

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

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

Б. А. СТЫСЛО, асп. НТУ «ХПИ»;

Д. В. ВИННИКОВ, д-р наук, проф. Таллиннского технического университета, Эстония;

А. И. ЧУБ, м.н.с., асп. Таллиннского технического университета, Эстония;

Р. А. КОСЕНКО, асп. Таллиннского технического университета, Эстония

ОБРАТИМЫЙ ДВУХЗВЕННЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С РАЗДЕЛЕННОЙ КОММУТАЦИЕЙ И С НЕИЗМЕННЫМ ЗНАКОМ ВХОДНОГО И ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЙ

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, в т.ч. солнечной, энергетики, аккумуляторных накопителях и т. п. Часто особенностью систем альтернативной энергетики является требование обратимости потока энергии от входа (например, солнечной панели с буферным накопителем на основе аккумуляторной батареи) на выход (например, в шину постоянного напряжения 400 В) и наоборот, при этом, очевидно, знаки входного и выходного напряжения неизменны. Для величин напряжений звена постоянного тока преобразователя (входной либо выходной цепей) менее 500 – 600 В в качестве управляемых ключей используют полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET).

Традиционными решениями DC/DC конвертеров, в течение нескольких десятилетий, является построение силового коммутатора первичного звена на основе автономного инвертора напряжения (АИН). Однако в последнее время вызывают повышенный интерес структуры DC/DC конвертеров, в которых первичное звено строится на основе т. наз. current-fed (CF) DC/DC конвертеров, силовой коммутатор которых остается традиционным, на основе MOSFET, а входная цепь дополнена последовательным дросселем. В ряде работ ([1], [2] и др.) показаны значительные преимущества таких решений над традиционными, поскольку позволяют обеспечить при минимизации числа дополнительных силовых компонентов режимы мягкой снабберной (soft-switching, SS) коммутации совместно с естественной коммутацией - включения в нулях напряжения ключей АИН (режим ZVS). В результате удается существенно снизить коммутационные потери, повысить частоту преобразования. Новейшие методы SS для CF DC-DC преобразователей используют активный выпрямитель на выходе [3] - [5], т.е. вторичное звено строится на основе АИН. Наличие АИН во вторичном звене делает схему обратимой, т.е. позволяет осуществлять обмен энергией между входом и выходом.

В работах [6] - [8] с участием авторов предложены и обоснованы структуры DC/DC конвертеров, в которых одно из звеньев строится на основе автономного инвертора тока (АИТ), а другое – на основе АИН. Специальный алгоритм управления силовыми ключами (алгоритм разделенной коммутации) для управляемых ключей АИН обеспечивает их естественное включение (режим ZVS) и их принудительное выключение; для управляемых ключей АИТ - естественное выключение (режим ZCS) и принудительное включение. Его суть заключается в создании временного интервала между моментом принудительного выключения ключа АИН и принудительного включения ключа АИТ. Установка параллельно ключам АИН снабберных конденсаторов ограничивает величину коммутационных потерь выключения; роль индуктивных снабберов включения ключей АИТ может выполнять индуктивность рассеяния силового разделительного трансформатора. Снабберы выключения ключей АИТ и включения ключей АИТ являются бездиссипативными, что, наряду с использованием режимов ZVS и ZCS в соответствующих звеньях преобразователя, позволяет повысить частоту преобразования до уровня, близкого к величине частоты преобразования резонансных схем двухзвенных преобразователей, но при отсутствии силового колебательного контура и малом числе вспомогательных силовых компонентов.

Среди особенностей DC/DC конвертеров с разделенной коммутацией следует отметить то, что при смене знака потока мощности меняется знак среднего выходного тока звена постоянного тока АИН и, соответственно, среднего напряжения звена постоянного тока АИТ, что делает невозможным непосредственно использовать структуру АИТ – трансформатор – АИН в качестве DC/DC конвертеров в случае, когда знаки средних напряжений входа и выхода не меняются при смене знака средней мощности (например, на входе установлена аккумуляторная батарея, а выход подключен к шине (сети) постоянного напряжения).

В работе [8] рассмотрен DC/DC конвертер, построенный согласно структуре: АИТ по мостовой схеме с входным дросселем – трансформатор – АИН по полумостовой схеме (активный выпрямитель) и предназначенный для преобразования входного напряжения фотопанели (30 В) в напряжение сети постоянного тока (400 В). Ключи АИТ представляют собой MOSFET с последовательным диодом, ключи АИН – также MOSFET. Алгоритм работы ключей – разделенная коммутация. Регулирование потока энергии от входа

преобразователя на выход осуществляется регулированием относительной длительности существования контура холостого хода в АИТ (временного интервала, при котором включены и проводят ток ключи инверторной стойки АИТ), на этом интервале энергия со входа на выход не передается. Номинальная мощность 275 Вт, частота преобразования 100 кГц, оценка КПД - 92.8% (при температуре переходов примененных MOSFET 125 °С). В этой же работе, а также в работе [9], указана возможность повышения КПД за счет снижения статических потерь в ключах АИТ – установка вместо диодов АИТ транзисторов MOSFET (оценка КПД - 97% при тех же прочих условиях) (см. рис. 1).

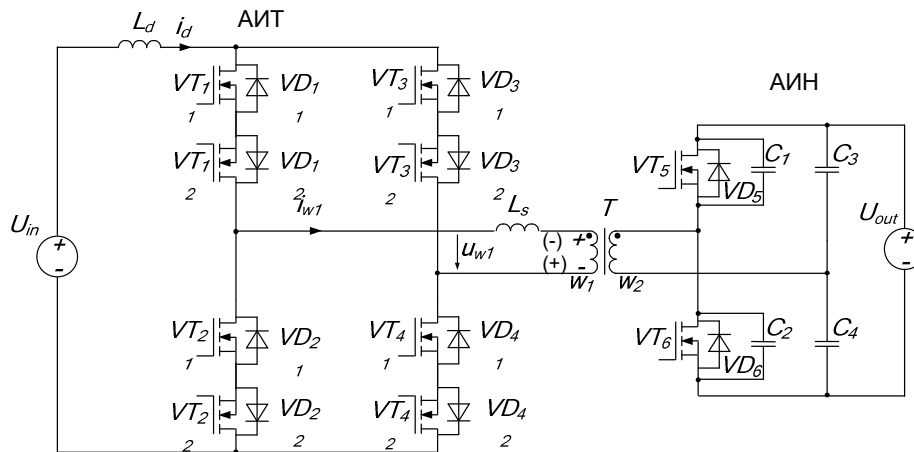


Рисунок 1. Схема обратимого преобразователя с неизменным знаком входного и выходного напряжений

При такой модификации схемы (диоды $VD_{12}, VD_{22}, VD_{32}, VD_{42}$ шунтированы транзисторными структурами $VT_{12}, VT_{22}, VT_{32}, VT_{42}$ соответственно), т.е. замены двухквadrантных ключей АИТ с обратной блокирующей способностью на полностью управляемые четырехквadrантные, помимо снижения статических потерь ключей, схема, при сохранении режимов ZVS и ZCS ключей АИН и АИТ, а также бездиссипативности соответствующих снабберов, приобретает новое качество – возможность обеспечить сохранение знака напряжения зажимов постоянного тока АИТ при смене знака тока дросселя (т.е. при смене направления потока энергии от входа преобразователя к выходу). Последнее позволяет использовать предлагаемое решение в соответствующих преобразователях. Цель данной работы – обоснование вышесказанного и подтверждение этого путем имитационного моделирования.

Работа преобразователя в режиме прямой передачи энергии со входа на выход. В состав преобразователя (рис.1) входят источник входного напряжения U_{in} , преобразователь первичного звена, построенный на базе АИТ, силовой разделительный трансформатор T , преобразователь вторичного звена, построенный на базе АИН, нагрузка (источник напряжения U_{out}). В состав АИТ входит входной фильтр (дроссель L_d) и силовой коммутатор по мостовой схеме на четырехквadrантных ключах $VT_{11} - VT_{42}, VD_{11} - VD_{42}$. В состав АИН входит силовой коммутатор по полумостовой схеме на двухквadrантных ключах $VT_5 - VT_6, VD_5 - VD_6$ и конденсаторы $C_3 - C_4$ емкостного делителя напряжения, выполняющие также функцию выходного фильтра; ключи АИН шунтированы снабберными конденсаторами C_1 и C_2 . В схеме присутствует также дроссель L_s , учитывающий приведенную к первичной стороне трансформатора индуктивность рассеяния трансформатора. Пусть параметры схемы (величины напряжений источников U_{in}, U_{out} и коэффициента трансформации трансформатора $K_T = w_2/w_1$) таковы, что $U_{in} < u_{w1}$.

На рисунке 2 представлены временные диаграммы работы преобразователя в режиме передачи энергии с входа на выход (от источника U_{in} в выходной источник напряжения U_{out}), в т.ч. сигналы управления – напряжения на затворах транзисторов ($u_{GVT_{11}} - u_{GVT_6}$). В этом режиме работа схемы напоминает работу схемы повышающего преобразователя, т.е. имеются интервалы накопления энергии во входном дросселе L_d и интервалы передачи энергии в нагрузку. На рис.3 представлены пути протекания тока на различных временных интервалах полупериода в этом режиме. За положительное направление тока транзистора принято направление от стока к истоку, для тока дросселя – в соответствии с рис. 1, а для тока обмотки трансформатора – в соответствии с рис. 3,а.

Пусть на интервале 1 передачи энергии в нагрузку включены $VT_{11}, VT_{12}, VT_{41}$ и VT_{42} , а также VT_5 и VD_5 , при этом $U_{in} < u_{w1}$, C_1 разряжен, C_2 заряжен до U_{out} , ток i_d падает.

По окончании этого интервала производится включение VT_{21} и VT_{22} . Ток обмотки w_1 падает к нулю, как и токи транзисторов VT_{41} и VT_{42} (окончание интервала 2). На этом интервале токи транзисторов VT_{21} и VT_{22} нарастают по модулю. На интервале 2 происходит перевод тока i_d с ключей VT_{41} и VT_{42} на ключи VT_{21} и VT_{22} (коммутация вентилей). Скорость спада тока выключающихся ключей ограничивается величиной приведенной к первичной стороне индуктивности рассеяния L_s , которая играет роль индуктивного снаббера включения

транзистора. Эффект сквозных токов дополнительно ограничивается, поскольку на интервале проводимости транзистора $VT12$ значительная (если не основная) доля тока ключа не протекает через диод

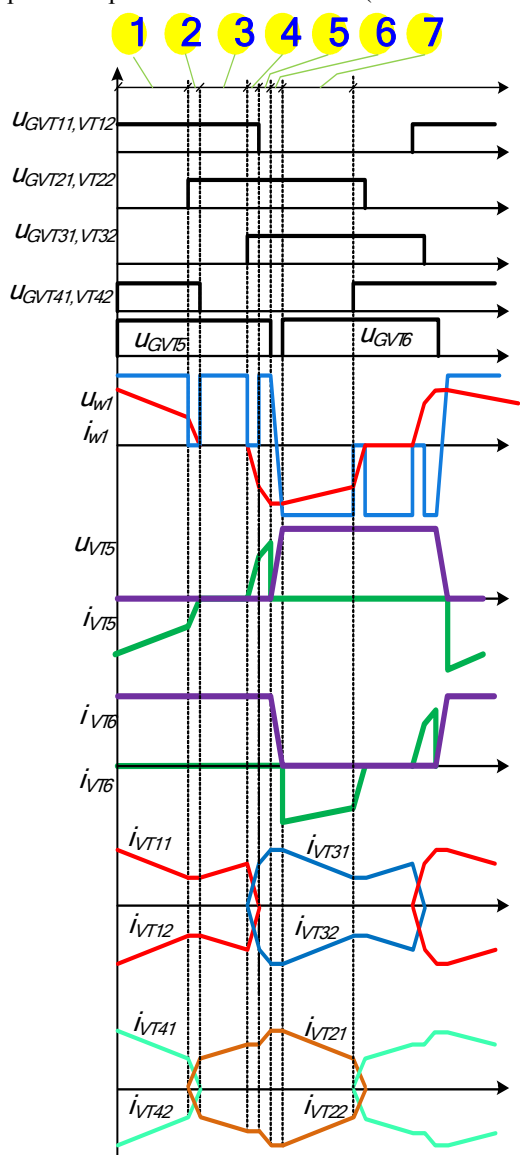


Рисунок 3. Временные диаграммы работы преобразователя в режиме передачи энергии с входа на выход

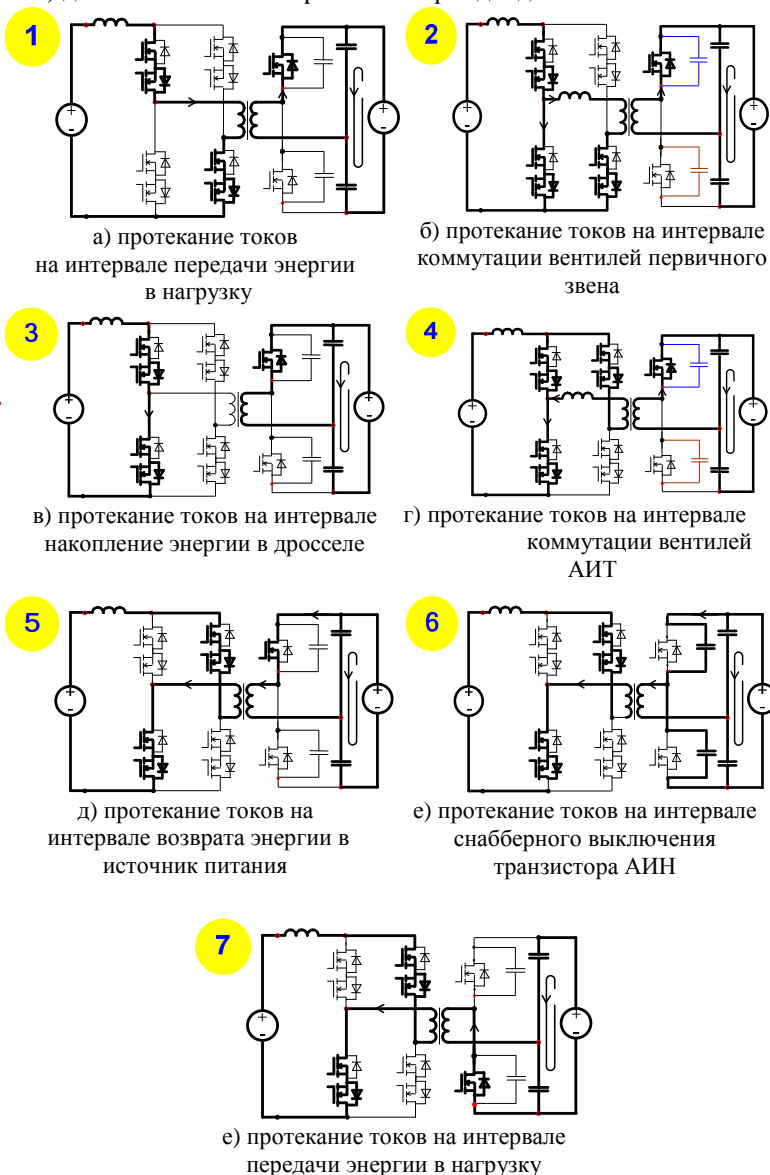


Рисунок 4. Пути протекания тока на различных временных интервалах полупериода в режиме передачи энергии от источника U_{in} в выходной источник напряжения U_{out}

$VD12$ и накопленный в структуре диода избыточный заряд может быть серьезно ограничен. В момент спада к нулю тока обмотки снимают управление транзисторов $VT41$ и $VT42$, они выключаются естественно, в режиме ZCS.

После спада к нулю тока обмотки напряжение на ней восстанавливается, поскольку к вторичной обмотке трансформатора через включенный транзистор $VT5$ приложено прежнее напряжение (обозначено на рис. 1). К диоду $VD42$ прикладывается обратное напряжение, а к транзистору $VT31$ - прямое.

На интервале 3 (интервал холостого хода) энергия в нагрузку не передается, а накапливается во входном дросселе, при этом ток дросселя возрастает (как в повышающих преобразователях).

По окончании интервала накопления включают транзисторы $VT31$, $VT32$, происходит коммутация (перевод тока) с транзисторов $VT11$, $VT12$ (интервал 4). Коммутация происходит аналогично интервалу 2. В результате транзисторы $VT11$, $VT12$ выключаются естественно, в режиме ZCS. Индуктивность рассеяния L_s ограничивает сквозные токи в контуре коммутации. В момент окончания перевода тока снимают управление с транзисторов $VT11$, $VT12$, а ток обмотки w_1 , как и w_2 , принимает знак, противоположный знаку соответствующего тока на интервале 1.

На интервале 5, поскольку напряжение на обмотке трансформатора знак не поменяло, происходит передача энергии от источника U_{out} источнику U_{in} . Ток ключа $VT5$ меняет знак, и диод $VD5$ закрывается. Интервал 5 имеет малую длительность.

В начале интервала 6 выключают транзистор $VT5$, током обмотки w_2 конденсатор $C1$ заряжается до U_{out} , а $C2$ разряжается до нуля, т.е. производится снабберная коммутация. По достижении напряжением транзистора $VT5$ величины U_{out} , а напряжением на $VT6$ - нуля включается диод $VD6$, и производят включение $VT6$ (в режиме ZVS); при этом напряжение u_{w1} поменяло знак на противоположный. На следующем полупериоде работы преобразования, включающий в себя интервал 7 передачи энергии в нагрузку, процессы происходят аналогично.

Работа преобразователя в режиме передачи энергии с выхода на вход. На рис. 5 представлены временные диаграммы работы преобразователя в режиме передачи энергии с выхода на вход (от источника U_{out} во входной источник напряжения U_{in}). В этом режиме работа схемы напоминает работу схемы понижающего преобразователя, т.е. имеются интервалы холостого хода и интервалы передачи энергии в нагрузку. В этом режиме ток дросселя имеет направление, противоположное направлению, показанному на рис. 1. На рис.6 представлены пути протекания тока на различных интервалах полупериода.

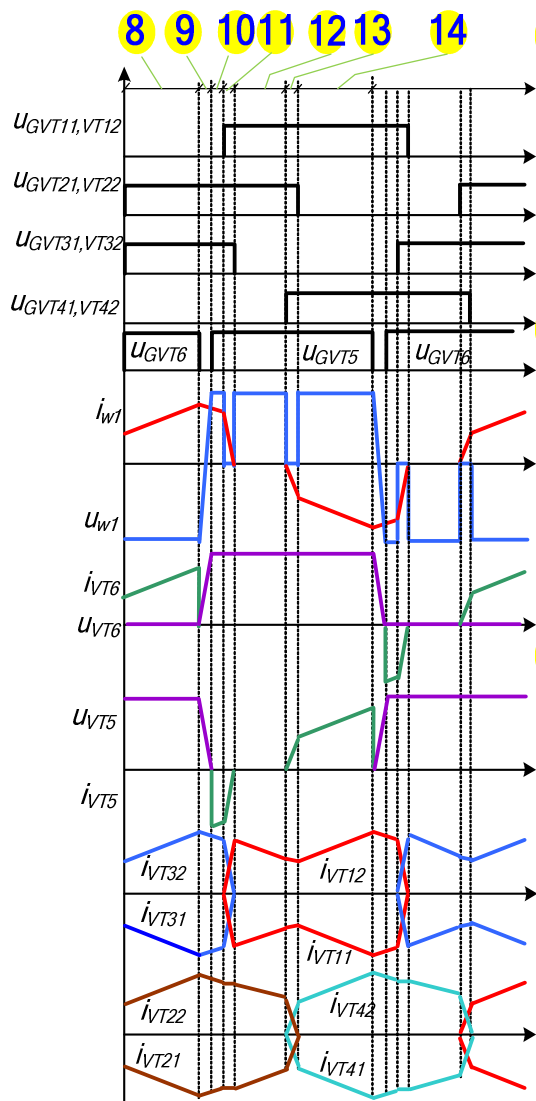


Рисунок 5. Временные диаграммы работы преобразователя в режиме передачи энергии с выхода на вход

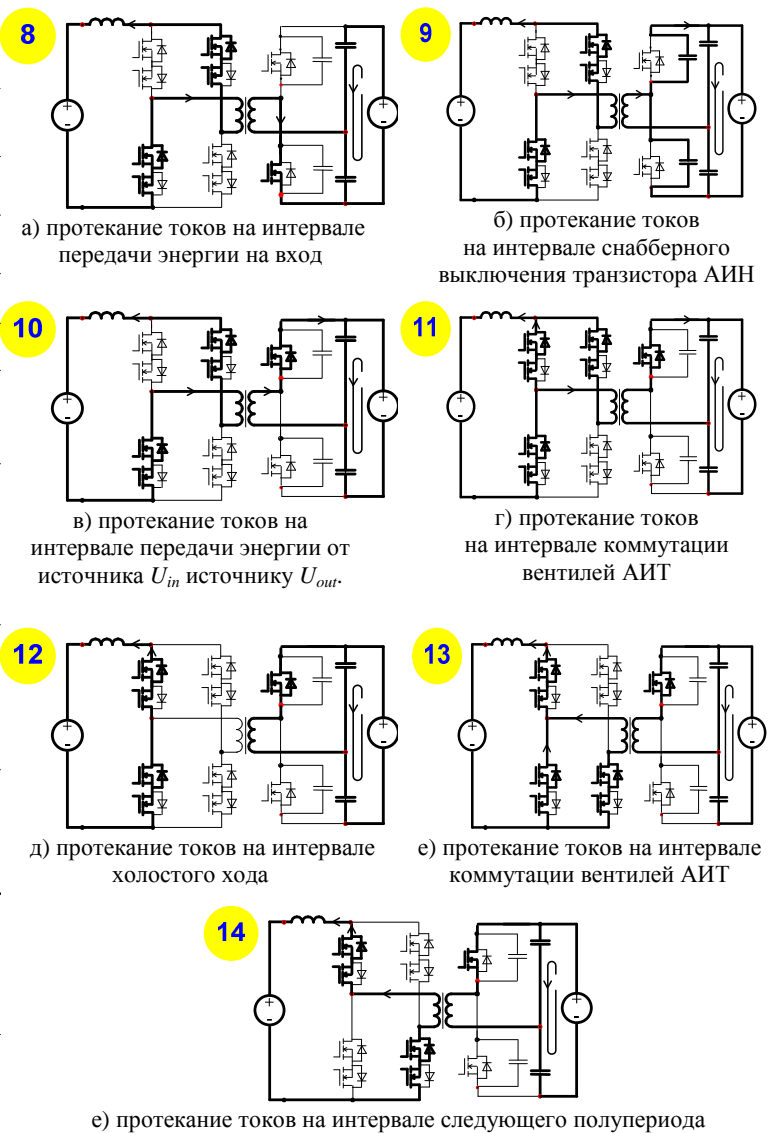


Рисунок 6. Пути протекания тока на различных временных интервалах полупериода в режиме передачи энергии от источника U_{out} во входной источник напряжения U_{in}

На интервале 8 передачи энергии в источник питания U_{in} включены $VT21$, $VT22$, $VT31$ и $VT32$, а также $VT6$, при этом $U_{in} < u_{w1}$, $C1$ заряжен до U_{out} , $C2$ разряжен, ток i_d нарастает, напряжение u_{w1} имеет полярность, показанную на рис. 1 в скобках.

В начале интервала 9 выключают транзистор VT_6 , током обмотки w_2 конденсатор C_2 заряжается до U_{out} , а C_1 разряжается до нуля, т.е. производится снабберная коммутация. В конце интервала, по достижении напряжением транзистора VT_6 величины U_{out} , а напряжением на VT_5 - нуля включается диод VD_5 , и производят включение VT_5 (в режиме ZVS); при этом напряжение u_{w1} поменяло знак на противоположный (показано на рис. 1 без скобок).

На интервале 10, поскольку напряжение на обмотке трансформатора поменяло знак, происходит передача энергии от источника U_{in} источнику U_{out} . Проводят ток VD_5 и VT_5 . Интервал 10 имеет малую длительность. На начале интервала 11 включают VT_{11} , VT_{12} , происходит коммутация (перевод тока) с транзисторов VT_{31} , VT_{32} в транзисторы VT_{11} , VT_{12} . В результате транзисторы VT_{31} , VT_{32} выключаются естественно, в режиме ZCS. Индуктивность рассеяния L_s ограничивает сквозные токи в контуре коммутации. В момент окончания перевода тока снимают управление с транзисторов VT_{31} , VT_{32} , а ток обмотки w_1 , как и w_2 , становится равным нулю.

На интервале 12 (интервал холостого хода) энергия во входной источник не передается, при этом ток дросселя спадает (как в понижающих преобразователях). Напряжение обмотки w_1 зафиксировано из-за включенного состояния транзистора VT_5 .

По истечении интервала холостого хода включают транзисторы VT_{41} и VT_{42} (интервал 13). Ток обмотки w_1 нарастает, как и токи транзисторов VT_{41} и VT_{42} , а ключей VT_{21} и VT_{22} - спадают (коммутация вентилей). Индуктивность рассеяния L_s ограничивает сквозные токи в контуре коммутации. В момент спада к нулю токов ключей VT_{21} и VT_{22} с них снимают управление, они выключаются естественно, в режиме ZCS.

По окончании интервала коммутации на интервале 14 следующего полупериода энергия передается от источника U_{out} во входной источник напряжения U_{in} , процессы на этом полупериоде происходят аналогично.

Как видно из рис. 3 и рис. 5, работа преобразователя в первом и втором режимах весьма сходны. Диаграммы работы в режиме передачи энергии с выхода на вход будут подобны диаграммам в режиме передачи энергии со входа на выход, если поменять направления токов и направление времени. В обоих режимах обеспечивается естественное включение (режим ZVS) и мягкое снабберное выключение ключей АИН и естественное выключение (режим ZCS) и мягкое снабберное включение ключей АИТ, т.е. потери в ключах весьма близки к статическим.

Результаты моделирования. В работе было проведено имитационное моделирование процессов в преобразователе в двух установившихся режимах: при передаче энергии в нагрузку (рис. 7) и на вход (рис 8).

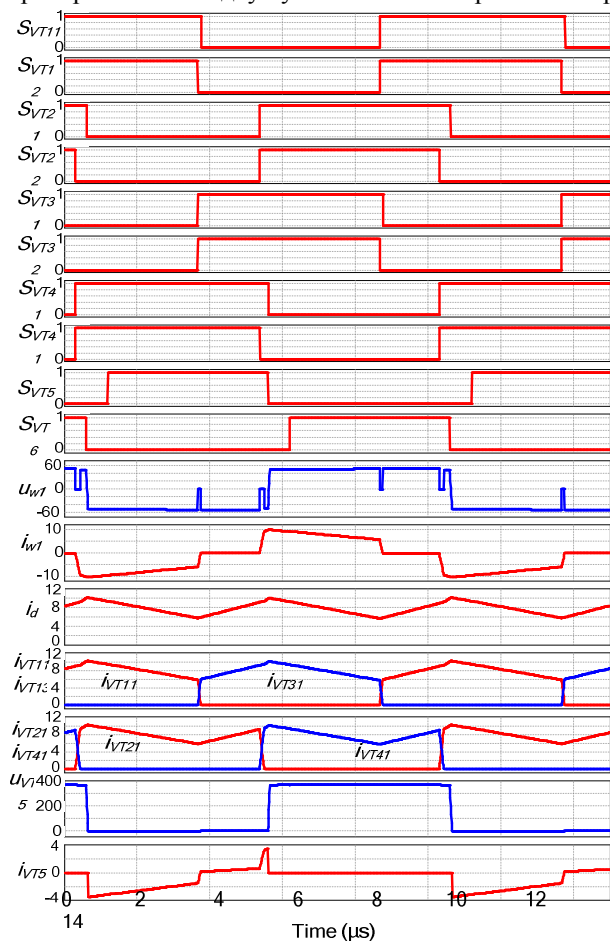


Рисунок 7. Машинограммы процессов в преобразователе при передаче энергии со входа к выходу

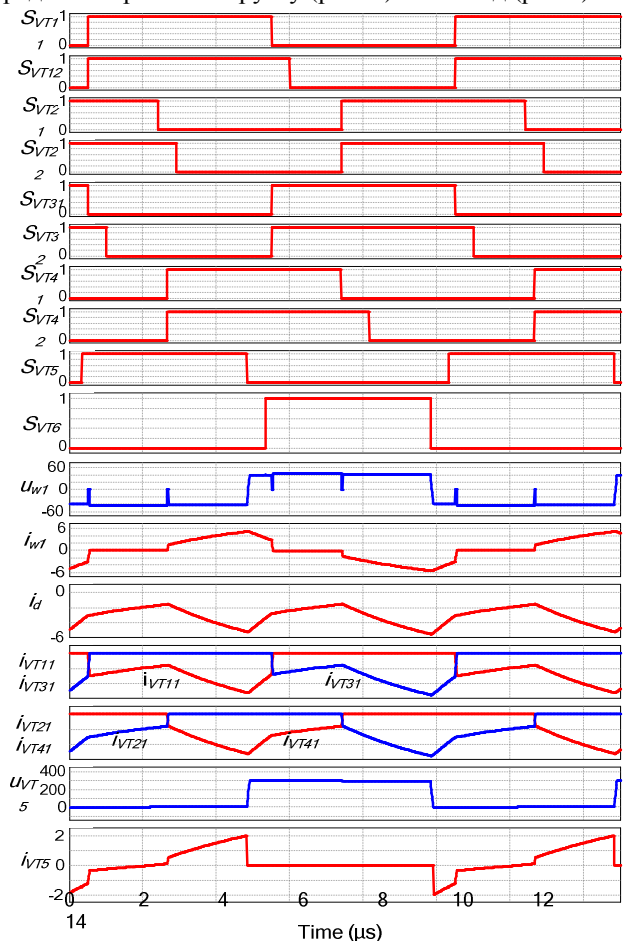


Рисунок 8. Машинограммы процессов в преобразователе при передаче энергии с выхода ко входу

Моделирование производилось в пакете PSIM 9. Символами $S_{11} - S_6$ обозначены коммутационные функции сигналов управления соответствующих транзисторов (единичное значение соответствует включающему транзистор сигналу, нулевое - выключающему). Величины напряжений указаны в вольтах, токов - в амперах. При моделировании было принято: $U_{in}=30$ В (15 В), $U_{out}=350$ В (300 В) (в скобках указаны величины напряжений при симуляции в режиме передачи энергии с выхода на вход), величина средней мощности на входе 240 Вт в режиме передачи энергии на выход и 45 Вт - на вход, частота преобразования 100 кГц. Величина индуктивности входного дросселя $L_d=15$ мкГн, индуктивности рассеяния трансформатора, приведенной к первичной обмотке $L_s=380$ нГн, величина коэффициента трансформации $K_T=w_2/w_1=3,5$, величины емкостей снабберных конденсаторов $C_1=C_2=265$ пФ, конденсаторов емкостного делителя напряжения АИН $C_3=C_4=1$ мкФ. Видно, что результаты имитационного моделирования вполне адекватны теоретическим предположкам.

Выводы. В работе описана схема и алгоритм управления силовыми ключами обратимого двухзвенного преобразователя постоянного напряжения в постоянное с трансформаторной гальванической развязкой (DC-DC конвертера). Первичное звено представляет собой автономный инвертор тока по мостовой схеме на полевых транзисторах, вторичное - полумостовой автономный инвертор напряжения также на полевых транзисторах. Специальный алгоритм управления ключами преобразователя (алгоритм разделенной коммутации) обеспечивает естественное (в нулях напряжения) включение и мягкое (снабберное) выключение транзисторов инвертора напряжения и естественное (в нулях тока) выключение и мягкое включение транзисторов инвертора тока. Обосновано, что при использовании в качестве ключей инвертора тока четырехквadrантных ключей (встречно-последовательно соединенные полевые транзисторы), помимо снижения статических потерь в ключах инвертора тока и сохранения преимуществ разделенной коммутации в смысле практического отсутствия динамических потерь в ключах, преобразователь позволяет обеспечить передачу энергии также с выхода на вход без изменения знака среднего напряжения на входе инвертора тока. Представлены результаты имитационного моделирования процессов в пакете PSIM 9 для преобразователя с входным напряжением (30 - 15 В), выходным (300 - 350) В, мощностью 275 Вт с частотой преобразования 100 кГц, подтверждающие теоретические предположки.

Благодарность. Данная научно-исследовательская работа была частично финансирована Министерством образования и науки Эстонии (проекты SF0140016s11 и PUT744).

Список литературы: 1. Rathore, A.K.; Prasanna, U. "Comparison of soft-switching voltage-fed and current-fed bi-directional isolated Dc/Dc converters for fuel cell vehicles" 2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), pp.252-257, 28-31 May 2012. 2. Mohr, M.; Fuchs, F.W. "Voltage Fed and Current Fed Full Bridge Converter for the Use in Three Phase Grid Connected Fuel Cell Systems" CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC 2006. , vol.1, pp.1-7, 14-16 Aug. 2006. 3. Pan Xuewei; Rathore, A.K.; Prasanna, U.R. "Novel Soft-Switching Snubberless Naturally Clamped Current-Fed Full-Bridge Front-End-Converter-Based Bidirectional Inverter for Renewables, Microgrid, and UPS Applications" IEEE Transactions on Industry Applications, vol.50, no.6, pp.4132-4141, Nov.-Dec. 2014. 4. Nayanasiri, D.R.; Foo, G.H.B.; Vilathgamuwa, D.M.; Maskell, D.L. "A Switching Control Strategy for Single- and Dual-Inductor Current-Fed Push-Pull Converters" IEEE Transactions on Power Electronics, vol.30, no.7, pp.3761-3771, July 2015. 5. Pan Xuewei; Rathore, A.K. "Naturally Clamped Soft-Switching Current-Fed Three-Phase Bidirectional DC/DC Converter" IEEE Transactions on Ind. Electron., vol.62, no.5, pp.3316-3324, May 2015. 6. 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. 7. Blinov, A.; Ivakhno, V.; Zamaruev, V.; Vinnikov, D.; Husev, O. "A novel high-voltage half-bridge converter with phase-shifted active rectifier" 2012 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), pp.956,959, 19-21 March 2012. 8. Blinov, A.; Vinnikov, D.; Ivakhno, V., "Full soft-switching high step-up DC-DC converter for photovoltaic applications," 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), pp.1,7, 26-28 Aug. 2014. 9. Kosenko R, Husev O, Chub A. "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),pp 1-6, May 2015.

Поступила (received) 30.08.2015