

А. Ф. Кадацкий, А. П. Русу

АНАЛИЗ ПРИНЦИПОВ ПОСТРОЕНИЯ И РЕЖИМОВ РАБОТЫ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

A. F. Kadatsky,
A. P. Rusu

Analysis of design principles and operating modes of
switched-mode converters of electric energy

Выполнен анализ принципов построения и режимов работы наиболее популярных схем импульсных преобразователей электрической энергии постоянного и переменного тока. Получена обобщенная математическая модель для определения регулировочных характеристик преобразователей и выполнен их анализ. Разработаны рекомендации по выбору схемы силовой части преобразователей.

Ключевые слова: импульсный преобразователь, понижающий/повышающий/инвертирующий преобразователь, преобразователь переменного/постоянного напряжения, регулировочная характеристика, рекуперация.

Analysis of design principles and operating modes of the most popular switched-mode AC and DC electric power converters structures was performed. The authors obtained the generalized model for converters regulating characteristics derivation and analyzed them. Recommendations on converters' power stage structure selection are developed.

Keywords: switched-mode converter, buck/boost/buck-boost converter, AC-AC converter, DC-DC converter, regulating characteristic, recuperation.

При построении источников вторичного электропитания стремятся обеспечить высокое значение КПД, малые массу, габариты и стоимость. В настоящее время приоритетным направлением при построении источников вторичного электропитания является импульсный способ преобразования, обеспечивающий наилучшие технико-экономические показатели. На сегодняшний день импульсные преобразователи электрической энергии (ИПЭЭ) находят наиболее широкое использование, в основном, для преобразования постоянного тока [1, 2]. В то же время, при использовании в качестве силовых коммутирующих элементов ключей с двухсторонней проводимостью [3], импульсный метод позволяет преобразовывать электрическую энергию как постоянного, так и переменного тока [1, 4].

Несмотря на ряд решенных вопросов в области импульсного преобразования электрической энергии существует ряд факторов, сдерживающих использование ИПЭЭ, в частности ИПЭЭ переменного тока, на практике. Анализ известных отечественных и зарубежных публикаций [1, 2, 4–10] показывает, что в известных работах 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. При анализе известных схем не учитывается возможность автотрансформаторного включения дросселя. Такой подход приводит к увеличению математических моделей пропорционально количеству схем и их режимов работы, что затрудняет сравнительную оценку различных схем ИПЭЭ. В работах [11–13] наиболее популярные схемы ИПЭЭ в режимах

безразрывного и разрывного тока дросселя рассмотрены в рамках одной обобщенной модели, однако, полученная модель не учитывает особенности преобразования переменного тока. В результате при проектировании ИПЭЭ возникают трудности с выбором как схемы силовой части ИПЭЭ, так и режима ее работы.

Целью статьи является анализ принципов построения и режимов работы наиболее популярных схем ИПЭЭ и определение границ их применения при преобразовании постоянного и переменного тока.

Рассмотрим базовую схему ИПЭЭ (рис. 1), которая для преобразователей постоянного напряжения известна как преобразователь с обратным включением диода (*Fly-Back Converter*, обратноходовой – с передачей энергии от накопительного дросселя L1 к конденсатору C2, когда ключ S1 разомкнут). Данная схема преобразует величину напряжения $u_n(t)$ источника электрической энергии (источника питания) G1 постоянного или переменного тока:

$$\begin{aligned} u_n(t) &= \sqrt{2}U_n \sin 2\pi f_c t & \text{— для переменного тока;} \\ u_n(t) &= U_n = U_{n\text{cp}} & \text{— для постоянного тока,} \end{aligned} \quad (1)$$

в напряжение $u_n(t)$ другой величины, необходимое для работы нагрузки Z_n :

$$\begin{aligned} u_n(t) &= \sqrt{2}U_n \sin 2\pi f_c t & \text{— для переменного тока;} \\ u_n(t) &= U_n = U_{n\text{cp}} & \text{— для постоянного тока,} \end{aligned} \quad (2)$$

где U_n , U_n – действующие, $U_{n\text{cp}}$, $U_{n\text{cp}}$ – средние значения напряжения, соответственно, источника

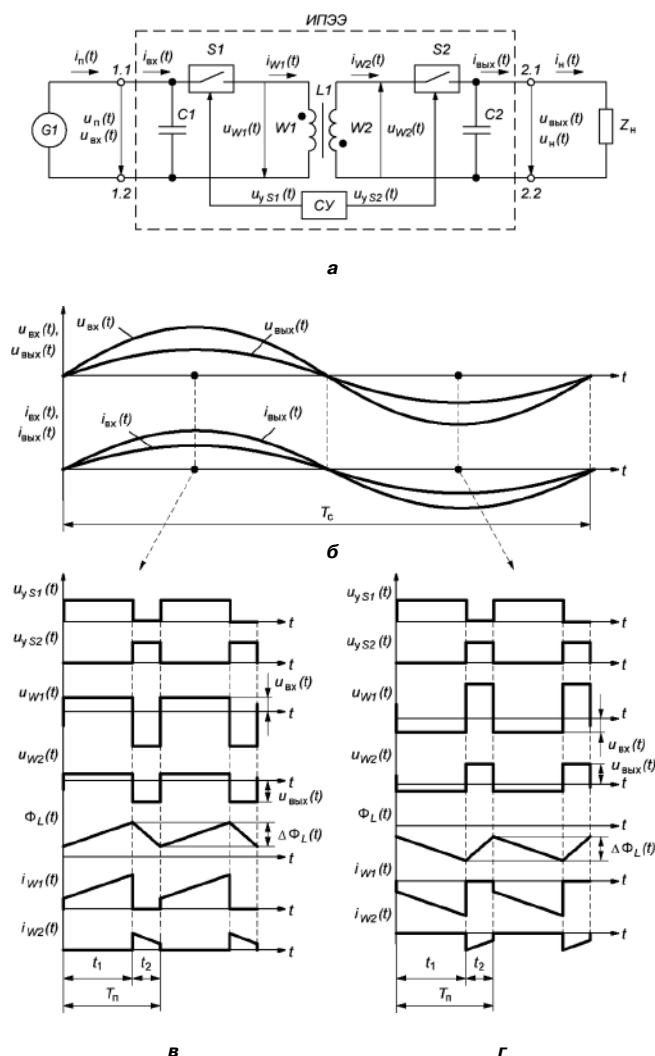


Рис. 1. Электрическая схема ИПЭЭ (а), диаграммы входных и выходных напряжений и токов при преобразовании переменного тока и активном характере нагрузки Z_n (б), диаграммы работы ИПЭЭ при положительной ($\{t/T_c\} = 0,25$) (в) и отрицательной ($\{t/T_c\} = 0,75$) (г) полярностях входного напряжения

питания и нагрузки, f_c — частота напряжения $u_n(t)$ источника питания переменного тока, t — текущее время.

В формулах (1) и (2) подразумевается, что для постоянного тока уровень пульсаций напряжения питания $u_n(t)$ и нагрузки $u_n(t)$ много меньше их средних $U_{п\text{ ср}}$, $U_{н\text{ ср}}$ значений.

Основным элементом преобразователя является накопительный дроссель $L1$ содержащий две обмотки $w1$ и $w2$ с числом витков, соответственно, w_1 и w_2 . Обмотка $w1$ с помощью 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 (1.1 и 1.2) и выходным (2.1 и 2.2) клеммам ИПЭЭ 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. 1в, г), в общем случае, способны находиться или в замкнутом (проводящем), или и в разомкнутом (непроводящем) состоянии и обеспечивать протекание или блокировку протекания тока в любом направлении.

В общем случае напряжение между входными клеммами ИПЭЭ 1.1 и 1.2 (напряжение на входе ИПЭЭ) $u_{вх}(t)$ описывается выражением:

$$u_{вх}(t) = \sqrt{2}U_{вх} \sin 2\pi f_c t \quad \text{— для переменного тока;} \quad (3)$$

$$u_{вх}(t) = U_{вх} \quad \text{— для постоянного тока,}$$

Аналогично, напряжение между выходными клеммами ИПЭЭ 2.1 и 2.2 (напряжение на выходе ИПЭЭ) $u_{вых}(t)$ описывается выражениями:

$$u_{вых}(t) = \sqrt{2}U_{вых} \sin 2\pi f_c t \quad \text{— для переменного тока;} \quad (4)$$

$$u_{вых}(t) = U_{вых} \quad \text{— для постоянного тока,}$$

В формулах (3) и (4) $U_{вх}$, $U_{вых}$ — действующее значение, соответственно, входного и выходного напряжения.

Одним из основных параметров ИПЭЭ является коэффициент передачи напряжения, являющийся отношением напряжений на входе и выходе ИПЭЭ (относительным выходным напряжением, относительным напряжением нагрузки), $\bar{u}_{вых}(t)$. В квазистационарном режиме коэффициент передачи для базового ИПЭЭ (рис. 1) при принятых допущениях определим как:

— для переменного тока

$$\bar{u}_{вых}(t) = \frac{u_{вых}(t)}{u_{вх}(t)} = \frac{\sqrt{2}U_{вых} \sin 2\pi f_c t}{\sqrt{2}U_{вх} \sin 2\pi f_c t} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \bar{U}_{вых};$$

— для постоянного тока (5)

$$\bar{u}_{вых}(t) = \frac{u_{вых}(t)}{u_{вх}(t)} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \bar{U}_{вых}.$$

Как видно из (5) коэффициенты передачи $\bar{u}_{вых}(t)$ ИПЭЭ и постоянного и переменного тока не зависят от времени t и частоты сети f_c и равны отношению действующих значений напряжений на входе и выходе ИПЭЭ $\bar{u}_{вых}(t) = U_{вых} / U_{вх} = \bar{U}_{вых}$.

В схеме (рис. 1а) входные клеммы ИПЭЭ 1.1 и 1.2 подключены непосредственно к источнику электрической энергии $G1$, а выходные 2.1 и 2.2 — к нагрузке Z_n , следовательно:

$$\begin{aligned} u_{вх}(t) &= u_n(t); \quad u_{вых}(t) = u_n(t); \\ i_{вх}(t) &= i_n(t); \quad i_{вых}(t) = i_n(t). \end{aligned} \quad (6)$$

Однако, в общем случае, как будет показано ниже в данной статье, напряжение на входе ИПЭЭ $u_{\text{вх}}(t)$ может отличаться от напряжения источника электрической энергии $u_{\text{п}}(t)$, входной ток $i_{\text{вх}}(t)$ — от тока источника питания $i_{\text{п}}(t)$, напряжение на выходе $u_{\text{вых}}(t)$ — от напряжения на нагрузке $u_{\text{н}}(t)$, а выходной ток $i_{\text{вых}}(t)$ — от тока нагрузки $i_{\text{н}}(t)$.

Схема управления СУ формирует периодические сигналы управления $u_{\text{ys1}}(t)$ и $u_{\text{ys2}}(t)$, 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 $T_{\text{п}}$ можно разделить на 2 фазы (рис. 1в, з): первая фаза преобразования — интервал времени длительностью $t_1 = t_{\text{кон1}} - t_{\text{нач1}}$ ($t_{\text{кон1}}$ — моменты времени, соответственно, начала и конца первой фазы), на протяжении которого в проводящем состоянии находится ключ S1; вторая фаза преобразования — интервал времени длительностью $t_2 = t_{\text{кон2}} - t_{\text{нач2}}$ ($t_{\text{кон2}}$ — моменты времени, соответственно, начала и конца второй фазы), на протяжении которого в проводящем состоянии находится ключ S2.

На интервале первой фазы преобразования к обмотке дросселя w1 через открытый ключ S1 приложено напряжение $u_{\text{w1}}(t) = -e_{\text{w1}}(t)$, где $e_{\text{w1}}(t) = -w_1 d\Phi_{\text{L1}}/dt$ — э. д. с., индуцируемая в обмотке w1, под действием которой, согласно закону Фарадея, магнитный поток в дросселе $\Phi_{\text{L1}}(t)$ изменяется на величину $\Delta\Phi_{\text{L1}}(t)$:

$$\Delta\Phi_{\text{L1}}(t) = \frac{1}{w_1} \int_{t_{\text{нач1}}}^{t_{\text{кон1}}} u_{\text{w1}}(t) dt. \quad (7)$$

На интервале второй фазы преобразования к обмотке дросселя w2 через открытый ключ S2 приложено напряжение $u_{\text{w2}}(t) = -e_{\text{w2}}(t)$, где $e_{\text{w2}}(t) = -w_2 dd\Phi_{\text{L1}}/dt$ — э. д. с., индуцируемая в обмотке w2, под действием которой магнитный поток в дросселе изменяется на величину $\Delta\Phi_{\text{L2}}(t)$:

$$\Delta\Phi_{\text{L2}}(t) = \frac{1}{w_2} \int_{t_{\text{нач2}}}^{t_{\text{кон2}}} u_{\text{w2}}(t) dt. \quad (8)$$

Для ИПЭЭ постоянного тока напряжения на входе и выходе постоянны ($u_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вх}}$, $u_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вых}}$), для ИПЭЭ переменного тока напряжение $u_{\text{вх}}(t)$ и $u_{\text{вых}}(t)$ в соответствии с (1) и (2) изменяется по гармоническому закону с частотой f_c . Однако, поскольку частота преобразования $f_{\text{п}} = 1/T_{\text{п}}$ много больше частоты f_c источника электрической энергии (на практике $f_{\text{п}}/f_c \geq 400$), то относительные изменения входного и выходного напряжений на протяжении интервала $T_{\text{п}}$, для большей части периода T_c , не превышают 2% [14, С. 29]. Это позволяет пренебречь изменениями напряжения на выводах дросселя на интервалах первой и второй фаз, приняв, что на протяжении периода преобразования $T_{\text{п}}$

— $u_{\text{w1}}(t) \approx \text{const}$, $u_{\text{w2}}(t) \approx \text{const}$, и записать выражения (7), (8) в виде:

$$\Delta\Phi_{\text{L1}}(t) = \frac{u_{\text{w1}}(t)}{w_1} t_1; \quad \Delta\Phi_{\text{L2}}(t) = \frac{u_{\text{w2}}(t)}{w_2} t_2. \quad (9)$$

В квазиустановившемся режиме для ИПЭЭ постоянного тока суммарное изменение магнитного потока в дросселе за период преобразования $\Delta\Phi_{\text{L}}(t) = \Delta\Phi_{\text{L1}}(t) + \Delta\Phi_{\text{L2}}(t)$ должно быть равным нулю ($\Delta\Phi_{\text{L}}(t) = 0$). В противном случае после каждого цикла преобразования модуль абсолютного значения магнитного потока в дросселе будет увеличиваться, что может привести к насыщению сердечника дросселя и выходу из строя силовой части преобразователя. Для ИПЭЭ переменного тока в квазиустановившемся режиме к началу следующего цикла преобразования магнитный поток в дросселе изменяется на некоторую величину из-за изменения напряжений $u_{\text{вх}}(t)$, $u_{\text{вых}}(t)$ и тока нагрузки $i_{\text{вых}}(t)$. Тем не менее, на практике, за период преобразования $T_{\text{п}}$ изменения магнитного потока $\Delta\Phi_{\text{L}}(t)$, обусловленные суммарными изменениями $u_{\text{вх}}(t)$, $u_{\text{вых}}(t)$ и $i_{\text{вых}}(t)$ много меньше величин $\Delta\Phi_{\text{L1}}(t)$, $\Delta\Phi_{\text{L2}}(t)$. Это позволяет записать для ИПЭЭ (рис. 1а) как постоянного, так и переменного тока:

$$\Delta\Phi_{\text{L}}(t) = \Delta\Phi_{\text{L1}}(t) + \Delta\Phi_{\text{L2}}(t) \approx 0. \quad (10)$$

Подставляя в (10) выражения (9), получим:

$$u_{\text{w2}}(t) = -u_{\text{w1}}(t) \frac{t_1}{t_2} n_{21}, \quad (11)$$

где $n_{21} = w_2/w_1$ — коэффициент трансформации дросселя.

Для рассматриваемой схемы (рис. 1) напряжение $u_{\text{w1}}(t)$, прикладываемое к дросселю на интервале времени первой фазы преобразования длительностью t_1 , без учета падения напряжения на ключе S1, равно напряжению $u_{\text{вх}}(t)$ на входе преобразователя:

$$u_{\text{w1}}(t) = u_{\text{вх}}(t). \quad (12)$$

Аналогично, на интервале времени второй фазы преобразования длительностью t_2 , напряжение $u_{\text{w2}}(t)$, прикладываемое к дросселю, равно напряжению на выходе преобразователя, $u_{\text{вых}}(t)$:

$$u_{\text{w2}}(t) = -u_{\text{вых}}(t). \quad (13)$$

Подставляя в (11) выражения (3), (4), (12), (13), выразим коэффициент передачи ИПЭЭ $\bar{U}_{\text{вых}}$ через длительности интервалов времени t_1 и t_2 фаз преобразования:

$$\bar{U}_{\text{вых}} = n_{21} \frac{t_1}{t_2}. \quad (14)$$

Анализируя (14) можно сделать вывод, что в любой момент времени t коэффициенты передачи ИПЭЭ $\bar{U}_{\text{вых}}$ и постоянного и переменного тока

являются функциями, зависящими от соотношения t_1/t_2 длительностей интервалов времени фаз преобразования и коэффициента трансформации дросселя n_{21} .

Соотношение (14) является регулировочной характеристикой (в относительных единицах) ИПЭЭ и постоянного и переменного токов, показывающей зависимость относительного (по отношению к действующему значению входного напряжения $U_{вх}$) действующего значения выходного напряжения $U_{вых}$ ИПЭЭ от относительной длительности t_1/t_2 фаз преобразования и коэффициента трансформации дросселя n_{21} .

В общем случае, ИПЭЭ может работать в трех режимах: передачи, рекуперации и холостого хода.

В режиме передачи, когда электрическая энергия передается с входа ИПЭЭ на выход, модуль магнитного потока $|\Phi_{нач1}(t)|$ в начале первой фазы преобразования, $t_{нач1}$ имеет минимальное значение, а в момент окончания первой фазы, $t_{нач2}$ — максимальное (рис. 2).

В режиме рекуперации, когда электрическая энергия передается в обратном направлении: с

выхода ИПЭЭ на его вход (данный режим периодически возникает в ИПЭЭ переменного тока, работающих на нагрузку реактивного характера) модуль магнитного потока $|\Phi_{нач1}(t)|$ в момент времени $t_{нач1}$ имеет максимальное значение, а в момент времени $t_{нач2}$ — минимальное (рис. 2).

В режиме холостого хода, когда нагрузка Z_n отключена ($|Z_n| \rightarrow \infty$) абсолютные значения магнитного потока в начале и конце первой и второй фаз одинаковы, но имеют противоположные знаки ($\Phi_{нач1}(t) = -\Phi_{кон1}(t)$, $\Phi_{нач2}(t) = -\Phi_{кон2}(t)$).

В режиме холостого хода при положительной полярности входного напряжения $u_{вх}(t)$ в начале первой фазы преобразования магнитный поток в дросселе $\Phi_L(t)$ имеет максимальное отрицательное значения (точка 1, рис. 2а) ($\Phi_{нач1}(t) < 0$). После замыкания ключа S1, энергия, накопленная в дросселе в предыдущем периоде преобразования, начинает передаваться в конденсатор C1. К середине первой фазы преобразования вся энергия, накопленная в дросселе L1, передана в конденсатор C1, и магнитный поток в дросселе $\Phi_L(t)$ достигает нулевого значения (точка 2). После этого, под действием

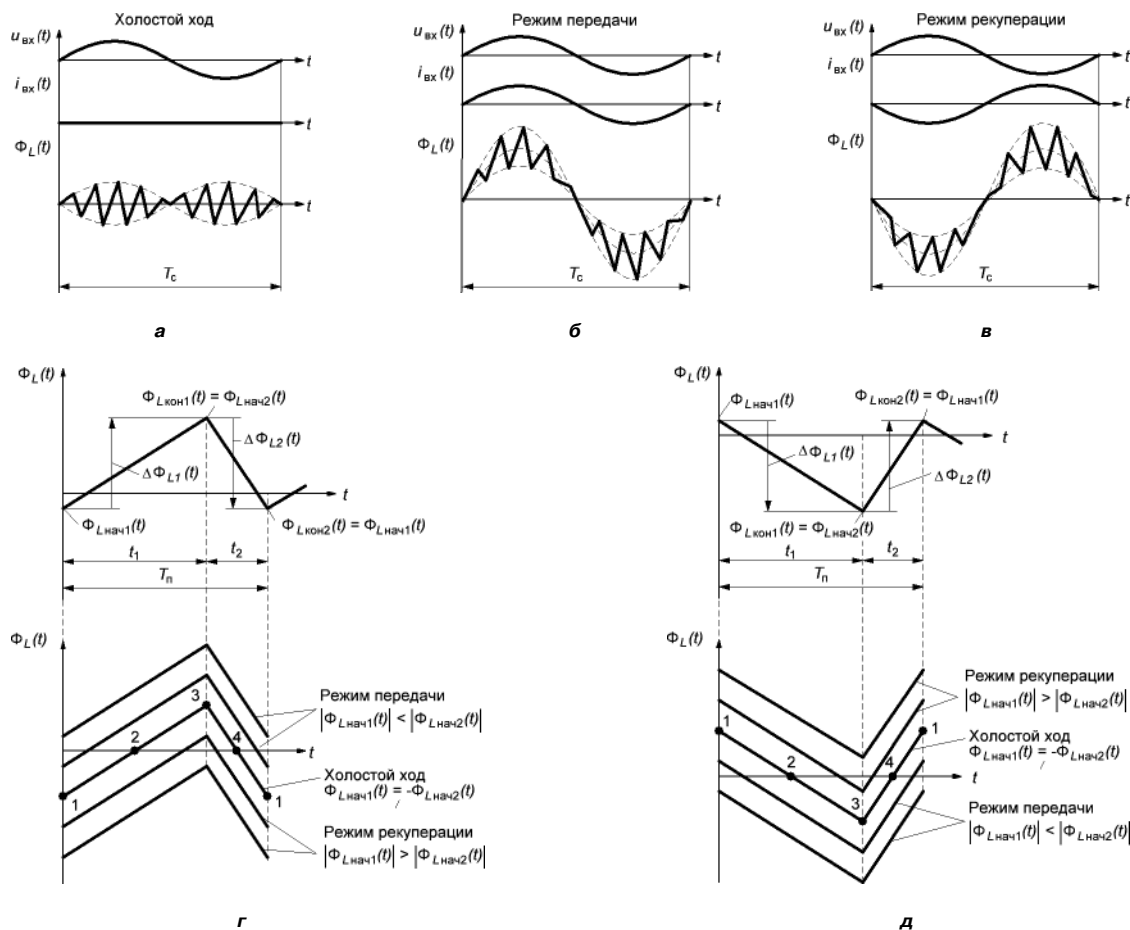


Рис. 2. Диаграммы магнитного потока в дросселе на интервале периода T_c в режимах холостого хода (а), передачи (б) и рекуперации (в) и на интервале периода преобразования T_n при положительной ($\{t/T_c\} = 0,25$) (г) и отрицательной ($\{t/T_c\} = 0,75$) (д) полярностях входного напряжения

напряжения на конденсаторе С1 магнитный поток в дросселе меняет свое направление, и электрическая энергия из конденсатора С1 передается в дроссель L1. В начале второй фазы преобразования магнитный поток в дросселе имеет максимальное положительное значение (точка 3) ($\Phi_{\text{нач}2}(t) > 0$, причем $\Phi_{\text{нач}2}(t) = -\Phi_{\text{нач}1}(t)$) и энергия, накопленная в дросселе, после замыкания ключа S2 начинает передаваться в конденсатор С2. К середине второй фазы преобразования (точка 4) вся энергия, накопленная в дросселе передана в конденсатор С2, и магнитный поток достигает нулевого значения. После этого, под действием напряжения на конденсаторе С2 магнитный поток меняет свое направление и электрическая энергия начинает передаваться из конденсатора С2 в дроссель L1. К концу второй фазы преобразования магнитный поток в дросселе достигает максимального отрицательного значения, причем $\Phi_{\text{кон}2}(t) = -\Phi_{\text{нач}2}(t)$.

Таким образом, в режиме холостого хода на интервале каждой фазы преобразования дроссель L1 обменивается некоторым количеством электрической энергии с конденсатором С1 (на интервале первой фазы) или С2 (на интервале второй фазы). При этом, за период преобразования $T_{\text{п}}$, общее количество энергии в элементах С1, С2, L1 при отсутствии потерь не изменяется и ток, потребляемый ИПЭЭ $i_{\text{вх}}(t)$ равен нулю.

При отрицательной полярности входного напряжения процесс преобразования в режиме холостого хода идентичен (рис. 2д), только знаки напряжений, токов и магнитного потока в дросселе L1 противоположны.

Независимо от режима работы (передача, рекуперация или холостой ход), и, соответственно, начального значения магнитного потока $\Phi_{\text{нач}1}(t)$ изменения магнитного потока на интервалах фаз преобразования $\Delta\Phi_{L1}(t)$ и $\Delta\Phi_{L2}(t)$ определяются только напряжениями $u_{w1}(t) = u_{\text{вх}}(t)$ и $u_{w2}(t) = u_{\text{вых}}(t)$ (см. соотношения (9)), следовательно, выражение (14) справедливо для любого режима работы ИПЭЭ.

В известной литературе регулировочные характеристики часто приводят как функции от коэффициента относительной длительности открытого состояния одного из ключей S1 ($\kappa_1 = t_1/T_{\text{п}}$) или S2 ($\kappa_2 = t_2/T_{\text{п}}$). Обычно в качестве базового параметра принимается относительное время открытого состояния ключа S1. Это связано с тем, что в наиболее распространенных ИПЭЭ постоянного тока, ключ S2 выполнен на основе неуправляемых полупроводниковых диодов, и схема управления СУ формирует только сигналы управления ключом S1. В известной литературе параметр κ_1 известен как коэффициент заполнения (κ_z), коэффициент накопления ($\kappa_{\text{н}}$) или Duty Cycle (D).

Поскольку длительность периода преобразования $T_{\text{п}}$ равна сумме длительностей первой t_1 и второй t_2 фаз преобразования:

$$\begin{aligned} T_{\text{п}} &= t_1 + t_2; \\ 1 &= \kappa_1 + \kappa_2, \end{aligned} \quad (15)$$

то зависимости коэффициента передачи ИПЭЭ для базовой схемы ИПЭЭ $\bar{U}_{\text{вых}}$ от относительной длительности открытого состояния ключей S1 и S2 будет иметь вид:

$$\begin{aligned} \bar{U}_{\text{вых}} &= n_{21} \frac{t_1}{t_2} = n_{21} \frac{\kappa_1}{\kappa_2}; \\ \bar{U}_{\text{вых}} &= n_{21} \frac{\kappa_1}{1 - \kappa_1}. \end{aligned} \quad (16)$$

Поскольку для базового ИПЭЭ (рис. 1) $u_{\text{вх}}(t) = u_{\text{п}}(t)$ и $u_{\text{вых}}(t) = u_{\text{н}}(t)$, (см. соотношение (6)), получим выражение для регулировочной характеристики ИПЭЭ с обратным включением диода и его аналога для переменного тока:

$$\bar{U}_{\text{вых}} = \frac{u_{\text{н}}(t)}{u_{\text{п}}(t)} = \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{п}}} = n_{21} \frac{\kappa_1}{1 - \kappa_1}. \quad (17)$$

Регулировочные характеристики ИПЭЭ, построенные по выражениям (15) показаны на рисунке (рис. 3).

Из анализа регулировочных характеристик (рис. 3) следует, что получению лучших технико-экономических характеристик способствует функционирование ИПЭЭ с $\kappa_1 = 0,2 \dots 0,8$ и, соответственно, $\kappa_2 = 0,8 \dots 0,2$. Это обусловлено тем, что выход κ_1 и κ_2 за пределы данных диапазонов приводит к увеличению:

— пульсаций напряжений и токов в силовых элементах и цепях ИПЭЭ;

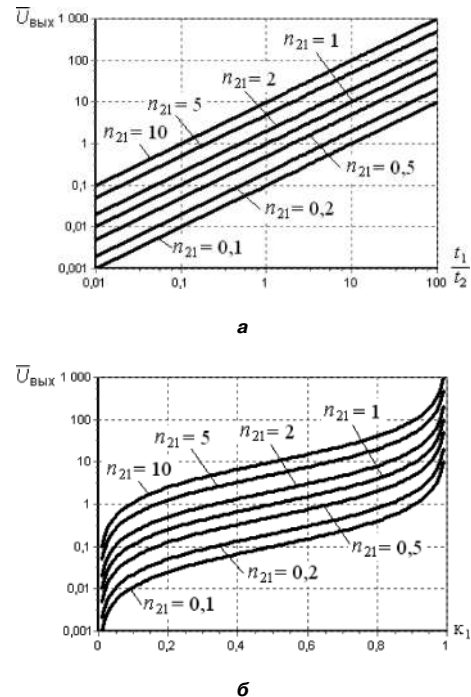


Рис. 3. Зависимости $\bar{U}_{\text{вых}}$ для базовой схемы ИПЭЭ от t_1/t_2 (а) и κ_1 (б) при различных коэффициентах трансформации дросселя n_{21}

- установочной мощности силовых элементов ИПЭЭ;
- массогабаритных и стоимостных показателей ИПЭЭ;
- частоты функционирования используемой элементной базы.

Например, при малых величинах κ_1 или κ_2 ($\kappa_1 < 0,1$, $\kappa_2 < 0,1$) время открытого состояния ключей S1 и S2 (особенно на частотах преобразования $f_n > 50$ кГц) может быть соизмеримо со временем их переключения, и обеспечение эффективной работы силовой части в таком режиме может быть затруднено.

Из графиков (рис. 3) видно, что оптимальный режим работы силовой части ИПЭЭ можно обеспечить выбором требуемого коэффициента трансформации дросселя n_{21} . При коэффициенте передачи, находящемся в диапазоне $0,1 < \bar{U}_{\text{ВЫХ}} < 10$ оптимальным является использование дросселя с коэффициентом трансформации $n_{21} = 1$, поскольку в этом случае значения относительных длительностей открытого состояния ключей S1 и S2 (κ_1 и κ_2) находятся в диапазоне 0,2...0,8.

На практике, при преобразовании постоянного тока, как правило, нет необходимости обеспечивать режим рекуперации. Это позволяет использовать в качестве ключей S1 и S2 силовые элементы с односторонней проводимостью и, что способствует повышению технико-экономических показателей ИПЭЭ. Обычно, при преобразовании постоянного тока в качестве ключа S1 используют управляемые полупроводниковые приборы (биполярные транзисторы, *MOSFET*, *IGBT*), а в качестве S2 – неуправляемые полупроводниковые диоды (рис. 4а). Такие преобразователи в известной литературе известны как статические преобразователи (направленные преобразователи, *Direct Converters*). При преобразовании и переменного и постоянного тока при необходимости обеспечивать двунаправленную передачу электрической энергии, оба ключа S1 и S2 должны иметь двухстороннюю проводимость (рис. 4б).

При преобразовании постоянного тока (чаще всего при $U_n, U_n < 30$ В), также широкое применение находят преобразователи, у которых в качестве ключей S1 и S2 используются *MOSFET*, имеющие лучшие характеристики по сравнению с диодами (синхронные преобразователи – рис. 4в). Данные ИПЭЭ могут работать в режиме рекуперации, однако использовать их для преобразования переменного тока без принятия дополнительных мер нельзя. Это связано с тем, что ключи S1, S2 теряют управляемость и переходят в проводящее состояние при определенной (на рис. 4в – отрицательной) полярности входного напряжения, обеспечивая короткое замыкание источника питания и нагрузки.

Для статического ИПЭЭ (рис. 4а) ток в обмотках дросселя w1 и w2, а, следовательно, и магнитный поток не может быть знакопеременным. В этом

случае на интервале второй фазы преобразования возможна ситуация, когда магнитный поток в дросселе (а, следовательно, и ток в обмотке w2) равен нулю (режим разрывного потока или разрывный режим). В этом режиме за период преобразования количество электрической энергии, потребляемое нагрузкой $W_{\text{ВЫХ}}$, составляет:

$$W_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^2}{R_H} T_n, \quad (18)$$

где R_H – активное сопротивление нагрузки.

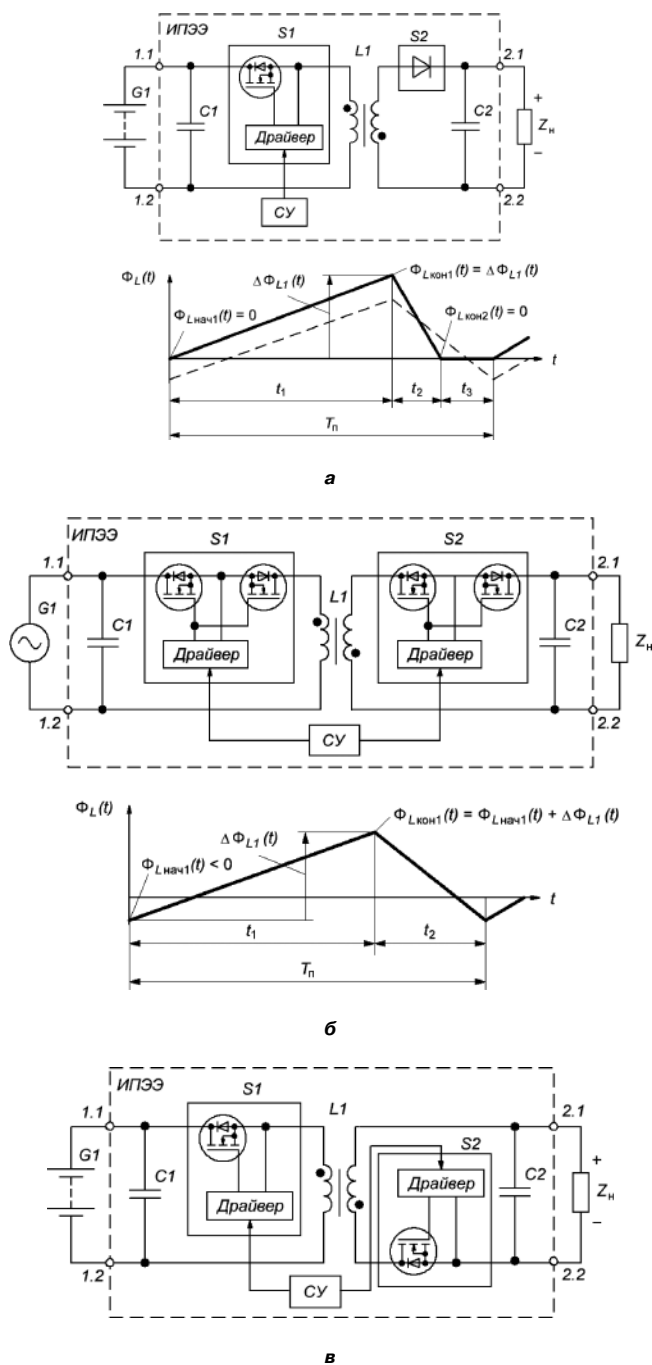


Рис. 4. ИПЭЭ для преобразования постоянного (а), переменного (б) тока, синхронный ИПЭЭ постоянного тока (в)

Это количество энергии равно количеству энергии, накопленной дросселем, к концу первой (началу второй) фазы преобразования:

$$W_{\text{вых}} = w_2^2 \frac{\Phi_{L_{\text{нач}2}}^2}{2L_2} = w_1^2 \frac{\Phi_{L_{\text{кон}1}}^2}{2L_1}, \quad (19)$$

где L_1, L_2 – индуктивности обмоток w_1 и w_2 .

Поскольку величина магнитного потока в начале и конце периода преобразования равна нулю ($\Phi_{\text{нач}1}(t) = 0, \Phi_{\text{кон}2}(t) = 0$) (рис. 4а) то величина магнитного потока в конце первой фазы преобразования, численно равна его изменению за период первой фазы:

$$\Phi_{L_{\text{кон}1}} = \Phi_{L_{\text{нач}2}} = \Delta\Phi_L, \quad (20)$$

Приравняв (18) и (19), с учетом (9), (12), (13) и (20), получим:

$$t_2 = \sqrt{\frac{2T_{\text{п}}L_2}{R_{\text{н}}}} = n_{21}\sqrt{\frac{2T_{\text{п}}L_1}{R_{\text{н}}}}; \quad (21)$$

$$\kappa_2 = \sqrt{\frac{2L_2}{T_{\text{п}}R_{\text{н}}}} = n_{21}\sqrt{\frac{2L_1}{T_{\text{п}}R_{\text{н}}}}.$$

Из (21) видно, что в разрывном режиме максимальная длительность проводящего состояния неуправляемого ключа S_2 – t_2 определяется не схемой управления, а зависит от параметров дросселя L_1 (L_1, L_2), частоты преобразования $f_{\text{п}}$ и величины сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$ (рис. 5а). В результате,

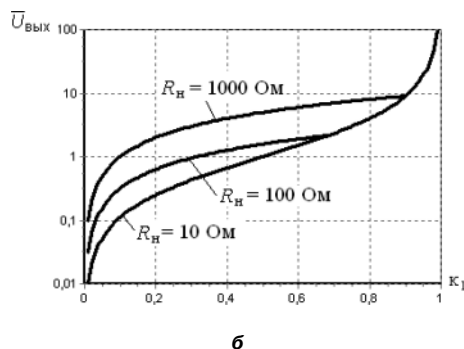
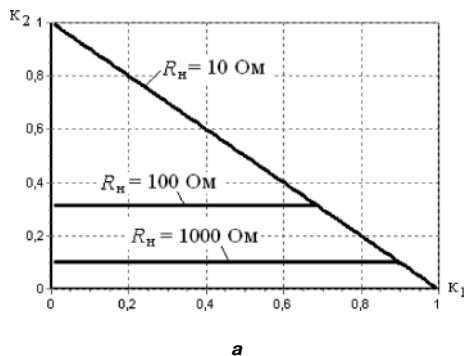


Рис. 5. Зависимость относительной длительности открытого состояния ключа S_2 (а) и семейство регулировочных характеристик (б) статического ИПЭЭ при различных сопротивлениях нагрузки

при одном и том же значении t_1 , которое формируется схемой управления СУ, отношение t_1/t_2 в формуле (14), зависит от сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$. Поэтому для статических ИПЭЭ постоянного тока, при использовании в качестве базового параметра относительной длительности открытого состояния ключа S_1 , приводят семейство регулировочных характеристик (рис. 5б) для различных сопротивлений (токов) нагрузки. Соотношение (14) при этом остается справедливым, а выражение для построения регулировочной характеристики, где в качестве базовых параметров принята относительная длительность открытого состояния ключа S_1 примет вид:

$$\bar{U}_{\text{вых}} = \begin{cases} n_{21} \frac{\kappa_1}{\sqrt{g}}, & \sqrt{g} < 1 - \kappa_1; \\ n_{21} \frac{\kappa_1}{1 - \kappa_1}, & \sqrt{g} \geq 1 - \kappa_1; \end{cases} \quad (22)$$

или, в форме удобной для расчетов на ЭВМ:

$$\bar{U}_{\text{вых}} = n_{21} \frac{\kappa_1}{\min(1 - \kappa_1, \sqrt{g})}, \quad (23)$$

где $g = 2L_2/T_{\text{п}}R_{\text{н}}$ – коэффициент реактивности нагрузки.

Базовая схема ИПЭЭ (рис. 1а) обеспечивает гальваническую развязку входа и выхода, любую полярность выходного напряжения, а также, теоретически, любой коэффициент передачи ИПЭЭ $\bar{U}_{\text{вых}}$ (14).

В случаях, если гальваническая развязка не требуется и полярность выходного напряжения должна быть противоположна входному напряжению, ИПЭЭ может быть построен по схеме, известной как инвертирующий преобразователь или ИПЭЭ III-го рода (рис. 6). Это позволяет уменьшить массу, габариты и стоимость ИПЭЭ за счет использования дросселя с менее сложной конструкцией.

Технико-экономические показатели ИПЭЭ напрямую связаны с его преобразуемой мощностью. Уменьшение мощности преобразования приводит к уменьшению массы и габаритов ИПЭЭ, а также к уменьшению энергетических потерь при преобразовании. Для снижения преобразуемой мощности ИПЭЭ, в случаях, когда не требуется гальваническая развязка между входом и выходом, широкое применение находят ИПЭЭ работающие по принципу вольтодобавки.

Для повышения напряжения источника питания вход базового ИПЭЭ можно подключить параллельно источнику питания, а выход – последовательно с источником питания и нагрузкой (рис. 7а).

В этом случае для ИПЭЭ можно записать:

$$u_{\text{вх}}(t) = u_{\text{п}}(t); \quad u_{\text{вых}}(t) = u_{\text{н}}(t) - u_{\text{п}}(t); \quad (24)$$

$$i_{\text{вх}}(t) = i_{\text{п}}(t) - i_{\text{н}}(t);$$

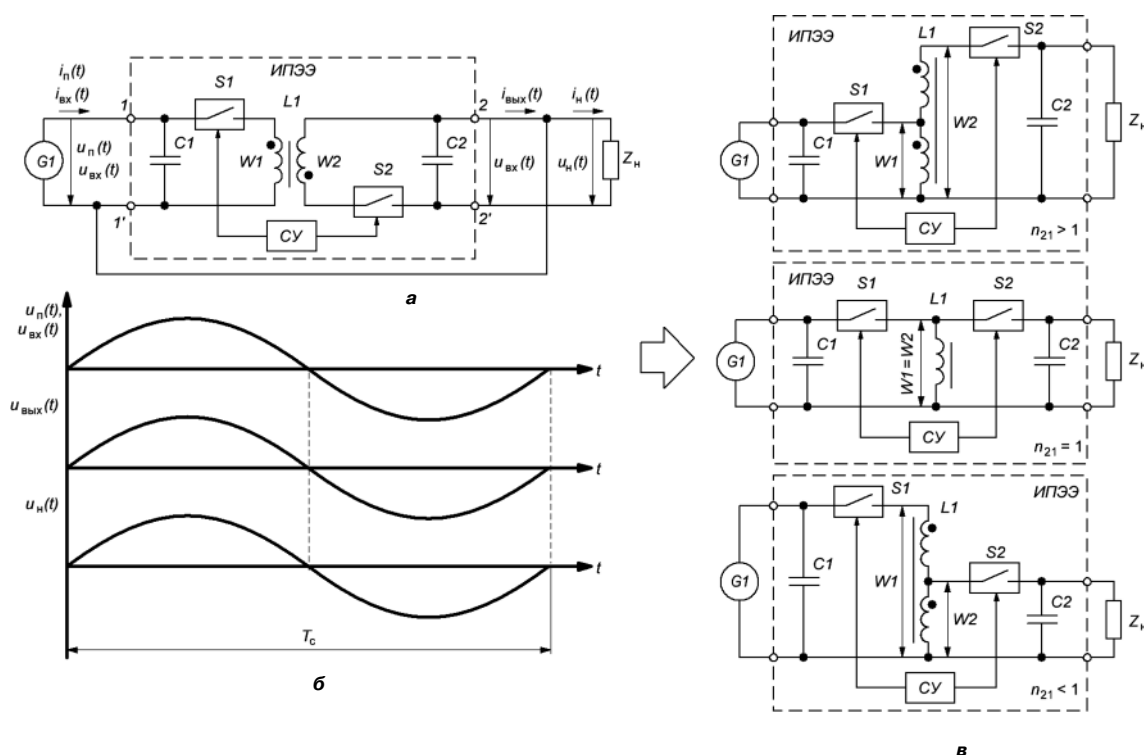


Рис. 6. Схема включения базового ИПЭЭ для изменения полярности входного напряжения на (а), диаграммы работы (б) и результирующие схемы ИПЭЭ при различных коэффициентах трансформации дроселя n_{21} (в)

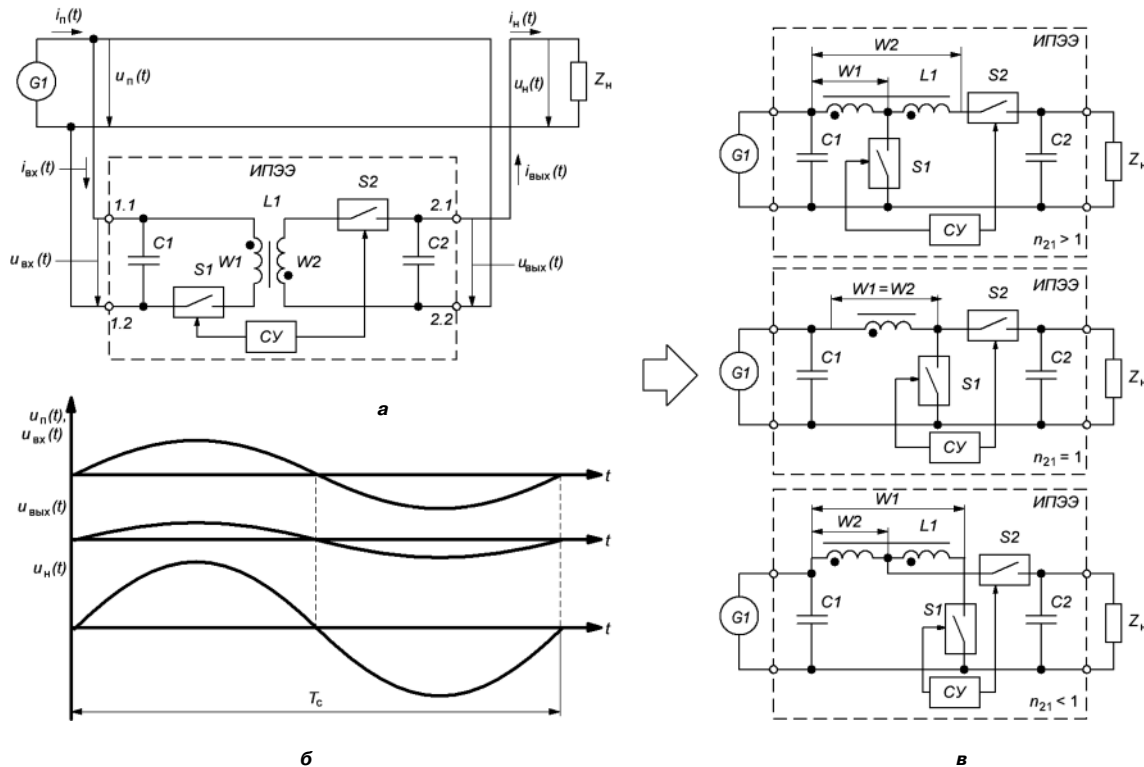


Рис. 7. Схема включения ИПЭЭ (рис. 1а) для увеличения входного напряжения (а), диаграммы работы (б) и результирующие схемы ИПЭЭ повышающего типа при различных коэффициентах трансформации дроселя n_{21} (в)

Требуемая мощность преобразователя $S_{\text{ИПЭЭ}}$ составит [14]:

$$S_{\text{ИПЭЭ}} = S_n \left(1 - \frac{1}{\bar{U}_{\text{ВЫХ}}} \right), \quad (25)$$

где $S_n = U_n I_n$ — полная мощность нагрузки, I_n — действующее значение тока нагрузки.

Результирующие схемы ИПЭЭ (рис. 7в) известны в литературе как ИПЭЭ II-го рода (преобразователи повышающего типа, *Step-Up Converters*, *Boost Converters*).

Зависимость коэффициента передачи ИПЭЭ повышающего типа определяется из (14) и (16) с учетом (24):

$$\bar{U}_{\text{ВЫХ}} = \left[1 + n_{21} \frac{t_1}{t_2} \right]; \quad (26)$$

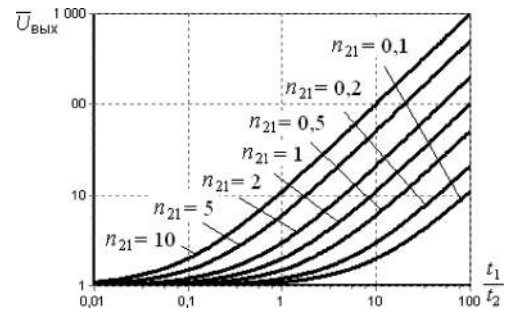
$$\bar{U}_{\text{ВЫХ}} = \frac{1 + \kappa_1 (n_{21} - 1)}{1 - \kappa_1}.$$

Анализ зависимостей (26) (рис. 8) показывает, что коэффициент преобразования ИПЭЭ повышающего типа не может быть меньше единицы.

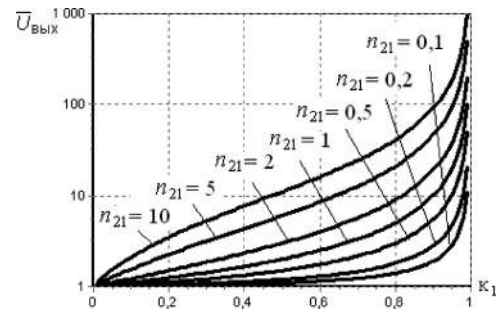
Для понижения напряжения источника питания вход базового ИПЭЭ можно подключить последовательно с источником питания и нагрузкой, а выход подключить параллельно нагрузке (рис. 9а).

Для понижения напряжения источника питания вход базового ИПЭЭ можно подключить последова-

тельно с источником питания и нагрузкой, а выход подключить параллельно нагрузке (рис. 9а).

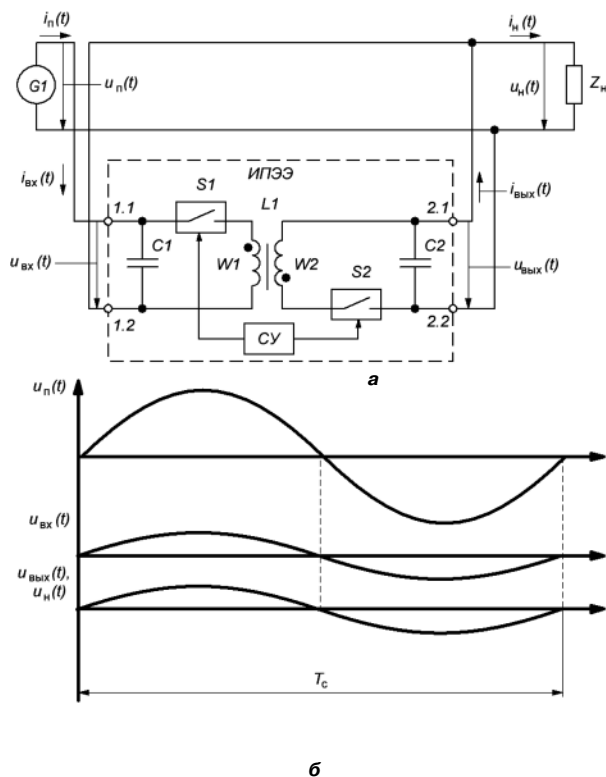


а

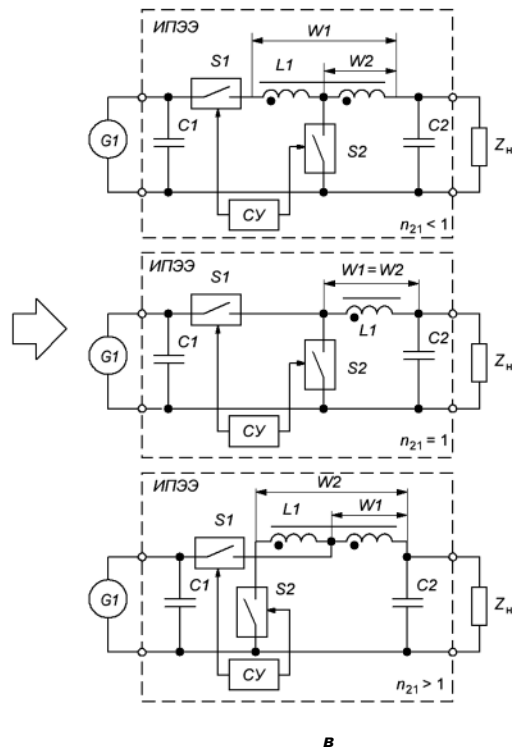


б

Рис. 8. Зависимости $\bar{U}_{\text{ВЫХ}}$ для ИПЭЭ повышающего типа от t_1/t_2 (а) и κ_1 (б) при различных коэффициентах трансформации дросселя n_{21}



б



в

Рис. 9. Схема включения ИПЭЭ (рис. 1а) для уменьшения входного напряжения (а), диаграммы работы (б) и результирующие схемы ИПЭЭ понижающего типа при различных коэффициентах трансформации дросселя n_{21} (в)

В этом случае для ИПЭЭ можно записать (рис. 9а, б):

$$\begin{aligned} u_{\text{вх}}(t) &= u_{\text{п}}(t) - u_{\text{н}}(t); \quad u_{\text{вых}}(t) = u_{\text{н}}(t); \\ i_{\text{вх}}(t) &= i_{\text{п}}(t); \quad i_{\text{вых}}(t) = i_{\text{н}}(t) - i_{\text{п}}(t). \end{aligned} \quad (27)$$

Требуемая преобразуемая мощность преобразователя $S_{\text{ИПЭЭ}}$ составит [14]:

$$S_{\text{ИПЭЭ}} = S_{\text{н}}(1 - \bar{U}_{\text{вых}}). \quad (28)$$

Результирующие схемы ИПЭЭ (рис. 9б) известны в литературе как ИПЭЭ I-го рода (преобразователи понижающего типа, *Step-Down Converters*, *Buck Converters*).

Зависимость относительного выходного напряжения ИПЭЭ понижающего типа определяется из (14) и (16) с учетом (27):

$$\begin{aligned} \bar{U}_{\text{вых}} &= \frac{n_{21}(t_1/t_2)}{1 + n_{21}(t_1/t_2)}; \\ \bar{U}_{\text{вых}} &= \frac{n_{21}\kappa_1}{1 + \kappa_1(n_{21} - 1)}. \end{aligned} \quad (29)$$

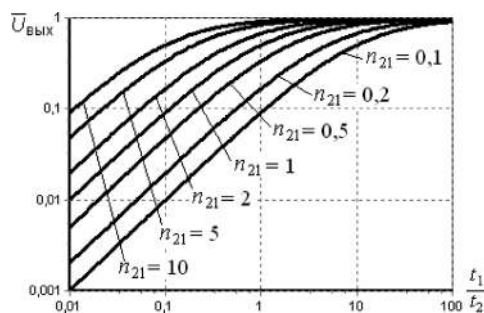
Анализ зависимостей (29) (рис. 10) показывает, что коэффициент передачи ИПЭЭ понижающего типа не может быть больше единицы.

Сравнительный анализ рассмотренных ИПЭЭ I – III-го родов, показывает, что требуемая преобразуемая мощность преобразователя $S_{\text{ИПЭЭ}}$ для

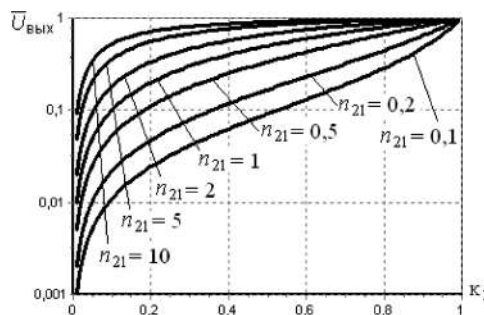
ИПЭЭ III-го рода не зависит от соотношения напряжений источника питания $U_{\text{п}}$ и нагрузки $U_{\text{н}}$ и равна мощности нагрузки $S_{\text{н}}$ (рис. 11а). Для ИПЭЭ I-го и II-го родов требуемая преобразуемая мощность преобразователя зависит от коэффициента передачи ИПЭЭ $\bar{U}_{\text{вых}}$. При небольшом отклонении значения $\bar{U}_{\text{вых}}$ от единицы ($0,5 < \bar{U}_{\text{вых}} < 2$) за счет электрической связи между входом и выходом, требуемая мощность ИПЭЭ $S_{\text{ИПЭЭ}}$ может составлять 50% от мощности загрузки $S_{\text{н}}$.

Следует отметить наличие симметрии в регулировочных характеристиках ИПЭЭ I-го и II-го рода (рис. 11б) относительно линии $\bar{U}_{\text{вых}} = 1$. Симметрия характеристик объясняется тем, что ИПЭЭ I-го рода (понижающий) (рис. 9а) можно представить как ИПЭЭ II-го рода (повышающий) (рис. 7а), вход которого подключен к нагрузке, а выход – к источнику питания. В таком подключении ИПЭЭ повышает напряжение нагрузки $U_{\text{н}}$ до величины напряжения питания $U_{\text{п}}$ но при этом работает в режиме рекуперации: передает энергию с выхода (к которому подключен источник питания) на вход (к которому подключена нагрузка). Аналогично, ИПЭЭ II-го рода (повышающий) можно представить как ИПЭЭ I-го рода (понижающий), который понижает напряжение нагрузки $U_{\text{н}}$ до величины напряжения источника питания $U_{\text{п}}$ и работает в режиме рекуперации.

Таким образом, регулировочные характеристики ИПЭЭ I-го рода, содержащего дроссель с коли-

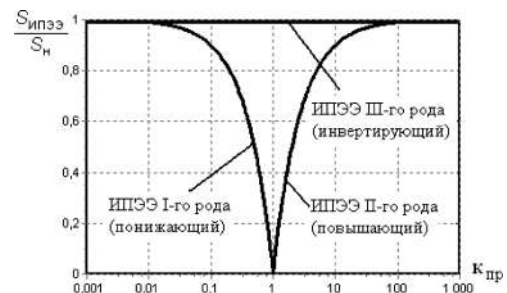


а

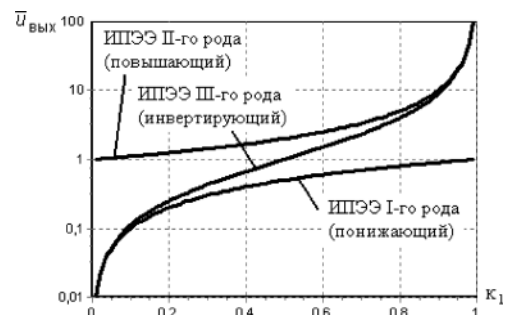


б

Рис. 10. Зависимости $\bar{U}_{\text{вых}}$ для ИПЭЭ понижающего типа от t_1/t_2 (а) и κ_1 (б) при различных коэффициентах трансформации дросселя n_{21}



а



б

Рис. 11. Зависимость относительной преобразуемой мощности ИПЭЭ $S_{\text{ИПЭЭ}}/S_{\text{н}}$ от коэффициента преобразования (а) и регулировочные характеристики (б) ИПЭЭ различных типов

чеством витков обмоток w_1 и w_2 , коэффициентом трансформации $n_{21} = w_2/w_1$, работающего с коэффициентом передачи $\bar{U}_{\text{вых}}$ и длительностями открытых состояний ключей t_1/t_2 будут эквиваленты ИПЭЭ II-го рода, содержащим дроссель с количеством витков обмоток $w'_1 = w_2$, $w'_2 = w_1$, $n'_{21} = 1/n_{21}$, работающего с коэффициентом передачи $\bar{U}'_{\text{вых}} = 1/\bar{U}_{\text{вых}}$ и длительностями открытых состояний ключей $(t_1/t_2)' = t_2/t_1$.

Также следует отметить, что независимо от рода ИПЭЭ, выбор коэффициента трансформации дросселя n_{21} позволяет смещать длительность открытого состояния ключей S1 и S2 в область, где обеспечиваются наилучшие технико-экономические показатели ИПЭЭ ($\kappa_1 = 0,2 \dots 0,8$, $\kappa_2 = 0,2 \dots 0,8$).

Для получения обобщенной формулы регулировочных характеристики ИПЭЭ I-го, II-го и III-го родов, аналогично [11–14], введем коэффициенты топологии схемы для входа (F_1) и выхода (F_2), учитывающие способ подключения, соответственно, входа и выхода базового ИПЭЭ III-го рода по отношению к источнику питания и нагрузке. Данные коэффициенты определяются по следующему правилу: коэффициент топологии схемы принимает значение 0 если вход (выход) базового ИПЭЭ подключен непосредственно к источнику питания (нагрузке) и 1 – если вход (выход) базового ИПЭЭ подключен последовательно с ИПЭЭ и нагрузкой. Согласно данному правилу для ИПЭЭ I-го рода (понижающего) – $F_1 = 1$, $F_2 = 0$, для ИПЭЭ II-го рода (повышающего) – $F_1 = 1$, $F_2 = 0$, для ИПЭЭ III-го рода – $F_1 = 0$, $F_2 = 0$ (рис. 12).

Использование коэффициентов топологий схемы позволяет записать выражения (6), (24), (27) для базового ИПЭЭ в обобщенном виде:

$$\begin{aligned} u_{\text{вх}}(t) &= u_{\text{п}}(t) - F_1 u_{\text{н}}(t); \quad u_{\text{вых}}(t) = u_{\text{н}}(t) - F_2 u_{\text{п}}(t); \\ i_{\text{вх}}(t) &= i_{\text{п}}(t) - F_2 i_{\text{н}}(t); \quad i_{\text{вых}}(t) = i_{\text{н}}(t) - F_1 i_{\text{п}}(t). \end{aligned} \quad (30)$$

Аналогично получаем обобщенное соотношение для выражений (14), (26), (29):

$$\begin{aligned} \bar{U}_{\text{вых}} &= \frac{F_2 + n_{21}(t_1/t_2)}{1 + F_1 n_{21}(t_1/t_2)}; \\ \bar{U}_{\text{вых}} &= \frac{F_2 + \kappa_1(n_{21} - F_2)}{1 + \kappa_1(F_1 n_{21} - 1)}. \end{aligned} \quad (31)$$

В случае, когда напряжения на входе и выходе ИПЭЭ отличаются более чем в 10 раз ($\bar{U}_{\text{вых}} < 0,1$ или $\bar{U}_{\text{вых}} > 10$), уменьшение мощности ИПЭЭ при использовании схем I-го или II-го рода по сравнению со схемой III-го рода не превышает 10% (рис. 11а). Это требует использования накопительного дросселя L1 большой энергетической емкости, что негативно сказывается на массогабаритных и показателях ИПЭЭ и его цене.

Для уменьшения массы, габаритов и стоимости ИПЭЭ при большой разнице напряжений питания

и нагрузки, применяют двукратное преобразование электрической энергии. При таком подходе напряжение источника питания $U_{\text{п}}$ с помощью нерегулируемого преобразователя электрической энергии (НПЭЭ) понижают или повышают до величины $U_{\text{п}}'$ таким образом, чтобы выполнялось условие $0,1 \leq U_{\text{п}}'/U_{\text{п}} \leq 10$, после чего с помощью ИПЭЭ I-го или II-го рода напряжение $U_{\text{п}}'$ преобразовывают до величины $U_{\text{н}}$ (рис. 13). Наибольшее применение на практике имеют преобразователи с величиной $2 \leq U_{\text{п}}'/U_{\text{н}} \leq 3$, с использованием ИПЭЭ I-го рода.

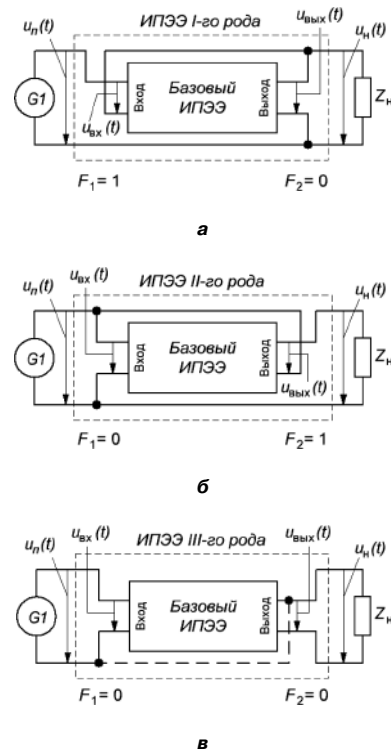


Рис. 12. Определение коэффициентов топологии схемы для ИПЭЭ I-го (а), II-го (б) и III-го (в) родов

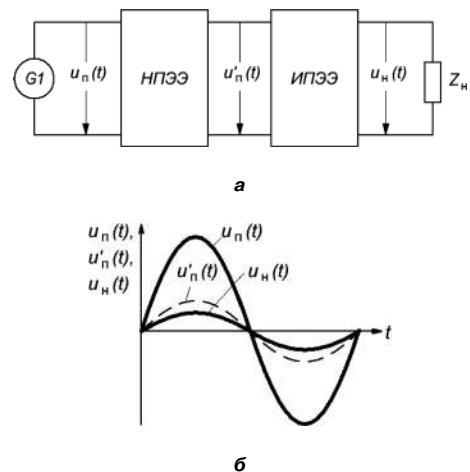


Рис. 13. ИПЭЭ с двукратным преобразованием электрической энергии (а) и диаграммы его работы (б) при преобразовании переменного тока

В ИПЭЭ переменного тока в качестве НПЭЭ может быть использован трансформатор, работающий на частоте сети f_c . Однако в большинстве случаев его массогабаритные показатели негативно сказываются на массогабаритных показателях ИПЭЭ в целом. Для сохранения высоких технико-экономических показателей, как правило, используют трансформаторы, работающие на частоте кратной частоте преобразования.

Один из возможных вариантов построения такого преобразователя показан на рисунке (рис. 14). Ключи с двухсторонней проводимостью $S_{Bx1.1}$ и $S_{Bx1.2}$ синхронно с ключом S1 ИПЭЭ поочередно подключают к источнику питания G1 первичные обмотки w1.1 и w1.2 трансформатора TV1, формируя в них переменное напряжение $u_{w1.1}(t)$, $u_{w1.2}(t)$ прямоугольной формы с амплитудой $u_n(t)$ частотой $f_n/2$ и длительностью импульсов t_1 . С вторичных обмоток w2.1 и w2.2 трансформатора TV1 — $u_{w2.1}(t)$, $u_{w2.2}(t)$ с помощью ключей $S_{Bx2.1}$ и $S_{Bx2.2}$, работающих синхронно с ключами $S_{Bx1.1}$ и $S_{Bx1.2}$ уменьшенное или увеличенное напряжение источника питания $u_n'(t) = K_{НПЭЭ} u_n(t)$, где $K_{НПЭЭ}$ — коэффициент преобразования НПЭЭ, подается на вход ИПЭЭ I-го рода.

В известных схемах ИПЭЭ постоянного тока принято деление НПЭЭ на инвертор, в состав которого входят ключи $S_{Bx1.1}$ и $S_{Bx1.2}$, преобразующий

постоянное напряжение в переменное, и выпрямитель, в состав которого входят ключи $S_{Bx2.1}$ и $S_{Bx2.2}$, преобразующий переменное напряжение в постоянное. Для ИПЭЭ переменного тока инвертор преобразует низкочастотное переменное напряжение с частотой f_c в высокочастотное переменное напряжение с частотой $0,5f_n$, а выпрямитель — обратное преобразование: переменное напряжение с частотой $0,5f_n$ в переменное напряжение с частотой f_c . Выпрямитель и инвертор НПЭЭ могут быть построены по любым известным схемам: мостовой, полумостовой, с выводом средней точки и т. п.

В рассматриваемой схеме возможно два алгоритма работы ключей НПЭЭ.

1. Ключ $S_{Bx1.1}$ замыкается вместе с ключом $S_{Bx2.1}$, ключ $S_{Bx1.2}$ замыкается вместе с ключом $S_{Bx2.2}$. В этом случае полярность напряжения на выходе НПЭЭ $u_n'(t)$ совпадает с полярностью напряжения на ее входе $u_n(t)$ (рис. 14б).

2. Ключ $S_{Bx1.1}$ замыкается вместе с ключом $S_{Bx2.2}$, ключ $S_{Bx1.2}$ замыкается вместе с ключом $S_{Bx2.1}$. В этом случае полярность напряжения на выходе НПЭЭ $u_n'(t)$ противоположна полярности напряжения на ее входе $u_n(t)$ (рис. 14в).

В рассматриваемой схеме коэффициент преобразования НПЭЭ пропорционален коэффициенту трансформации трансформатора TV1:

$$K_{НПЭЭ} = \frac{u_n'(t)}{u_n(t)} = \pm \frac{w_{2.1}}{w_{1.1}} = \pm \frac{w_{2.2}}{w_{1.2}}, \quad (32)$$

где $w_{1.1}$, $w_{1.2}$, $w_{2.1}$, $w_{2.2}$ — соответственно, числа витков обмоток w1.1, w1.2, w2.1, w2.2.

В формуле (25) знак “+” соответствует первому алгоритму управления ключами, знак “—” — второму.

Таким образом, в двукратных преобразователях электрической энергии напряжение на входе ИПЭЭ определяется выражением:

$$U_n' = K_{НПЭЭ} U_n. \quad (33)$$

Это позволяет записать выражения (31) в виде:

$$\bar{U}_{\text{ВЫХ}} = K_{НПЭЭ} \frac{F_2 + n_{21}(t_1/t_2)}{1 + F_1 n_{21}(t_1/t_2)}; \quad (34)$$

$$\bar{U}_{\text{ВЫХ}} = K_{НПЭЭ} \frac{F_2 + \kappa_1(n_{21} - F_2)}{1 + \kappa_1(F_1 n_{21} - 1)}. \quad (35)$$

Выражение (34) позволяет определить связь коэффициента передачи ИПЭЭ $\bar{U}_{\text{ВЫХ}}$ с параметрами процесса преобразования (соотношением t_1/t_2). Оно является обобщенным для ИПЭЭ:

- I–III-го родов;
- постоянного и переменного тока;
- с возможностью подключения НПЭЭ;
- с возможностью автотрансформаторного включения дросселя;
- режимов безразрывного и разрывного потока дросселя;

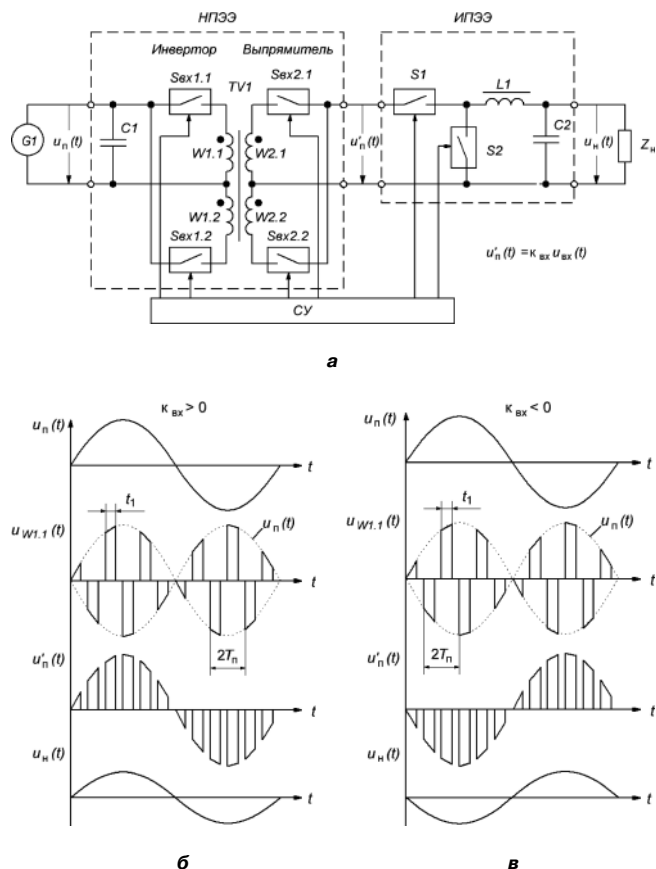


Рис. 14. ИПЭЭ с двукратным преобразованием электрической энергии (а) и диаграммы его работы при $K_{НПЭЭ} > 0$ (б) и $K_{НПЭЭ} < 0$ (в)

— режимов холостого хода, передачи и рекуперации электрической энергии.

Выражение (35) не распространяется на статические ИПЭЭ, работающие в режиме разрывного потока, поскольку условие (15) в данном режиме не выполняется.

Для ИПЭЭ у которых НПЭЭ отсутствует, в выражениях (34), (35) коэффициент преобразования НПЭЭ $k_{\text{НПЭЭ}}$ следует брать равным единице ($k_{\text{НПЭЭ}} = 1$).

Влияние коэффициента преобразования НПЭЭ на коэффициент передачи базовой схемы ИПЭЭ (ИПЭЭ III-го рода) показаны на рис. 15.

Из графиков видно, что для ИПЭЭ III-го рода влияние коэффициента преобразования НПЭЭ $k_{\text{НПЭЭ}}$ аналогично влиянию коэффициента трансформации дросселя n_{21} (рис. 3). Регулировочные характеристики ИПЭЭ с коэффициентом преобразования $k_{\text{НПЭЭ}} = 1$ и коэффициентом трансформации дросселя n_{21} , количественно и качественно совпадают с регулировочными характеристиками ИПЭЭ с коэффициентом преобразования НПЭЭ равным коэффициенту трансформации дросселя первого ИПЭЭ $k_{\text{НПЭЭ}} = n_{21}$, и коэффициентом трансформации дросселя равным единице $n_{21} = 1$. Поскольку мощность ИПЭЭ III-го рода $S_{\text{ИПЭЭ}}$ не зависит от коэффициента преобразования (рис. 11а), и данный ИПЭЭ обеспечивает гальваническую развязку (рис. 1а), то использование НПЭЭ совместно с ИПЭЭ III-го рода приведет лишь к неоправданному

ухудшению технико-экономических показателей ИПЭЭ в целом.

Влияние коэффициента преобразования НПЭЭ на коэффициент передачи ИПЭЭ I-го рода и II-го рода показаны на рис. 16, 17.

Из графиков видно, что коэффициент преобразования НПЭЭ приводит к смещению регулировочной характеристики по вертикали на величину $k_{\text{НПЭЭ}}$. При этом, в отличие от коэффициента трансформации дросселя n_{21} (см. рис. 8, 10), изменения формы регулировочной характеристики не происходит.

Из графиков также видно, что выбор коэффициента преобразования НПЭЭ, аналогично коэффициенту трансформации дросселя n_{21} , позволяет смещать длительность открытого состояния ключей S1 и S2 в область, где обеспечиваются наилучшие технико-экономические показатели ИПЭЭ ($\kappa_1 = 0,2 \dots 0,8$, $\kappa_2 = 0,2 \dots 0,8$). Поскольку использование многообмоточного дросселя приводит к усложнению его конструкции, на практике, при построении ИПЭЭ с НПЭЭ, как правило, используют дроссель с одной обмоткой, имеющий коэффициент трансформации равный единице ($n_{21} = 1$).

Выводы

Выполнен анализ принципов построения и функционирования широко используемых схем импульсных преобразователей постоянного и переменного тока, который позволяет сформулировать следующее.

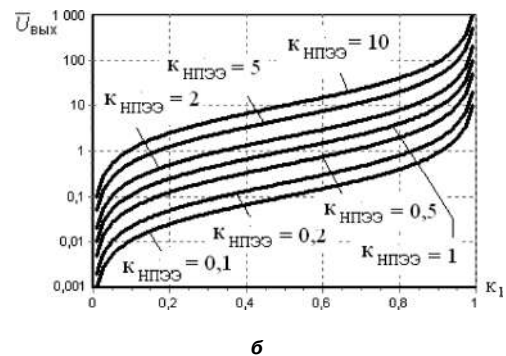
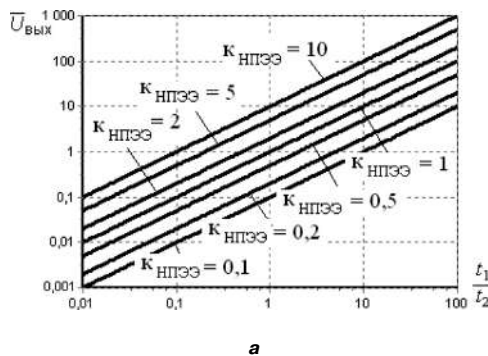


Рис. 15. Регулировочные характеристики ИПЭЭ III-го рода при различных значениях коэффициента преобразования НПЭЭ при $n_{21} = 1$

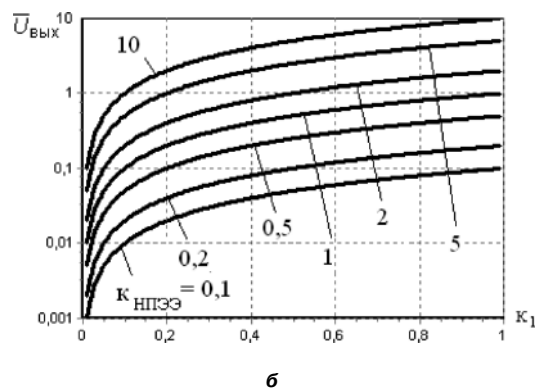
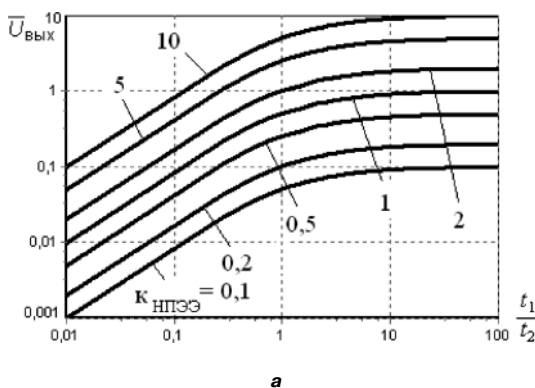


Рис. 16. Регулировочные характеристики ИПЭЭ I-го рода при различных значениях коэффициента преобразования НПЭЭ при $n_{21} = 1$

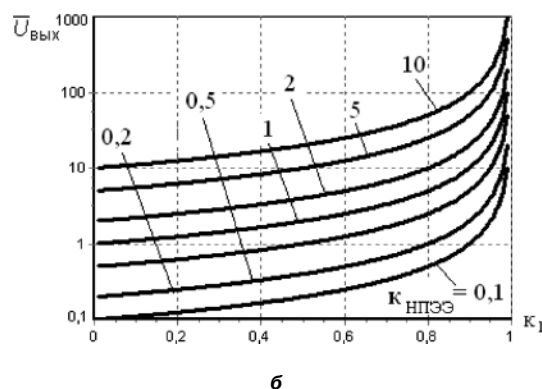
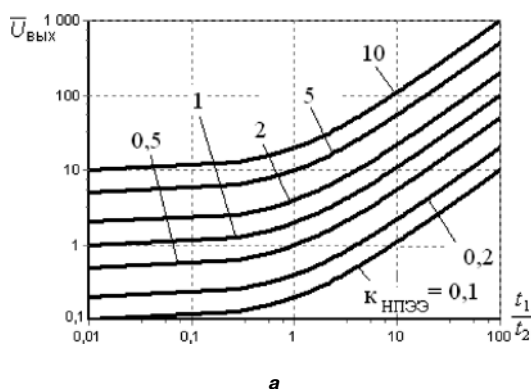


Рис. 17. Регулировочные характеристики ИПЭЭ II-го рода при различных значениях коэффициента преобразования НПЭЭ при $n_{21} = 1$

1. Рассмотренные в статье схемы регулируемых ИПЭЭ, в том числе и традиционных (понижающего – I-рода, повышающего – II-рода и инвертирующего – III-рода) можно построить на основе схемы базового преобразователя, известного как преобразователь с обратным включением диода.

2. Получены математическая модель и соотношения для определения регулировочных характеристик, обобщенные: к ИПЭЭ I – III-го родов постоянного и переменного тока с возможностью подключения НПЭЭ и автотрансформаторным включением дросселя; режимов безразрывного и разрывного потока дросселя; режимов холостого хода, передачи и рекуперации электрической энергии.

3. Регулировочные характеристики регулируемых ИПЭЭ постоянного и переменного тока понижающего, повышающего и инвертирующего типов, как функции от соотношения длительностей фаз преобразования t_1/t_2 (κ_1/κ_2), не зависят от сопротивления нагрузки в любом режиме работы ИПЭЭ (безразрывный, разрывной; передача, рекуперация, холостой ход).

4. Регулировочные характеристики регулируемых ИПЭЭ постоянного и переменного тока понижающего, повышающего и инвертирующего типов, как функции от длительности только одной фазы преобразования t_1 (κ_1) или t_2 (κ_2), в безразрывном режиме работы ИПЭЭ не зависят от сопротивления нагрузки, а в разрывном – зависят.

5. Допустимый род напряжения (постоянный, переменный) и возможные режимы работы (передача, рекуперация, холостой ход) определяются типом используемых ключей S1 и S2. При использовании ключей S1 и S2, которые при любом направлении тока обеспечивают управляемое проводящее и непроводящее состояние возможна работа при любой полярности напряжения (при постоянном и переменном токе) и любом режиме работы. Если хотя бы один из ключей S1 и S2 имеет одностороннюю проводимость, работа в режиме рекуперации без применения дополнительных мер невозможна, а работа в режиме холостого хода может быть за-

труднена. Если оба ключа S1 и S2 обеспечивают проводящее состояние для любого направления тока, но при этом в одном из направлений, хотя бы один ключ не обеспечивает управляемое непроводящее состояние, возможно функционирование в режимах рекуперации и холостого хода только при одной полярности напряжения питания и нагрузки.

6. В регулируемых ИПЭЭ постоянного и переменного тока путем выбора требуемого коэффициента трансформации дросселя n_{21} имеется возможность функционирования преобразователя в области $\kappa_1 = 0,2 \dots 0,8$ ($\kappa_2 = 0,8 \dots 0,2$) при котором ИПЭЭ имеет лучшие технико-экономические показатели.

При $\bar{U}_{\text{вых}} < 0,1$ или $\bar{U}_{\text{вых}} > 10$, с целью обеспечения оптимальных режимов функционирования и силовой части, и схемы управления, целесообразно использовать или двукратное преобразование с дополнительным нерегулируемым ИПЭЭ, или использовать в ИПЭЭ накопительный дроссель с коэффициентом трансформации не равным единице ($n_{21} \neq 1$).

Литература

1. *Зиновьев Г. С.* Силовая электроника: учеб. пособие для бакалавров. 5-е изд., испр. и доп. / Зиновьев Г. С. – Москва: Юрайт, 2012. – 667 с.
2. *Мелешин В. И.* Транзисторная преобразовательная техника / Мелешин В. И. – Москва: Техносфера, 2005. – 632 с.
3. *Климов В.* Двухнаправленные ключи в матричных структурах преобразователей переменного тока / В. Климов, С. Климова // Силовая электроника. – 2008. – № 4. – С. 58–61.
4. *Кобзев А. В.* Стабилизаторы переменного напряжения с высокочастотным широтно-импульсным регулированием / А. В. Кобзев, Ю. М. Лебедев, Г. Я. Михайличенко и др. // М.: Энергоатомиздат. – 1986 г. – 152 с.
5. *Пенин А. А.* Анализ режимов импульсных регуляторов напряжения с использованием инвариантных свойств регулировочных характеристик. / А. А. Пенин // Проблемы региональной энер-

гетики (электронный журнал), – 2009, – №1(9). – С.62–75. Режим доступа: http://ieasm.webart.md/contents_ru/?volume_id=21.

6. *Кувшинов А. А.* Разработка и исследование методов коммутационно-логического управления передаточными характеристиками широтно-импульсных преобразователей / Автореф. дис. канд. техн. наук. – Поволжский государственный университет сервиса. – 2009.

7. *Seddik Bacha, Iulian Munteanu, Antoneta Iuliana Bratcu.* Power Electronic Converters Modeling and Control with Case Studies. – London. – Springer-Verlag. – 2014. – 454 p. – ISBN 978-1-4471-5477-8.

8. *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, – May 2014 – Vol. 14, No. 3, – pp. 468–477.

9. *H. Qin.* Ac-ac dual active bridge converter for solid state transformer / H. Qin, J. W. Kimball // Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Exposition (ECCE 2009) Sep. 2009, pp. 3039–3044.

10. Switch-Mode Power Supply. Reference manual. – On-Semiconductor, 2014. – 72 с.

11. *Кадацкий А. Ф.* Анализ электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения с широтно-импульсным регулированием / А. Ф. Кадацкий, А. П. Русу // Электричество.

– 2005, № 9, С. 43–54.

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

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

14. *Кадацкий А. Ф.* Анализ энергетических процессов в импульсных преобразователях электрической энергии переменного тока / А. Ф. Кадацкий, А. П. Русу // Технология и конструирование в электронной аппаратуре (ТКЭА), 2015, № 1, С. 22 – 32.

Кадацкий Анатолий Федорович, д. т. н., профессор, заведующий кафедрой Теории электрических цепей и электропитания Одесской национальной академии связи им. А. С. Попова (Украина, г. Одесса) тел.: +38(048)723-35-03, e-mail: akad@bk.ru;

Русу Александр Петрович, к. т. н., доцент кафедры Теории электрических цепей и электропитания Одесской национальной академии связи им. А. С. Попова (Украина, г. Одесса) тел.: +38(048)723-35-03, e-mail: shurusu@mail.ru.