

Е. И. СОКОЛ, чл.-корр. НАНУ, докт. техн. наук, ректор НТУ «ХПИ»;

В. В. ИВАХНО, канд. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»;

В. В. ЗАМАРУЕВ, канд. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»;

Б. А. СТЫСЛО, аспирант НТУ «ХПИ».

СРАВНЕНИЕ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАЗЛИЧНЫХ СХЕМ ДВУХЗВЕННЫХ ОБРАТИМЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С РАЗДЕЛЕННОЙ КОММУТАЦИЕЙ С ЧЕТЫРЕХ-КВАДРАНТНЫМИ КЛЮЧАМИ В СИЛОВОМ КОММУТАТОРЕ ЗВЕНА ИНВЕРТОРА ТОКА

Введение и постановка задачи. Двухзвенные преобразователи постоянного напряжения в постоянное с трансформаторной гальванической развязкой (DC/DC конвертеры) широко используются в различных областях силовой электроники, в т.ч. во вторичных источниках электропитания, в системах альтернативной энергетики, батарейных системах накопителей электрической энергии и т. п. В последнем случае к преобразователям часто предъявляется требование обратимости – возможность передачи энергии как от источника входного напряжения на выход, например, в аккумуляторную батарею так и наоборот, из аккумуляторной батареи во входной источник. В литературе подобные преобразователи часто именуются как DAB (Dual-Active-Bridge) [1]. Преобразователи типа DAB могут существенно повысить эффективность, например, распределенной системы тягового электроснабжения (СТЭ) постоянного тока железной дороги. В этой системе контактная сеть железной дороги постоянного тока (номинальное напряжение 3,3 кВ) через согласующий преобразователь (СП) с функциями DAB подсоединена к аккумуляторной батарее, что позволяет сгладить пульсации мощности СТЭ, принимать избыточную энергию рекуперации, поддерживать на определенном уровне мощность тяговой подстанции во время эксплуатации, уменьшить энергию потерь во внешней системе электроснабжения. Кроме этого, накопление и хранение этой энергии для повторного использования приведет к уменьшению первичного энергопотребления от внешней системы электроснабжения, что может привести к снижению установленной мощности всех агрегатов тяговой подстанции [2]. В этой же работе указано, что, согласно результатам экспериментальных исследований, для компенсации потерь напряжения (для улучшения режима напряжения в тяговой сети – одна из задач, решаемых в этой системе), минимальная мощность устройств накопления энергии (и, соответственно, СП) должна составлять примерно 0,5 МВт.

На показатели эффективности СП решающую роль оказывает выбор частоты преобразования: с ростом частоты уменьшаются габариты и масса разделительного трансформатора, однако возрастают коммутационные потери в силовых ключах преобразователя.

Традиционным решением для СП (DC/DC конвертора с функцией DAB) является использование в качестве схем как первичного звена (присоединяемого своим входом к питающей сети 3,3 кВ), так и вторичного звена (присоединяемого своим выходом к аккумуляторной батарее) различных схем на базе автономного инвертора напряжения (АИН). При величинах напряжений шины постоянного напряжения АИН более 400 ÷ 500 В традиционно используют биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT), несмотря на худшие частотные свойства (по крайней мере для кремниевых приборов в сравнении с MOSFET). Основной схемой звеньев DAB на основе АИН в этом случае являются схемы полумостовой, мостовой, трехуровневой топологии [3], а также трех и более уровневой топологии, с использованием в составе силовых коммутаторов АИН четырехквadrантных ключей [4, 5] на основе встречно-последовательного соединения двух MOSFET либо IGBT, а также MOSFET либо IGBT, установленных в диагонали диодного моста [5, 6, 7]. Четырехквadrантные ключи в этом случае подсоединяют параллельно нагрузке полумостового силового коммутатора АИН. В DAB на основе АИН с четырехквadrантными ключами могут быть реализованы различные алгоритмы модуляции, в том числе обеспечивающие режим включения управляемых ключей силового коммутатора в нулях напряжения (zero voltage switching, ZVS) [3 - 5], а выключения – принудительного, с использованием бездиссипативных емкостных снабберов, устанавливаемых параллельно управляемым ключам. Использование режима ZVS позволяет практически исключить коммутационные потери включения, а применение бездиссипативных емкостных снабберов – ограничить потери выключения, и сделать возможным повышение частоты преобразования.

В ряде работ [8, 9], в т.ч. с участием авторов [10], указано, что при использовании в качестве силовых ключей АИН высоковольтных IGBT из-за эффекта хвоста тока (tail current) увеличением емкости снабберных конденсаторов удастся снизить коммутационные потери выключения в сравнении с режимом безснабберного выключения не более чем в два раза. Поэтому, по крайней мере для высоковольтных применений инверторов (с ключами с предельными напряжениями от 2 кВ и более) может быть целесообразно в преобразовательном звене не использовать режим выключения управляемых ключей в нулях тока (zero current switching, ZCS), при котором потери выключения практически отсутствуют, а потери включения ограничиваются при помощи бездиссипативных индуктивных снабберов, роль которых может играть индуктивность рассеяния трансформатора [10]. Для этого первичное звено преобразователя может быть выполнено на основе автономного инвертора тока (АИТ): во входной цепи звена устанавливают дроссель, а силовые ключи должны обладать обратной блокирую-

щей способностью (например, в качестве таких ключей можно использовать последовательное соединение IGBT и диода). Несмотря на повышенные статические потери в ключах АИТ на основе IGBT, существенное ограничение динамических потерь позволяет повысить частоту преобразования и делает использование режима ZCS привлекательным [11]. В [12] дана оценка т.наз. «критических» частот преобразования, выше которых суммарные статические и динамические потери выключения ключей АИН превышают суммарные статические потери (в IGBT и последовательном диоде) ключей АИТ. Для IGBT с предельным напряжением 1200 В значения «критических» частот преобразования лежат в диапазоне $10 \div 20$ кГц, а для предельных напряжений 6500 В эта частота составляет около 560 Гц.

В ряде работ с участием авторов [10, 13, 14 и др.] предлагается одно из звеньев DC/DC конвертора с однократной коммутацией выполнить как АИТ, а другое – как АИН; при управлении ключами осуществляется фазовый сдвиг между коммутационными функциями звеньев: принудительное включение ключей АИТ производится с некоторой задержкой относительно принудительного выключения ключей АИН. Регулирование выходного тока (напряжения) конвертора производится изменением относительной длительности включенного состояния ключей стойки АИТ. В упомянутых работах показано, что для ключей АИТ имеет место режим ZCS, для ключей АИН – ZVS, потери включения ключей звена АИТ эффективно ограничиваются бездиссипативным индуктивным снаббером (его роль может играть индуктивность рассеяния трансформатора), а потери выключения ключей АИН – емкостными бездиссипативными снабберами (конденсаторами, устанавливаемыми параллельно транзисторам). Происходит своего рода разделение коммутации, что отражено в названии способа коммутации (разделенная). Схему отличает минимум дополнительных силовых компонентов, потери в ключах приближаются к статическим (как в резонансных схемах, но при отсутствии силовых резонансных цепей).

Хотя преобразователи с разделенной коммутацией и обладают свойством обратимости, непосредственное использование их как DAB без дополнительных модификаций невозможно, поскольку в звене АИТ при смене знака средней мощности происходит также и смена знака среднего напряжения коммутатора, тогда как в DAB входное и выходное напряжение имеет один знак. Преодолеть данный недостаток и одновременно использовать принцип разделенной коммутации можно, применив в силовом коммутаторе АИТ четырехквадрантные ключи. Использование в коммутаторе АИТ четырехквадрантных ключей вместо двухквадрантных с обратной блокирующей способностью, допускающих лишь одно направление тока ключа (например, на основе IGBT с последовательным диодом) позволяет реверсировать направление тока ключа при смене знака средней мощности DAB.

Целью данной работы является сравнительный анализ показателей эффективности четырех различных схем DAB с разделенной коммутацией с четырехквадрантными ключами в силовом коммутаторе звена АИТ. Применение преобразователей согласно таким схемам в качестве СП с функциями DAB, по мнению авторов, может быть целесообразно в СТЭ с аккумуляторными батареями.

Анализируемые схемы. Они представлены на рис. 1 четырьмя вариантами: вариант 1 – коммутатор АИТ выполнен по мостовой схеме, каждый четырехквадрантный ключ – на основе управляемого ключа, установленного в диагонали диодного моста (рис. 1,а); вариант 2 – коммутатор АИТ выполнен по мостовой схеме на IGBT с обратными диодами, а в диагонали силового коммутатора установлен четырехквадрантный ключ на основе управляемого ключа, установленного в диагонали диодного моста (рис. 1,б); вариант 3 – коммутатор АИТ выполнен по мостовой схеме, каждый четырехквадрантный ключ – на основе двух встречно-последовательно соединенных IGBT с обратными диодами (рис. 1,в); вариант 4 – коммутатор АИТ выполнен по мостовой схеме на IGBT с обратными диодами, а в диагонали силового коммутатора установлен четырехквадрантный ключ – на основе двух встречно-последовательно соединенных IGBT с обратными диодами (рис. 1,г). В отличие от решений [3 - 5], в данном случае четырехквадрантные ключи подключены не параллельно, а последовательно с первичной обмоткой трансформатора. Схема коммутатора звена АИН (мостовая) одинакова для всех вариантов.

Принцип работы схем вариантов 3, 4 изложен в [15, 16] соответственно. В них, при использовании алгоритма разделенной коммутации, обеспечиваются режимы выключения ключей АИТ ZCS, включения ключей АИН – ZVS при снабберном включении и выключении соответственно. Углы проводимости силовых ключей близки к π (коэффициент заполнения импульса $\tau = 0,5$). Алгоритм работы схем вариантов 1, 2 близок к алгоритмам вариантов 3, 4 соответственно. Особенность заключается в том, что при выключении транзистора четырехквадрантного ключа вследствие включения ранее не проводившего ключа АИТ ток выключаемого ключа спадает, и в момент его спада к нулю следует принудительно выключить этот ключ (для этого в цепь тока ключа следует установить датчик нуля тока). В результате режим выключения ключа – также ZCS. Подробный анализ процессов коммутации в схемах не является целью данной работы.

Критериями для сравнения вариантов примем величины потерь в ключах преобразователя, причем для ключей АИТ это будут статические потери, при этом можно учесть в общих потерях ключей потери в ключах АИН – также статические и, возможно, динамические выключения. Очевидно, поскольку у всех схем звенья АИН идентичны, отличия в показателях эффективности при прочих равных условиях будут обусловлены различием свойств схем с различными силовыми коммутаторами звена АИТ.

Сравнение произведем на примере преобразователя, предназначенного для управления зарядом аккумуляторной батареи с номинальным напряжением 600 В от источника напряжения – контактной сети железной дороги (номинальное напряжение 3,3 кВ) и для передачи энергии аккумуляторной батареи в эту сеть.

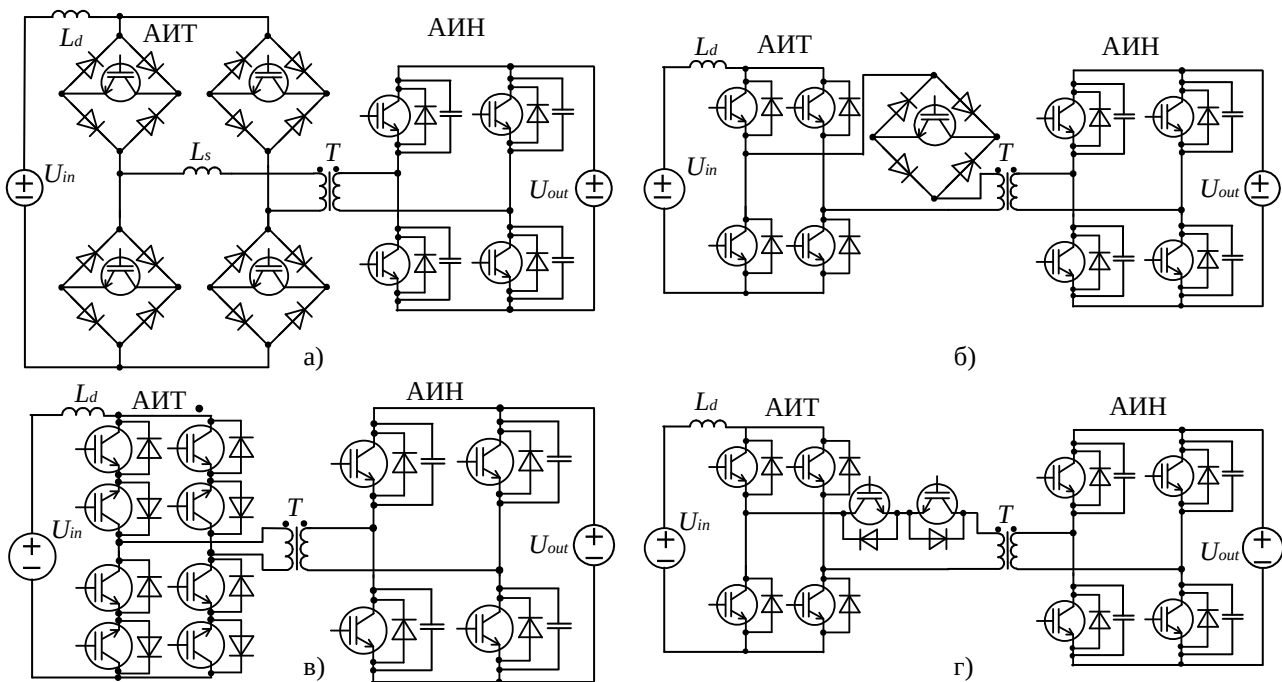


Рисунок 1. Рассматриваемые топологии схем преобразователей с четырехквadrантными ключами в звене АИТ

Очевидно, управляемые ключи первичной стороны звена преобразователя, подключенного к контактной сети, должны иметь класс напряжения 6,3 кВ (рекомендуемый примерно двойной запас). Для двухзвенных преобразователей, в соответствии с рекомендациями [12], для силового коммутатора высоковольтного звена следует выбрать топологию АИТ, тогда для силового коммутатора низковольтного звена – топологию АИН. Для приборов АИН, с учетом рекомендуемого двойного запаса по напряжению в выключенном состоянии, приемлемый класс по этому напряжению 1200 В.

Для оценки примем частоту преобразования f выше критической f_k в смысле [12], т.е. для приборов звена АИТ с предельным напряжением 6,3 кВ – выше примерно 500 Гц, например, 1 кГц ($f=1000$ Гц). При такой частоте преобразования можно пренебречь длительностями коммутационных интервалов.

Будем считать, что при величине входного напряжения звена АИТ 3,0 кВ величина входного тока совпадает с величиной номинального тока прибора $I_{ном}$ этого звена. Пренебрежем пульсациями тока дросселя.

Пусть коэффициент трансформации согласующего трансформатора $K_t = w_2 / w_1$ таков, что при заданных величинах входного и выходного напряжений U_{in} и U_{out} соответственно для режима передачи энергии от входного источника U_{in} через звено АИТ в выходной источник длительности интервалов накопления энергии во входном дросселе равенстве равны нулю, как и длительности интервалов существования контура холостого хода в режиме передачи энергии от выходного источника U_{out} во входной источник U_{in} . Тогда коэффициент трансформации K_t составит величину

$$K_t = w_2 / w_1 = U_{out} / U_{in} = 600 / 3000 = 1/5 = 0,2. \quad (1)$$

При пренебрежении длительностями коммутационных интервалов коэффициенты заполнения импульсов тока приборов как звена АИТ, так и звена АИН будут одинаковыми и равными половине периода преобразования: $\tau = 0,5$. Соответственно, величина мгновенного тока ключа АИН будет равна $I_{ном} / K_t$.

Учет влияния динамических потерь выключения транзисторов звена АИН. Дадим оценку доли динамических потерь выключения транзисторов звена АИН $P_{off(АИН)}^*$ в суммарных статических и динамических потерях в транзисторах АИН (динамическими потерями включения пренебрегаем, поскольку для транзисторов звена АИН имеет место режим включения ZVS):

$$P_{off(АИН)}^* = P_{off(АИН)} / (P_{off(АИН)} + P_{st(АИН)}) \quad (2)$$

где $P_{off(АИН)}$ и $P_{st(АИН)}$ – динамические выключения и статические потери транзистора звена АИН соответственно.

Учтем, что для транзистора звена АИН

$$P_{off(АИН)} = E_{off} \cdot f \cdot \zeta = (E_{off} \cdot f) / 2 \quad (3)$$

где E_{off} – энергия коммутации при безнабберной коммутации; ζ – отношение величины энергии выключения при снабберной коммутации IGBT АИН к энергии выключения при безнабберной коммутации; величина ζ может быть принята равной 0,5 [8-10, 12]: $\zeta = 0,5$.

Для статических потерь IGBT АИН:

$$P_{st(АИН)} = I_{ном} \cdot V_{CE} \cdot \tau = (I_{ном} \cdot V_{CE}) / 2 \quad (4)$$

где V_{CE} – напряжение на включенном ключе.

С учетом (3), (4) выражение (2) перепишется так:

$$P_{off(AИH)}^* = \frac{E_{off} \cdot f \cdot \zeta}{E_{off} \cdot f \cdot \zeta + I_{cном} \cdot V_{CE} \cdot \tau} = \frac{1}{1 + \frac{I_{cном} \cdot V_{CE} \cdot \tau}{E_{off} \cdot f \cdot \zeta}} = \frac{1}{1 + \frac{I_{cном} \cdot V_{CE}}{E_{off} \cdot f}} \quad (5)$$

где учтено, что $\tau = 0,5$, $\zeta = 0,5$.

Выразим фактическую частоту f переключений в преобразователе в долях от «критической» f_{kr} для транзисторов звена АИН:

$$f = f^* \cdot f_{kr} \quad (6)$$

где f^* – отношение значения фактической частоты f к «критической» f_{kr} .

После подстановки в (5) выражения для f из (6) и для f_{kr} из [12]: ($f_{kr} = V_F \cdot I_{cном} / E_{off}$, где V_F – падение напряжения на обратном диоде транзистора звена АИН), получим выражение для оценки доли динамических потерь выключения транзистора звена АИН в суммарных статических и динамических потерях в транзисторе:

$$P_{off(AИH)}^* = \frac{1}{1 + \frac{I_{cном} \cdot V_{CE}}{E_{off} \cdot f}} = \frac{1}{1 + \frac{I_{cном} \cdot V_{CE}}{E_{off} \cdot f^* \cdot f_{kr}}} = \frac{1}{1 + \frac{I_{cном} \cdot V_{CE} \cdot E_{off}}{E_{off} \cdot f^* \cdot I_{cном} \cdot V_F}} = \frac{1}{1 + \frac{V_{CE}}{f^* \cdot V_F}} \quad (7)$$

Выберем в качестве транзистора первичного звена прибор типа FZ250R65KE3 производства *Infineon* с предельными параметрами $V_{CES} = 6500V$, $I_{cном} = 250A$, задав, таким образом, величину мгновенного тока звена АИН равной $I_{cном}/K_t = 250/0,2 = 1250 A$. Выберем в качестве транзистора звена АИН прибор типа FZ1200R12HE4 производства *Infineon* с предельными параметрами $V_{CES} = 1200 V$, $I_{cном} = 1200 A$.

Для приборов FZ1200R12HE4 падение напряжения на включенном транзисторе V_{CESat} составляет 2 В, на включенном диоде $V_F - 1,75 V$ (при номинальном токе $I_{cном} = 1200 A$), величина энергии выключения $E_{off} - 180$ мДж (при коммутации номинального тока 1200 А и напряжения 600 В – вдвое меньшего предельного). Величина «критической» частоты из (2.2-9) составит 11,7 кГц. Тогда отношение f^* значения фактической частоты f к «критической» f_{kr} составит величину

$$f^* = f/f_{kr} = 1000/11700 = 0,085 \quad (8)$$

Видно, что значение «критической» частоты для звена АИН более чем на порядок превышает величину выбранной частоты преобразования. Поэтому следует ожидать малого влияния динамических потерь выключения транзисторов звена АИН на величину суммарных (статических и динамических потерь выключения) потерь в ключах АИН. Действительно, подставляя в (7) значения $V_{CESat} = 2 V$, $V_F = 1,75 V$, $f^* = 0,085$, получим оценку для доли динамических потерь: $P_{off(AИH)}^* = 0,0692$. Эта доля составляет величину менее 7% и для оценок этой величины можно пренебречь (а в случае необходимости, для уточненных оценок – учесть эту долю).

С учетом относительной малости динамических потерь выключения транзисторов АИН произведем сравнительную оценку эффективности схем.

Оценка эффективности анализируемых схем. Под эффективностью будем понимать относительную величину статических потерь в силовых ключах звена АИТ. Такой подход допустим, поскольку на величину этого показателя не влияют потери в звене АИН, а динамическими потерями в ключах АИТ в силу особенностей коммутации будем пренебрегать. Оценку потерь дадим как в режиме передачи энергии от звена АИТ ко звену АИН (в прямом направлении), так и в противоположном направлении – от звена АИН ко звену АИТ (в обратном направлении). При прямом направлении передачи энергии будем считать, что длительность интервала накопления энергии во входном дросселе (когда проводят ток силовые ключи инверторной стойки силового коммутатора АИТ) пренебрежимо мала, как и длительность интервала существования контура холостого хода в режиме передачи энергии в обратном направлении.

При величине мгновенного тока ключа звена АИН $I_{(AИH)} = I_{cном(AИH)}$ на полупериоде в режиме прямой передачи энергии проводят ток два силовых ключа – диода, и статические потери в коммутаторе $P_{st(AИH)}^{(F)}$ составят величину

$$P_{st(AИH)}^{(F)} = n \cdot I_{(AИH)} \cdot V_{F(AИH)} = 2 \cdot I_{(AИH)} \cdot V_{F(AИH)} \quad (9)$$

где $n=2$ – число одновременно проводящих ток $I_{(AИH)}$ диодов.

В режиме передачи энергии в обратном направлении ток $I_{(AИH)}$ одновременно проводят $k=2$ IGBT транзистора, и величина статических потерь $P_{st(AИH)}^{(R)}$ в этом режиме будет составлять

$$P_{st(AИH)}^{(R)} = k \cdot I_{(AИH)} \cdot V_{CESat(AИH)} = 2 \cdot I_{(AИH)} \cdot V_{CESat(AИH)} \quad (10)$$

Для силового коммутатора АИТ для схемы варианта 1 как при прямом, так и при обратном направлении передачи энергии одновременно проводят ток $n=4$ диода и $k=2$ IGBT транзистора, и величина статических потерь $P_{st(AИT)}^{(F)}(1) = P_{st(AИT)}^{(R)}(1)$ будет составлять

$$P_{st(AИT)}^{(F)}(1) = P_{st(AИT)}^{(R)}(1) = n \cdot I_{(AИT)} \cdot V_{F(AИT)} + k \cdot I_{(AИT)} \cdot V_{CESat(AИT)} = 4 \cdot I_{(AИT)} \cdot V_{F(AИT)} + 2 \cdot I_{(AИT)} \cdot V_{CESat(AИT)} \quad (11)$$

Для силового коммутатора АИТ для схемы варианта 2 при прямом направлении передачи энергии, одновременно проводят ток $n=2$ диода и $k=3$ IGBT транзистора, а при обратном $n=3$ – диода и $k=1$ IGBT транзистор и величина статических потерь $P_{st(AИT)}^{(F)}(2)$ и $P_{st(AИT)}^{(R)}(2)$ будет составлять соответственно

$$P_{st(AИT)}^{(F)}(2) = n \cdot I_{(AИT)} \cdot V_{F(AИT)} + k \cdot I_{(AИT)} \cdot V_{CESat(AИT)} = 2 \cdot I_{(AИT)} \cdot V_{F(AИT)} + 3 \cdot I_{(AИT)} \cdot V_{CESat(AИT)} \quad (12)$$

и

$$P_{st(AИT)}^{(R)}(2) = n \cdot I_{(AИT)} \cdot V_{F(AИT)} + k \cdot I_{(AИT)} \cdot V_{CESat(AИT)} = 4 \cdot I_{(AИT)} \cdot V_{F(AИT)} + 1 \cdot I_{(AИT)} \cdot V_{CESat(AИT)} \quad (13)$$

Для силового коммутатора АИТ для схемы варианта 3 как при прямом, так и при обратном направлении передачи энергии одновременно проводят ток $n=2$ диода и $k=2$ IGBT транзистора, и величина статических потерь $P_{st(AIT)}^{(F)}(3)=P_{st(AIT)}^{(R)}(3)$ будет составлять

$$P_{st(AIT)}^{(F)}(3)=P_{st(AIT)}^{(R)}(3)=n \cdot I_{(AIT)} \cdot V_{F(AIT)} + k \cdot I_{(AIT)} \cdot V_{CEsat(AIT)} = 2 \cdot I_{(AIT)} \cdot V_{F(AIT)} + 2 \cdot I_{(AIT)} \cdot V_{CEsat(AIT)} \quad (14)$$

Наконец, для силового коммутатора АИТ для схемы варианта 4 при прямом направлении передачи энергии, одновременно проводят ток $n=1$ диода и $k=3$ IGBT транзистора, а при обратном $n=3$ – диода и $k=1$ IGBT транзистор и величина статических потерь $P_{st(AIT)}^{(F)}(4)$ и $P_{st(AIT)}^{(R)}(4)$ будет составлять соответственно

$$P_{st(AIT)}^{(F)}(4)=n \cdot I_{(AIT)} \cdot V_{F(AIT)} + k \cdot I_{(AIT)} \cdot V_{CEsat(AIT)} = 1 \cdot I_{(AIT)} \cdot V_{F(AIT)} + 3 \cdot I_{(AIT)} \cdot V_{CEsat(AIT)} \quad (15)$$

и

$$P_{st(AIT)}^{(R)}(4)=n \cdot I_{(AIT)} \cdot V_{F(AIT)} + k \cdot I_{(AIT)} \cdot V_{CEsat(AIT)} = 3 \cdot I_{(AIT)} \cdot V_{F(AIT)} + 1 \cdot I_{(AIT)} \cdot V_{CEsat(AIT)} \quad (16)$$

Поскольку величина мгновенного тока, протекающего через ключи коммутатора АИТ во всех четырех сравниваемых вариантах принята одинаковой и составляет $I_{(AIT)}$, величина статических потерь в ключах будет пропорциональна сумме падений напряжений на одновременно включенных приборах. Эти падения составят для соответствующих схем такие величины для прямого и обратного направлений:

$$\begin{aligned} V_{st(AIT)}^{(F)}(1) &= V_{st(AIT)}^{(R)}(1) = 4 \cdot V_{F(AIT)} + 2 \cdot V_{CEsat(AIT)}; & V_{st(AIT)}^{(F)}(2) &= 2 \cdot V_{F(AIT)} + 3 \cdot V_{CEsat(AIT)}; \\ V_{st(AIT)}^{(R)}(2) &= 4 \cdot V_{F(AIT)} + 1 \cdot V_{CEsat(AIT)}; & V_{st(AIT)}^{(F)}(3) &= V_{st(AIT)}^{(R)}(3) = 2 \cdot V_{F(AIT)} + 2 \cdot V_{CEsat(AIT)}; \\ V_{st(AIT)}^{(F)}(4) &= 1 \cdot V_{F(AIT)} + 3 \cdot V_{CEsat(AIT)}; & V_{st(AIT)}^{(R)}(4) &= 3 \cdot V_{F(AIT)} + 1 \cdot V_{CEsat(AIT)} \end{aligned} \quad (17)$$

Например, при использовании в качестве транзисторов приборов типа FZ250R65KE3 и в качестве диодов – приборов типа DD250S65K3 производства *Infineon* с предельными параметрами $V_{CES} = 6500V$, $I_{cnom} = 250A$ (характеристики этих диодов совпадают с характеристиками обратных диодов IGBT модуля FZ250R65KE3), можно найти, что при величине протекающего через прибор тока, равного I_{cnom} , величины падений напряжений составляют: $V_{F(AIT)} = 2,95 V$, $V_{CEsat(AIT)} = 3,7 V$. Тогда величины соответствующих падений напряжений будут равны:

$$\begin{aligned} V_{st(AIT)}^{(F)}(1) &= V_{st(AIT)}^{(R)}(1) = 4 \cdot 2,95 + 2 \cdot 3,7 = 19,2 V; & V_{st(AIT)}^{(F)}(2) &= 2 \cdot 2,95 + 3 \cdot 3,7 = 17 V, \\ V_{st(AIT)}^{(R)}(2) &= 4 \cdot 2,95 + 1 \cdot 3,7 = 15,5 V; & V_{st(AIT)}^{(AV)}(2) &= [V_{st(AIT)}^{(F)}(2) + V_{st(AIT)}^{(R)}(2)]/2 = 16,25 V; \\ V_{st(AIT)}^{(F)}(3) &= V_{st(AIT)}^{(R)}(3) = 2 \cdot 2,95 + 2 \cdot 3,7 = 13,3 V; & V_{st(AIT)}^{(F)}(4) &= 1 \cdot 2,95 + 3 \cdot 3,7 = 14,05 V; \\ V_{st(AIT)}^{(R)}(4) &= 3 \cdot 2,95 + 1 \cdot 3,7 = 12,55 V; & V_{st(AIT)}^{(AV)}(4) &= [V_{st(AIT)}^{(F)}(4) + V_{st(AIT)}^{(R)}(4)]/2 = 13,3 V. \end{aligned} \quad (18)$$

где $V_{st(AIT)}^{(AV)}(2)$, $V_{st(AIT)}^{(AV)}(4)$ – средние напряжения для режимов прямого и обратного направлений передачи энергии для второго и четвертого вариантов схем соответственно.

Видно, что варианты 1 и 2 заметно уступают вариантам 3 и 4 в смысле величин суммарных падений напряжений на одновременно проводящих ток ключах. Если принять за единицу максимальное значение суммарного падения на ключах для схемы варианта 1 (19,2 В), то для варианта 2 суммарное падение (среднее значение) составит относительную величину 0,846, а для вариантов 3, 4 – относительную величину 0,693.

Варианты 3 и 4 в вышеуказанном смысле близки между собой. Однако вариант 4 отличается меньшим количеством управляемых ключей и драйверов (6 вместо 8) и, следовательно, меньшей стоимостью комплекта силовых ключей.

В Таблице 1 представлены некоторые характеристики рассмотренных схем – общее число транзисторов и диодов силовых коммутаторов звена АИТ, число одновременно проводящих ключей для двух направлений передачи энергии, суммарное падение напряжения на одновременно проводящих ток ключах в обоих режимах, а также среднее значение этих падений напряжений (для случая, если время работы в одном режиме примерно равно времени работы во втором). Представлены также относительные значения суммарного падения напряжения, а также дана оценка стоимости вентильных комплектов (на конец апреля 2017 г.), с учетом оценки стоимости вентильного комплекта АИН. Видно, что с учетом стоимостных показателей наиболее эффективная схема – это схема с силовым коммутатором в звене АИТ с четырехквadrантным ключом в диагонали на основе двух встречно-последовательно соединенных IGBT с обратными диодами. Аналогичные выводы о наиболее эффективной схеме могут быть получены и для преобразователей с приборами и других производителей.

Таблица 1 – Сравнение показателей схем согласно вариантам 1 – 4.

№ с х е м ы	Количество ключей		Одновременно проводят, количество				Суммарное падение, В			Относительное суммарное падение	Оценочная стоимость	
	VD	VT	Прямая передача		Обратная передача		Прямая передача	Обратная передача	Среднее значение		USD	Относи- тельная
			VD	VT	VD	VT						
1	16	4	4	2	4	2	19,2	19,2	19,2	1,0	16000	1,0
2	4	5	2	3	4	1	17	15,5	16,25	0,846	10000	0,6
3	—	8	2	2	2	2	13,3	13,3	13,3	0,693	10000	0,6
4	—	6	1	3	3	1	14,05	12,55	13,3	0,693	8000	0,5

Список литературы: 1. Biao Zhao, Qiang Song, Wenhua Liu, and Yandong Sun. Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC–DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System. IEEE Transactions on Power Electronics, Year: 2014, Volume: 29, Issue: 8 Pages: 4091 - 4106. 2. В. Г. Сиченко, Є. М. Косарев, П. В. Губський і др. Дослідження режимів напруги в системі тягового електропостачання постійного струму/ Електрифікація транспорту, № 11. - 2016, с 61 - 70. 3. G. Ortiz, H. Uemura, D. Bortis, J. W. Kolar, O. Apeldoorn. Modeling of Soft-Switching Losses of IGBTs in High-Power High-Efficiency Dual-Active-Bridge DC/DC Converters. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 60, No. 2, pp. 587-597, February 2013. 4. P. A. M. Bezerra; F. Krismer; R. M. Burkart; J. W. Kolar. Bidirectional isolated non-resonant DAB DC-DC converter for ultra-wide input voltage range applications. 2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition Year: 2014 Pages: 1038 - 1044, DOI: 10.1109/PEAC.2014.7038003. 5. D. Bandeira Jr., I. Barbi. A T-Type Isolated Zero Voltage Switching DC–DC Converter With Capacitive Output. IEEE Transactions on Power Electronics, Year: 2017, Volume: 32, NO. 6, JUNE 2017 Pages: 4210 - 4218. 6. Гончаров Ю.П., Панасенко М.В., Семененко О.І., Хворост М.В. Статичні перетворювачі тягового рухомого складу: Навч. Посібник/За ред. Ю.П.Гончарова. - Харків: НТУ «ХПІ», 2007. - 192 с. 7. Мелешин В.И., Овчинников Д.А. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии - М.: Техносфера, 2011.- 576 с. 8. Fujii, K.; Koellensperger, P.; De Doncker, R.W.; "Characterization and Comparison of High Blocking Voltage IGBTs and IEGTs Under Hard-and Soft-Switching Conditions", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.23, no.1, pp.172-179, Jan. 2008. 9. Naayagi, R.T.; Shuttleworth, R.; Forsyth, A.I.; "Investigating the effect of snubber capacitor on high power IGBT turn-off," 1st International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES), 2011, pp.50-55, Jan. 2011. 10. Blinov, A.; Ivakhno, V.; Zamaruev and all "Experimental Verification of DC/DC Converter with Full-Bridge Active Rectifier" /IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp.5179-5184, 25-28 Oct. 2012. 11. A Mousavi, P. Das, and G. Moschopoulos. "A Comparative Study of a New ZCS DC–DC Full-Bridge Boost Converter With a ZVS Active-Clamp Converter". IEEE transactions on power electronics, VOL. 27, NO. 3, MARCH 2012. p.p 1347 - 1358. 12. В.В. Ивахно, В.В. Замаруев, Б.А. Стысло и др. О «критической» частоте преобразования двухзвенных преобразователей постоянного напряжения со звеном на основе инвертора тока / Електротехніка і електромеханіка – Харків: 2016. Спец. випуск №4(1) Том 1. с. 31-36. 13. Ивахно В.В., Замаруев В.В., Стысло Б.А. О возможности снижения динамических потерь в двухзвенном преобразователе постоянного напряжения с разделенной коммутацией/Проблемы современной электротехники – 2014, XIII Міжнародна науково-технічна конференція, 2-6 червня, 2014 Київ, Україна : Технічна електродинаміка. Інститут електродинаміки Національної академії наук України № 4, 2014 (июль/август) С. 84 – 86. 14. Сокол Е. И., Гончаров Ю.П., Ивахно В.В., и др. Использование разделенной коммутации в двухзвенных преобразователях постоянного напряжения для снижения динамических потерь силовых полупроводниковых ключей./ Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит = Energy saving. Power engineering. Energy audit. – 2014. – № 9. – Спец. вып. Т. 2 : Силовая электроника и энергоэффективность. – С. 55-69. 15. A. Chub, R. Kosenko, A. Blinov, V. Ivakhno, V. Zamaruev, B. Styslo. Full Soft-Switching Bidirectional Current-Fed DC-DC Converter/56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), 2015, pp.189-194, 14 Oct. 2015. 16. R. Kosenko, O. Husev and A. Chub, "Full soft-switching high step-up current-fed DC-DC converters with reduced conduction losses." 2015 IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Riga, 2015, pp. 170-175.

Bibliography (transliterated): 1. Biao Zhao, Qiang Song, Wenhua Liu, and Yandong Sun. Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC–DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System. IEEE Transactions on Power Electronics, Year: 2014, Volume: 29, Issue: 8 Pages: 4091 - 4106. 2. V. G. Sychenko, Y. M. Kosarev, P. V. Gubsky and all. Doslidzhennya rezhimiv naprugi v sistemі tyagovogo elektropostachannya postoiynogo strumu / Electrofocatsiya transportu, vol. 11. - 2016, p 61 - 70. 3. G. Ortiz, H. Uemura, D. Bortis, J. W. Kolar, O. Apeldoorn. Modeling of Soft-Switching Losses of IGBTs in High-Power High-Efficiency Dual-Active-Bridge DC/DC Converters. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 60, No. 2, pp. 587-597, February 2013. 4. P. A. M. Bezerra; F. Krismer; R. M. Burkart; J. W. Kolar. Bidirectional isolated non-resonant DAB DC-DC converter for ultra-wide input voltage range applications. 2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition Year: 2014 Pages: 1038 - 1044, DOI: 10.1109/PEAC.2014.7038003. 5. D. Bandeira Jr., I. Barbi. A T-Type Isolated Zero Voltage Switching DC–DC Converter With Capacitive Output. IEEE Transactions on Power Electronics, Year: 2017, Volume: 32, NO. 6, JUNE 2017 Pages: 4210 - 4218. 6. Honcharov Y.P., Panasencko M.V., Semenenko O.I., Hovorost M.V. Statichni peretvoryuvachi tyagovogo ruhomogo skladu: Navch. posibnyk/Za red. Y.P. Honcharova. - Харків: НТУ «ХПІ», 2007. - 192 p. 7. Meleshyn V.I., Ovchinnikov D.A. Upravlenie tranzistornymi preobrazovatelyami elektroenergii - M.: Technosfera, 2011.- 576 p. 8. Fujii, K.; Koellensperger, P.; De Doncker, R.W.; "Characterization and Comparison of High Blocking Voltage IGBTs and IEGTs Under Hard-and Soft-Switching Conditions", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.23, no.1, pp.172-179, Jan. 2008. 9. Naayagi, R.T.; Shuttleworth, R.; Forsyth, A.I.; "Investigating the effect of snubber capacitor on high power IGBT turn-off," 1st International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES), 2011, pp.50-55, Jan. 2011. 10. Blinov, A.; Ivakhno, V.; Zamaruev, V.; Vinnikov, D.; Husev, O. "Experimental Verification of DC/DC Converter with Full-Bridge Active Rectifier" /IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society , pp.5179-5184, 25-28 Oct. 2012. 11. A Mousavi, P. Das, and G. Moschopoulos. "A Comparative Study of a New ZCS DC–DC Full-Bridge Boost Converter With a ZVS Active-Clamp Converter". IEEE transactions on power electronics, VOL. 27, NO. 3, MARCH 2012. p.p 1347 - 1358. 12. V.V. Ivakhno, V.V. Zamaruev, B.A. Styslo, A.S. Yasko. О «kriticheskoy» chastote preobrazovaniya dvuhzvennyih preobrazovateley postoyannogo napryazheniya so zvenom na osnove invertora toka / Elektrotehnika i elektromehanika – Kharkiv: 2016. Spets. vipusk №4(1) Tom 1. p. 31-36. 13. V.V. Ivakhno, V.V. Zamaruev, B.A. Styslo O vozmozhnosti snizheniya dinamicheskikh poter v dvuhzvennom preobrazovatele postoyannogo napryazheniya s razdelennoy kommutatsiey / Problemy suchasnoi elektrotehniki – 2014, Kyiv, Ukraine: № 4, 2014 (July/August) p. 84 – 86. 14. Sokol Y.I., Honcharov Y.P., V.V. Ivakhno and all Using split switching in two-link DC-DC converters to reduce the dynamic loss of power semiconductor switches. / Energy-saving. Power engineering. Energy audit = Energy saving. Power engineering. Energy audit. – 2014. – № 9. – Spets. vyp. T. 2: Power Electronics and Energy Efficiency. – С. 55-69. 15. A. Chub, R. Kosenko, A. Blinov, V. Ivakhno, V. Zamaruev, B. Styslo. Full Soft-Switching Bidirectional Current-Fed DC-DC Converter/56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), 2015, pp.189-194, 14 Oct. 2015. 16. R. Kosenko, O. Husev and A. Chub, "Full soft-switching high step-up current-fed DC-DC converters with reduced conduction losses," 2015 IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), Riga, 2015, pp. 170-175.

Поступила 23.06.2017