li} (I_{L \text{ нач } i} + 0,5\Delta I_{Li})L_i. \end{aligned} \quad (15)$$

Определим связь между токами, протекающими в дросселе на разных фазах преобразования. Пусть к концу первой фазы ток в дросселе достиг значения $I_{L \text{ кон } 1}$. Тогда количество электрической энергии, накопленной в дросселе, составит

$$W_{L \text{ кон } 1} = 0,5I_{L \text{ кон } 1}^2 L_1. \quad (16)$$

После коммутации в начале второй фазы преобразования количество энергии в дросселе $W_{L \text{ нач } 2}$ при отсутствии потерь не изменяется, т. е. $W_{L \text{ нач } 2} = W_{L \text{ кон } 1}$, следовательно

$$i_{L \text{ кон } 1}^2 L_1 = i_{L \text{ нач } 2}^2 L_2. \quad (17)$$

В общем случае индуктивность дросселя определяется по формуле

$$L_i = N_i^2 A_L, \quad (18)$$

где N_i – количество витков на интервале i -й фазы преобразования;

A_L – конструктивный параметр, зависящий от материала магнитопровода и его геометрических размеров, Гн/виток².

Таким образом, выражение (17) с учетом (18) преобразуется к виду

$$I_{L \text{ нач } 2} = I_{L \text{ кон } 1}/n_{21} = (I_{L \text{ нач } 1} + \Delta I_{L1})/n_{21}, \quad (19)$$

где $I_{L \text{ кон } 1}$ – ток дросселя в конце первой фазы преобразования;

n_{21} – коэффициент трансформации дросселя, $n_{21} = W_1/W_2$;

W_1, W_2 – количество витков обмотки дросселя на интервале, соответственно, первой и второй фазы преобразования (см. рис. 1).

Аналогичным образом получим

$$I_{L_{нач1}} = n_{21} I_{L_{кон2}} = n_{21} (I_{L_{нач2}} + \Delta I_{L2}). \quad (20)$$

В преобразователях постоянного напряжения в квазиустановившемся режиме изменение тока дросселя за период преобразования равно нулю. В противном случае после каждого периода преобразования в дросселе будет накапливаться некоторое количество электрической энергии, что в результате может привести к разрушению силовой части преобразователя. В преобразователях переменного напряжения в квазиустановившемся режиме к концу периода преобразования ток дросселя изменяется на некоторую величину из-за изменения тока нагрузки $I_{ВЫХ}$, напряжений на входе $U_{ВХ}$ и выходе $U_{ВЫХ}$. В то же время, анализ относительных изменений входных и выходных напряжений $(\Delta \bar{u}_{ВХ}(t) = |\Delta u_{ВХ}(t)/u_{ВХ\text{ср}}(t)| \cdot 100\%)$, $\Delta \bar{u}_{ВХ}(t) = |\Delta u_{ВЫХ}(t)/u_{ВЫХ\text{ср}}(t)| \cdot 100\%)$ (рис. 10) показывает, что в области амплитудных значений они незначительны (не более 1%), что позволяет ими пренебречь. То же самое касается и относительных изменений тока.

Будем считать, что в начале первой фазы периода преобразования, следующего за рассматриваемым, ток в дросселе $I_{L_{нач1}}$ след приблизительно равен току в дросселе в начале рассматриваемого периода $I_{L_{нач1}}$:

$$I_{L_{нач1}} \text{ след} \approx I_{L_{нач1}}, \quad (21)$$

где $I_{L_{нач1}} \text{ след} = I_{L_{нач1}} + \Delta I_{L1} + n_{21} \Delta I_{L2}$.

Очевидно, что выражение (21) справедливо при выполнении условия

$$\Delta I_{L1} = -n_{21} \Delta I_{L2}. \quad (22)$$

Напряжение, прикладываемое к дросселю на интервале первой (U_{L1}) и второй (U_{L2}) фаз преобразования, по аналогии с преобразователями постоянного напряжения, для рассматриваемых схем можно выразить по обобщенным формулам [11–13]

$$U_{L1} = K_{ВХ} U_{ВХ} - F_1 U_{ВЫХ};$$

$$U_{L2} = F_2 K_{ВХ} U_{ВХ} - U_{ВЫХ}. \quad (23)$$

Изменение тока дросселя на интервале первой (ΔI_{L1}) и второй (ΔI_{L2}) фаз преобразования на основании (12) с учетом (23) составит

$$\Delta I_{L1} = (K_{ВХ} U_{ВХ} - F_1 U_{ВЫХ}) t_1 / L_1;$$

$$\Delta I_{L2} = (F_2 K_{ВХ} U_{ВХ} - U_{ВЫХ}) t_2 / L_2. \quad (24)$$

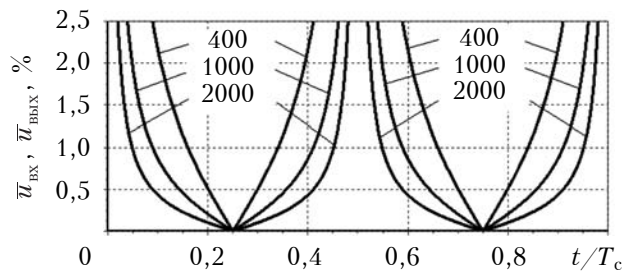


Рис. 10. Зависимости относительных изменений входного и выходного напряжений при различных соотношениях частоты преобразования $f_{п}$ и частоты сети f_c ($f_{п}/f_c = 400; 1000; 2000$)

Изменение электрической энергии в дросселе за интервал первой (ΔW_{L1}) и второй (ΔW_{L2}) фазы на основании (15) с учетом (24) составит:

$$\Delta W_{L1} = (K_{ВХ} U_{ВХ} - F_1 U_{ВЫХ}) (\Delta I_{L_{нач1}} + 0,5 \Delta I_{L1}) t_1;$$

$$\Delta W_{L2} = (F_2 K_{ВХ} U_{ВХ} - U_{ВЫХ}) (\Delta I_{L_{нач2}} + 0,5 \Delta I_{L2}) t_2. \quad (25)$$

Соотношения (25), (19)–(22) позволяют записать выражения (10) в виде

$$\Delta W_{L1} = W_{ВХ1} - W_{ВЫХ1} =$$

$$= t_1 n_{21} (K_{ВХ} U_{ВХ} - F_1 U_{ВЫХ}) (I_{L_{нач2}} + 0,5 \Delta I_{L2});$$

$$\Delta W_{L2} = W_{ВХ2} - W_{ВЫХ2} =$$

$$= t_2 (F_2 K_{ВХ} U_{ВХ} - U_{ВЫХ}) (I_{L_{нач2}} + 0,5 \Delta I_{L2}), \quad (26)$$

где $W_{ВХ1}$, $W_{ВХ2}$ – количество электрической энергии, потребленной из источника (возвращенной в источник) питания, а $W_{ВЫХ1}$, $W_{ВЫХ2}$ – переданной в нагрузку (потребленной из нагрузки) на интервалах, соответственно, первой и второй фаз преобразования.

Выражения (26) отражают характер энергетических процессов, протекающих в силовой части преобразователя.

В первой фазе преобразования, которая для ИПЭЭ постоянного тока соответствует интервалу накопления, дроссель подключается к источнику первичного электропитания для потребления или передачи (в зависимости от режима – передача или рекуперация) электрической энергии $W_{ВХ1}$:

$$W_{ВХ1} = n_{21} K_{ВХ} U_{ВХ} (I_{L_{нач2}} + 0,5 \Delta I_{L2}) t_1. \quad (27)$$

При равенстве нулю коэффициента топологии схемы ($F_1 = 0$) в обмене энергией с источником питания участвует только дроссель ($\Delta W_{L1} = W_{ВХ1}$, $W_{ВЫХ1} = 0$). При $F_1 = 1$ в обмене участвует также нагрузка преобразователя, при этом количество электрической энергии ΔW_{L1} , накопленной в дросселе, будет отличаться от (27) на величину энергии, потребленной или возвращенной нагрузкой:

$$W_{ВЫХ1} = n_{21} F_1 U_{ВЫХ} (I_{L_{нач2}} + 0,5 \Delta I_{L2}) t_1. \quad (28)$$

Аналогично, во второй фазе преобразования, которая в ИПЭЭ постоянного тока соответствует интервалу возврата, при коэффициенте топологии, равном нулю ($F_2 = 0$), дроссель обменивается энергией только с нагрузкой преобразователя, величина которой составляет

$$W_{ВЫХ2} = U_{ВЫХ} (I_{L_{нач2}} + 0,5 \Delta I_{L2}) t_2, \quad (29)$$

при этом $\Delta W_{L2} = W_{ВЫХ2}$, $W_{ВХ2} = 0$.

При коэффициенте топологии, равном единице ($F_2 = 1$), аналогично первой фазе, количество электрической энергии ΔW_{L2} , накопленной в дросселе, будет отличаться от (29) на величину энергии, потребленной или возвращенной в источник питания:

$$W_{ВХ2} = F_2 K_{ВХ} U_{ВХ} (I_{L_{нач2}} + 0,5 \Delta I_{L2}) t_2. \quad (30)$$

Определим энергетический баланс за период преобразования на основании равенства (9):

$$W_{ВХ1} + W_{ВХ2} - W_{ВЫХ1} - W_{ВЫХ2} - \Delta W_{L1} - \Delta W_{L2} = 0. \quad (31)$$

Поскольку в квазиустановившемся режиме энергия в дросселе за период преобразования не накапливается ($\Delta W_{L1} + \Delta W_{L2} = 0$), запишем

$$W_{\text{вх}1} + W_{\text{вх}2} = W_{\text{вых}1} + W_{\text{вых}2}. \quad (32)$$

Уравнение (32) показывает, что за период преобразования при отсутствии потерь в зависимости от знаков слагаемых возможны три варианта работы преобразователя:

1. Электрическая энергия передается из источника питания в нагрузку, при этом $W_{\text{вх}1} + W_{\text{вх}2} > 0$ и $W_{\text{вых}1} + W_{\text{вых}2} > 0$.

2. Электрическая энергия передается из нагрузки в источник питания, при этом $W_{\text{вх}1} + W_{\text{вх}2} < 0$ и $W_{\text{вых}1} + W_{\text{вых}2} < 0$.

3. Электрическая энергия не передается, что характерно для режима холостого хода ИПЭЭ, который возникает в случае когда $W_{\text{вх}1} + W_{\text{вх}2} = 0$, $W_{\text{вых}1} + W_{\text{вых}2} = 0$, причем на интервалах фаз преобразования происходит обмен энергией между дросселем, источником питания и нагрузкой преобразователя ($W_{\text{вх}1} \neq 0$, $W_{\text{вх}2} \neq 0$, $W_{\text{вых}1} \neq 0$, $W_{\text{вых}2} \neq 0$).

Подстановка в (32) выражений (26) с учетом (8) позволяет получить следующее выражение для регулировочной характеристики преобразователей:

$$\bar{U}_{2\text{КЭ}} = \frac{F_2 + k_1(n_{21} - F_2)}{1 + k_1(F_1 n_{21} - 1)}, \quad (33)$$

где $\bar{U}_{\text{вых}}$ – относительное выходное напряжение, $\bar{U}_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} / (k_{\text{вх}} U_{\text{вх}})$;
 $k_1 = t_1 / T_{\text{п}}$ – относительная длительность первой фазы преобразования.

При известном соотношении напряжений на входе и выходе необходимые значения относительной длительности первой и второй ($k_2 = t_2 / T_{\text{п}}$) фаз преобразования можно определить из (33), учитывая, что $k_1 + k_2 = 1$:

$$k_1 = \frac{\bar{U}_{\text{вых}} - F_2}{\bar{U}_{\text{вых}}(1 - F_1 n_{21}) - F_2 + n_{21}};$$

$$k_2 = \frac{n_{21}(1 - F_1 \bar{U}_{\text{вых}})}{\bar{U}_{\text{вых}}(1 - F_1 n_{21}) - F_2 + n_{21}}. \quad (34)$$

Анализ формул (33) и (34) показывает, что соотношение напряжений на входе и выходе преобразователя не зависит от конкретного периода пре-

образования, а определяется параметрами схемы ($k_{\text{вх}}$, n_{21} , F_1 , F_2) и соотношением длительностей фаз (t_1/t_2), как и в случае ИПЭЭ постоянного тока.

Общее количество электрической энергии, потребленное из выходных цепей за период преобразования, составляет

$$W_{\text{вых}} = W_{\text{вых}1} + W_{\text{вых}2} = U_{\text{вых}} I_{\text{вых}} T_{\text{п}}. \quad (35)$$

Подставляя в (35) выражения (28) и (29), с учетом (34), а также с учетом того, что в комбинациях коэффициентов топологии схемы F_1 , F_2 рассматриваемых преобразователей всегда присутствует ноль (см. рис. 1), а значит $F_1 F_2 \equiv 0$, получим

$$I_{L_{\text{нач}2}} + 0,5 \Delta I_{L2} = I_{\text{вых}} / [1 + k_1(F_1 n_{21} - 1)] = I_{\text{вых}} [\bar{U}_{\text{вых}}(1 - F_1 n_{21}) - F_2 + n_{21}] / n_{21};$$

$$I_{L_{\text{нач}1}} + 0,5 \Delta I_{L1} = n_{21} I_{\text{вых}} / [1 + k_1(F_1 n_{21} - 1)] = I_{\text{вых}} [\bar{U}_{\text{вых}}(1 - F_1 n_{21}) - F_2 + n_{21}]. \quad (36)$$

Выражения (36) связывают величины тока дросселя на интервалах фаз преобразования с выходным током $I_{\text{вых}}$ при известном соотношении напряжений на входе и выходе ИПЭЭ и параметрах схемы (F_1 , F_2 , n_{21}). Это позволяет с учетом выражений (26), (34) и (36) определить количество энергии, которое необходимо накопить в дросселе:

$$\Delta W_L = |\Delta W_{Li}| = \frac{S_{\text{вых}}}{f_{\text{п}}} \left(1 - F_1 \bar{U}_{\text{вых}} - \frac{F_2}{\bar{U}_{\text{вых}}} \right). \quad (37)$$

При проектировании ИПЭЭ наибольший интерес представляет максимальное количество энергии, которое необходимо накапливать в дросселе за период преобразования – энергетическая емкость дросселя $\Delta W_{L_{\text{max}}}$, поскольку данное значение напрямую связано с массогабаритными показателями ИПЭЭ. Для ИПЭЭ постоянного тока $S_{\text{вых max}} = P_{\text{вых ном}} = S_{\text{вых ном}} = \text{const}$, следовательно $\Delta W_{L_{\text{max}}} = (S_{\text{вых ном}} / f_{\text{п}}) (1 - F_1 \bar{U}_{\text{вых}} - F_2 / \bar{U}_{\text{вых}})$. (38)

Для ИПЭЭ переменного тока, в соответствии с формулами (5) и (6):

$$\Delta W_{L_{\text{max}}} = (2S_{\text{вых ном}} / f_{\text{п}}) (1 - F_1 \bar{U}_{\text{вых}} - F_2 / \bar{U}_{\text{вых}}). \quad (39)$$

Анализ выражений (38), (39) показывает, что наибольшее количество энергии, не зависящее от соотношений напряжения между входом и вы-

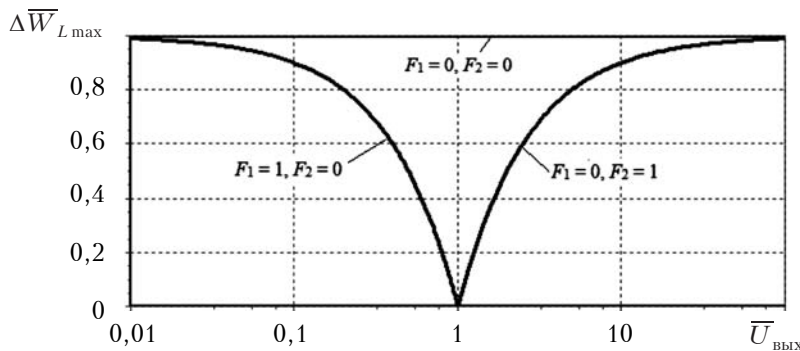


Рис. 11. Зависимости нормированной энергетической емкости дросселя $\Delta \bar{W}_{L_{\text{max}}} = W_{L_{\text{max}}} / (S_{\text{вых ном}} T_{\text{п}})$ от соотношения напряжений на входе и выходе ИПЭЭ при различных значениях коэффициента топологии схемы

ходом $\bar{U}_{\text{вых}}$, необходимо накапливать в дросселе при $F_1 = F_2 = 0$, т. е. в случае инвертирующего преобразователя. Для преобразователей же понижающего ($F_1 = 1, F_2 = 0, \bar{U}_{\text{вых}} \leq 1$) и повышающего ($F_1 = 0, F_2 = 1, \bar{U}_{\text{вых}} \geq 1$) типов требуемая энергетическая емкость дросселя за счет использования электрической связи между входом и выходом будет меньше на величину, пропорциональную отношению входного и выходного напряжений (рис. 11).

Выводы

Разработанная математическая модель энергетических процессов, протекающих в силовой части ИПЭЭ, позволила установить следующее.

1. Использование ключей с двухсторонней проводимостью позволяет обеспечить преобразование электрической энергии как постоянно, так и переменного тока при любом характере нагрузки с возможностью рекуперации электрической энергии в сеть постоянного или переменного тока.

2. Максимальное значение мгновенной мощности в цепи нагрузки в импульсных преобразователях переменного тока в два раза превышает номинальную мощность нагрузки в преобразователях постоянного тока.

3. Необходимая энергетическая емкость дросселя в импульсных преобразователях переменного тока в два раза превышает энергетическую емкость импульсных преобразователей постоянного тока при одинаковых значениях номинальной мощности преобразования.

4. В импульсных преобразователях понижающего и повышающего типов энергетическая емкость дросселя зависит от соотношения напряжений на входе и выходе, при этом она меньше, чем в преобразователях инвертирующего типа, где энергетическая емкость дросселя не зависит от соотношения напряжений на входе и выходе.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Зиновьев Г.С. Силовая электроника: учеб. пособие для бакалавров. — Москва: Юрайт, 2012.
2. Семенов Б.Ю. Силовая электроника: профессиональные решения. — Москва: Солон-пресс, 2011.
3. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. — Москва: Техносфера, 2005.
4. Кобзев А.В., Лебедев Ю.М., Михайличенко Г.Я. и др. Стабилизаторы переменного напряжения с высокочастотным широтно-импульсным регулированием. — Москва: Энергоатомиздат, 1986.

5. Jin Nan, Tang Hou-Jun, Bai Liang-Yu, Geng Xin, Yang Xiao-Liang. Analysis and control of two switches AC chopper voltage regulator // WSEAS Transactions on Circuits and Systems. — 2010. — Vol. 9, N 4. — P. 208–217.

6. Jin Nan, Tang Hou-jun, Liu Wei1, Ye Peng-sheng. Analysis and control of buck-boost chopper type AC voltage regulator // Proceed. of IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC 2009). — China, Wuhan. — 2009. — P. 1019–1023.

7. Obuhov A., Otchenash V., Zinoviev G. Buck-boost AC-AC voltage controllers // Proceed. of 9th Int. Conf. on Power Electronics and Motion Control (EPE-PEMC 2000). — Slovak Republic, Ko ice. — 2000. — P. 2-194–2-197.

8. Обухов А.Е. Бестрансформаторные повышающе-понижающие регуляторы переменного напряжения в электротехнических системах кондиционирования качества электрической энергии / Автореф. дис. канд. техн. наук. — Новосибирский государственный технический университет, 2003.

9. Soeiro T., Petry C.A., Fagundes C.S., Barbi I. Direct AC-AC converters using commercial power modules applied to voltage restorers // IEEE Transactions on Industrial Electronics. — 2011. — Vol. 58, N 1. — P. 278–288.

10. Xin Geng, Hou-Jun Tang, Nan Jin, Jian-Yu Lan. Direct buck-type AC-AC converters using VSC method // Przegląd Elektrotechniczny. — 2013. — N 01b. — P. 257–261.

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

12. 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.

13. 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.

14. Климов В., Климова С. Двухнаправленные ключи в матричных структурах преобразователей переменного тока // Силовая электроника. — 2008. — № 4. — С. 58–61.

15. Bill Alexander. New topology cuts size, improves performance of PV inverters (inverters content from power electronics) [Электронный ресурс]. — Режим доступа к ресурсу: <http://powerelectronics.com/inverters/new-topology-cuts-size-improves-performance-pv-inverters> (2012).

*Дата поступления рукописи
в редакцию 07.07 2014 г.*

А. Ф. КАДАЦЬКИЙ, О. П. РУСУ

*Україна, Одеська національна академія зв'язку ім. О. С. Попова
E-mail: shurusu@mail.ru*

АНАЛІЗ ЕНЕРГЕТИЧНИХ ПРОЦЕСІВ В ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ ЗМІННОГО СТРУМУ

Виконано аналіз та отримано математичну модель енергетичних процесів в імпульсних перетворювачах електричної енергії. Представлено результати аналізу енергетичних процесів у базових схемах

перетворювачів. Виконано порівняльний аналіз енергетичної ємності накопичувального дроселя для перетворювачів постійної та змінної напруги.

Ключові слова: математична модель, енергетичний процес, імпульсний перетворювач, знижувальний/підвищувальний/інвертувальний перетворювач, AC–AC-перетворювач, DC–DC-перетворювач, перетворювач змінної/постійної напруги, рекуперація.

DOI: 10.15222/ТКЕА2015.1.22
UDC 621.314

A.F. KADATSKY, A.P. RUSU

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

ANALYSIS OF ENERGY PROCESSES IN PULSE CONVERTERS OF AC ELECTRIC POWER

The article presents the analysis of energy processes in switched-mode AC-AC converters of buck, boost and buck-boost types. The mathematical model of energy processes is obtained. The mathematical model is generalized to DC-DC and AC-AC converters, to three basic types of converters and considers possibility of autotransformer inclusion of an inductor.

It is shown that the use of bi-directional switches allows both DC and AC conversion of electrical energy regardless of the load type and also supports recuperation of electrical energy back to the source. It is shown that the maximum value of instant power in a load circuit in AC–AC converters exceeds twice the rated value of load power in comparison with DC–DC converters. It is shown that the energy capacity of an inductor in AC–AC converters exceeds twice the energy capacity of DC–DC converters at the identical rated power of conversion. It is shown that the energy capacity of an inductor in converters of buck and boost types depends on the ratio of input and output voltage. Also, the energy capacity of an inductor in converters of buck-boost type does not depend on the ratio of input and output voltage. It is shown that the energy capacity of an inductor in converters of buck and boost types is lower than the energy capacity of an inductor in the converter of buck-boost type.

Keywords: mathematical model, energy processes, switched-mode converters, buck converter, boost converter, buck-boost converter, AC–AC converter, DC–DC converter, recuperation.

REFERENCES

- Zinov'ev G.S. *Silovaya elektronika* [Power electronics]. Moscow, Yurayt, 2012, 667 p. (in Russian)
- Semenov B.Yu. *Silovaya elektronika: professional'nye resheniya* [Power electronics: professional solutions]. Moscow, Solon-Press, 2011, 416 p. (in Russian)
- Meleshin V.I. *Tranzistornaya preobrazovatel'naya tekhnika* [Transistor converter equipment]. Moscow, Tehnosfera, 2005, 632 p. (in Russian)
- Kobzev A.V., Lebedev Yu.M., Mikhailichenko G.Ya., Semenov V.D., Sidonskii I.B., Taraskin A.V. *Stabilizatory peremennogo napryazheniya s vysokochastotnym shirotno-impul'snym regulirovaniem* [AC voltage stabilizers with high-frequency pulse-width regulation]. Moscow, Energoatomizdat, 1986, 152 p. (in Russian)
- Jin Nan, Tang Hou-Jun, Bai Liang-Yu, Geng Xin, Yang Xiao-Liang. Analysis and control of two switches AC chopper voltage regulator. *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*, 2010, vol. 9, no 4, pp. 208-217.
- Jin Nan, Tang Hou-jun, Liu Wei1, Ye Peng-sheng. Analysis and control of buck-boost chopper type AC voltage regulator. *Proceed. of IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC 2009)*, China, Wuhan, 2009, pp. 1019-1023.
- Obuhov A., Otchenash V., Zinoviev G. Buck-boost AC-AC voltage controllers. *Proceed. of 9th International Conference on Power Electronics and Motion Control (EPE-PEMC 2000)*, Slovak Republic, Ko ice, 2000, pp. 2-194–2-197.
- Obuhov A.E. [Transformerless buck-boost regulators AC voltage in electrotechnical systems of conditioning electric power quality]. *Diss. dokt. tekhn. nauk*, Novosibirsk State Technical University, 2003. (in Russian)
- Soeiro T., Petry C.A., Fagundes C.S., Barbi I. Direct AC–AC converters using commercial power modules applied to voltage restorers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, vol. 58, no 1, pp. 278-288.
- Xin Geng, Hou-Jun Tang, Nan Jin, Jian-Yu Lan. Direct buck-type AC-AC converters using VSC method. *Przeglad Elektrotechniczny*, 2013, no 01b, pp. 257-261.
- 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. (in Russian)
- Kadatsky A.F., Rusu A.P. [Mathematical model of electrical processes in pulse converters of constant voltage with a pulse-width method of regulation]. *Scientific works of ONAT n.a. Popov*, 2004, no 3, pp. 10-16. (in Russian)
- 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] *Scientific works of ONAT n.a. Popov*, 2005, no 1, pp. 11-17. (in Russian)
- Klimov V., Klimova S. [Bidirectional switches in matrix structures AC converters]. *Silovaya elektronika*, 2008, no 4, pp. 58-61. (in Russian)
- Bill Alexander. New topology cuts size, improves performance of PV inverters | *Inverters content from power electronics*. Available at: <http://powerelectronics.com/inverters/new-topology-cuts-size-improves-performance-pv-inverters> (accessed 2012).