

УДК 621.314

ВОЛЬТОДОБАВОЧНЫЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ РЕЗОНАНСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ИЗМЕНЯЕМОЙ СТРУКТУРОЙ ДЛЯ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Осипов Александр Владимирович¹,
ossan@mail.ru

Ярославцев Евгений Витальевич²,
yaroslavtsev@tpu.ru

Буркин Евгений Юрьевич²,
burkin@mail.ru

Свиридов Виталий Владимирович²,
vsviridov@yandex.ru

¹ Томский университет систем управления и радиоэлектроники,
Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.

² Национальный исследовательский Томский политехнический университет,
Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 30.

Актуальность. Качество геофизических исследований во многом определяется системой электропитания геофизических приборов, которая, в частности, должна гарантировать бесперебойность энергообеспечения за счет питания от аккумуляторной батареи. Особенную актуальность бесперебойность питания имеет при исследовании наклонных и пологих скважин, требующих применения автономных геофизических приборов. Эксплуатация силового преобразователя, питающего геофизический прибор, производится в условиях высоких температур, при существенно затрудненных условиях отвода тепловых потерь, что ставит задачу увеличения КПД преобразования в ряд наиболее актуальных. В этой связи применение вольтодобавочных топологий, преобразующих неполный поток энергии, является энергетически оправданным, так как система энергоснабжения не требует гальванической развязки. Однако жесткая коммутация транзисторов в такой схеме приводит к существенному росту динамических потерь, что делает актуальной разработку резонансного вольтодобавочного преобразователя.

Цель работы: создание резонансного вольтодобавочного преобразователя с повышенным КПД и исследование его энергетических и частотных характеристик.

Методы исследования: основаны на общих положениях теории электрических цепей, теории алгебраических уравнений, вычислительных методах и использовании современных инструментальных систем и методов математического моделирования.

Результаты. Рассмотрен резонансный мостовой DC–DC преобразователь с вольтодобавочным звеном в режиме стабилизации выходного напряжения при питании от аккумулятора и режиме заряда аккумулятора в реверсном режиме. Показана эффективность схемы вольтодобавочного преобразователя при узком диапазоне изменения напряжения аккумулятора. Существенное влияние на характеристики преобразователя оказывает способ регулирования; установлено, что широтно-импульсное регулирование инвертором с частотной подстройкой обеспечивает минимальные значения рабочих токов, а соответственно, максимальное значение КПД. Подстройка рабочей частоты необходима для обеспечения мягкого включения транзисторов, так как формирует необходимое направление тока, отпирающее обратные диоды включаемых транзисторов. При этом коммутационные процессы, протекающие в инверторе и выпрямителе резонансного преобразователя, и условия обеспечения мягкого включения различны. Показана невозможность вольтодобавочной схемы ограничивать выходной ток при перегрузках, для чего предложено изменение структуры вольтодобавочного преобразователя при помощи дискретных ключей. Проведена экспериментальная проверка полученных результатов, сделаны выводы, обсуждены полученные результаты.

Ключевые слова:

Электропитание геофизических приборов, энергетическая эффективность, резонансный преобразователь, вольтодобавочный преобразователь, мягкая коммутация.

Введение

Целью геофизических исследований является изучение геологического разреза скважин и их технического состояния, в этой связи особенную сложность вызывают исследования наклонно-направленных скважин, которые считаются одним из наиболее перспективных направлений в освоении трудноизвлекаемых запасов и находят все большее использование [1–3]. Технология исследования сильно пологих и горизонтальных скважин основана в первую очередь на использовании автономных геофизических приборов, доставляемых с помощью бурового инструмента, поэтому обеспечение их бес-

перебойного питания за счет включения в систему питания аккумулятора часто является необходимым условием работы. К энергоэффективности силового преобразователя предъявляются жесткие требования, которые продиктованы как ограниченным объемом пространства, занимаемого геофизическим прибором в скважине, так и сложными условиями съема тепловых потерь, что требует существенного повышения КПД преобразования. Таким образом, требования к характеристикам DC–DC преобразователей в системах электропитания постоянно повышаются, что заключается в минимизации массы и повышении КПД. При отсут-

ствии необходимости в гальванической развязке и при диапазоне изменения входного напряжения, согласованном с уровнем выходного напряжения, реализация энергетического канала питания нагрузки от аккумулятора может быть выполнена на основе непосредственных [4–6] или вольтодобавочных инверторно-трансформаторных преобразователей [7, 8]. Улучшение энергетических характеристик вольтодобавочного преобразователя обусловлено тем, что высокочастотному преобразованию подвергается только часть потока энергии входного источника. При этом величина преобразуемой мощности определяется диапазоном регулирования, что существенно уменьшает рабочие токи и статические потери в преобразователе. Однако жесткая коммутация транзисторов вызывает дополнительные потери, а также является фактором, сдерживающим повышение частоты преобразования. Кроме того, вызывает проблемы реализация ограничения выходного тока преобразователя при перегрузках, что необходимо для преобразования энергии аккумулятора, являющегося источником ЭДС.

Другим способом повышения КПД является уменьшение коммутационных потерь транзисторов за счет применения резонансных преобразователей, построенных по топологии DAB (Dual Active Bridge) с последовательным LC контуром, которые неоднократно анализировались в ряде отечественных [9–13] и зарубежных [14–20] работ. Протекание в резонансном контуре синусоидального тока, синфазного с напряжением, создает условия, необходимые для обеспечения мягкой коммутации транзисторов, однако необходим синтез способа регулирования, сохраняющего режим мягкого включения транзисторов во всем диапазоне. В частности, показано, что режим мягкой коммутации в резонансном преобразователе с широтно-импульсным регулированием может быть получен только при адаптивной частотной подстройке, существенно увеличивающейся по мере уменьшения нагрузки, причем указанное увеличение частоты может доходить до неприемлемых на практике значений.

Таким образом, целью настоящей работы является анализ вольтодобавочной топологии резонансного вольтодобавочного преобразователя, определение его энергетических и регулировочных характеристик, обеспечение ограничения выходного тока при перегрузках.

Вольтодобавочный резонансный преобразователь в режиме стабилизации выходного напряжения

Схема исследуемого вольтодобавочного резонансного преобразователя приведена на рис. 1, а. Инвертор, построенный по мостовой схеме на транзисторах $VT1$ – $VT4$, генерирует прямоугольное напряжение с частотой, равной резонансной частоте контура, образованного дросселем L и конденсатором C , в результате чего в резонансном контуре начинает протекать синусоидальный ток, синфазный с напряжением. Ток в резонансном контуре являет-

ся общим для инвертора и выпрямителя. Выпрямитель, построенный на транзисторах $VT5$ – $VT8$, работает синхронно с инвертором, что обеспечивает обратное преобразование и формирование необходимой вольтодобавки к входному напряжению. В рассматриваемой топологии вольтодобавочного преобразователя напряжение аккумулятора должно быть меньше напряжения нагрузки, т. к. MOSFET транзисторы являются ключами с обратной проводимостью, поэтому преобразователь может работать только в повышающем режиме. Соответственно коэффициент трансформации преобразователя может быть определен по выражению

$$K_{\text{тр}} = \frac{U_{\text{AB min}}}{U_{\text{вых}} - U_{\text{AB min}}} \quad (1)$$

и обеспечивает требуемое выходное напряжение при минимальном напряжении аккумулятора, в этом случае обеспечивается максимальная вольтодобавка (рис. 1, б). По мере роста напряжения аккумулятора величина требуемой вольтодобавки, формируемой выпрямителем, уменьшается, что реализуется путем широтно-импульсного регулирования напряжения инвертора. Регулирование реализуется путем фазового опережения управляющих импульсов транзисторов регулируемой стойки инвертора $VT1$, $VT2$ относительно нерегулируемой $VT3$, $VT4$. В результате чего на такте управления появляется интервал закороченного состояния выхода инвертора и меняется ширина импульса напряжения, прикладываемого к колебательному контуру. При этом транзисторы выпрямителя переключаются синхронно с током нагрузки, что обеспечивает резонанс; диаграммы работы преобразователя при различных значениях напряжения аккумулятора показаны на рис. 1, б–г. Можно отметить, что в процессе регулирования происходит перераспределение напряжений между мостовыми преобразователями, при этом величина тока контура не зависит от напряжения аккумулятора, так как определяется величиной нагрузки.

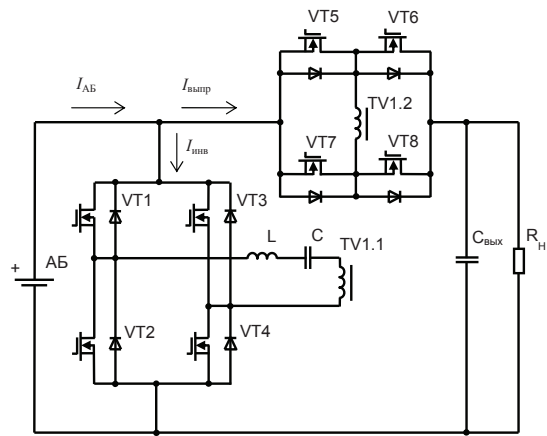
Для оценки эффективности выбранной топологии следует рассмотреть режим работы системы электропитания геофизических приборов, заключающийся в ограничении определенного значения выходной мощности, уровень которой определяется максимальным током аккумулятора $I_{\text{AB max}}$ и его минимальным напряжением $U_{\text{AB min}}$

$$P_{\text{вых max}} = U_{\text{AB min}} I_{\text{AB max}}.$$

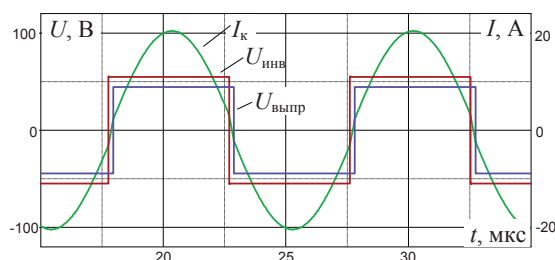
Соответственно при максимальном напряжении аккумулятора, близком к выходному напряжению, разрядный ток аккумулятора не будет превышать максимального тока нагрузки

$$I_{\text{AB}} = \frac{I_{\text{AB max}}}{\sigma U_{\text{AB}}} = I_{\text{н max}},$$

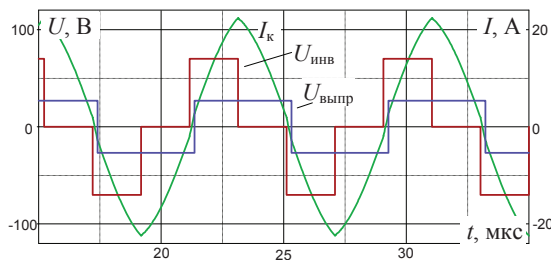
где σU_{AB} – относительный диапазон изменения напряжения аккумулятора. Таким образом, можно определить максимальные значения токов транзисторов мостовых преобразователей.



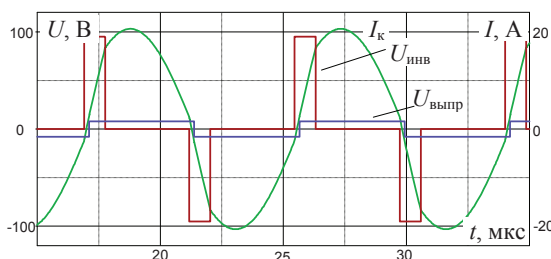
a/a



б/б
 $U_{AB}=60 \text{ В/V}, T=9,85 \text{ мкс/ус}, \gamma=1$



в/в
 $U_{AB}=70 \text{ В/V}, T=8 \text{ мкс/ус}, \gamma=0,5$



г/г
 $U_{AB}=94 \text{ В/V}, T=8,55 \text{ мкс/ус}, \gamma=0,2$

Рис. 1. Вольтодобавочный резонансный преобразователь (а), диаграммы его работы при номинальной нагрузке $R_n=12 \text{ Ом}, L=15 \text{ мкГн}, C=0,17 \text{ мкФ}$ (б–г)

Fig. 1. Boost type series resonant converter (a), time diagrams at $R_n=12 \text{ Ohm}, L=15 \text{ μH}, C=0,17 \text{ μF}$ (b–d)

Максимальный ток транзисторов выпрямителя равен току нагрузки, т. к. выпрямитель находится в резонансе

$$I_{VT_{\text{выпр}}} = \frac{\pi}{2} I_{\text{вых}},$$

ток транзисторов инвертора может быть найден через коэффициент трансформации

$$I_{VT_{\text{инв}}} = \frac{I_{VT_{\text{выпр}}}}{K_{\text{тр}}} = \frac{\pi}{2} I_{\text{вых}} \frac{U_{\text{вых}} - U_{AB \text{ min}}}{U_{AB \text{ min}}} = \frac{\pi}{2} I_{\text{вых}} (\sigma U_{AB} - 1).$$

Можно заключить, что значение тока инвертора определяется диапазоном регулирования преобразователя, соответственно энергетически преобразователь наиболее выгоден при узком диапазоне регулирования, при $\sigma U_{AB} \rightarrow 1$. Таким образом, токи транзисторов определяются нагрузкой, а не максимальным током аккумулятора. Кроме того, напряжение, прикладываемое к транзисторам выпрямителя, не превышает значения $U_{\text{вых}} - U_{AB}$, что также подтверждает эффективность преобразователя именно в узком диапазоне регулирования.

Регулировочная характеристика для представленного преобразователя может быть получена из равенства мощностей инвертора и выпрямителя

$$U_{\text{выпр}} \frac{I_{1k}}{\pi} K_{\text{тр}} = U_{AB} \frac{I_{1k}}{\pi} \int_0^{\pi-\varphi} \sin(\omega t) d\omega t;$$

$$U_{\text{выпр}} = \frac{1}{K_{\text{тр}}} U_{AB} \sin^2 \left(\frac{\pi}{2} - \varphi \right) = \frac{1}{K_{\text{тр}}} U_{AB} \cos^2 \varphi,$$

где I_{1k} – амплитуда первой гармоники тока контура, $\varphi = \pi(1-\gamma)$. Учитывая, что $U_{\text{вых}} = U_{AB} + U_{\text{выпр}}$, регулировочная характеристика

$$U_{\text{вых}}(\gamma) = U_{AB} \left(1 + \frac{1}{K_{\text{тр}}} \cos^2 \varphi \right).$$

При стабилизации выходного напряжения и изменении напряжения аккумулятора характеристика примет вид (рис. 2, а)

$$U_{AB}(\gamma) = \frac{U_{\text{вых}}}{1 + \frac{1}{K_{\text{тр}}} \cos^2 \varphi} = \frac{U_{\text{вых}}}{1 + \frac{1}{K_{\text{тр}}} \sin^2 \frac{\pi\gamma}{2}}, \quad (2)$$

Особенностью резонансных преобразователей является адаптивная подстройка частоты в процессе регулирования, обеспечивающая сохранение резонансного режима работы, минимизацию рекуперации энергии и повышения КПД. Величину частотной подстройки можно определить из угла сдвига основных гармоник тока инвертора и его напряжения, который равен углу регулирования

$$\text{tg}(\varphi) = \frac{\omega L - 1/\omega C}{R_{\text{ac}}},$$

где R_{ac} – сопротивление выпрямителя по переменному току. Следует учитывать, что в вольтодобавочной схеме активное сопротивление выпрямителя по переменному току зависит от напряжения аккумулятора

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} K_{тр}^2 \frac{U_{выпр}}{I_{вых}} = \frac{8}{\pi^2} K_{тр}^2 \frac{U_{вых} - U_{AB}}{I_{вых}} =$$

$$= \frac{8}{\pi^2} K_{тр}^2 R_H \left(\frac{U_{вых} - U_{AB}}{U_{вых}} \right).$$

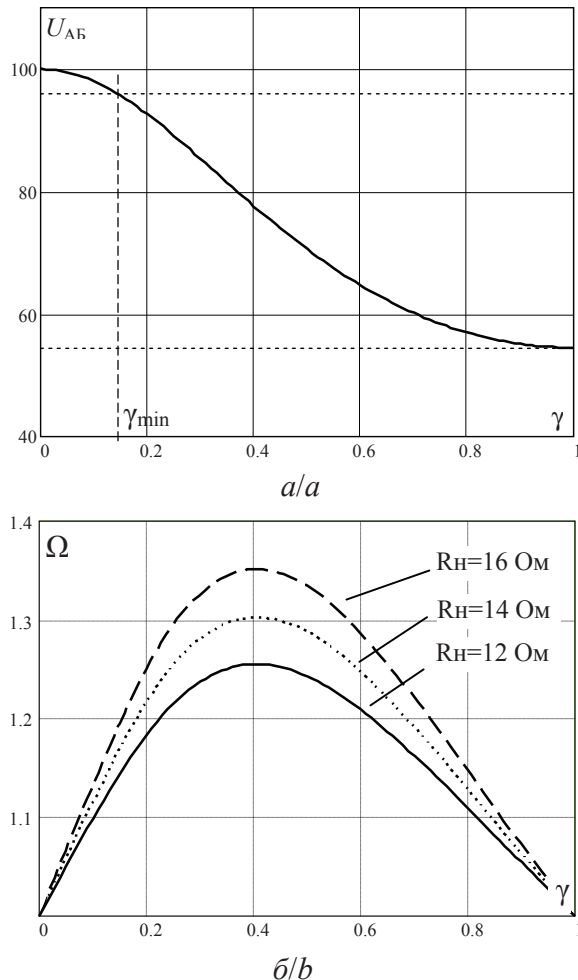


Рис. 2. Регулировочная характеристика (а) и характеристика частотной подстройки при различных сопротивлениях нагрузки (б) при $U_{out}=100$ В, $U_{ABmin}=55$ В, $K_{тр}=1,2$

Fig. 2. Adjustment characteristic (a) and characteristic of frequency tuning at various load resistances (b) at $U_{out}=100$ V, $U_{ABmin}=55$ V

Таким образом, угол сдвига гармоник можно выразить

$$\operatorname{tg}(\varphi) = \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{\omega L - 1/\omega C}{R_H} \cdot \frac{1}{K_{тр}^2} \cdot \frac{U_{вых}}{U_{вых} - U_{AB}} =$$

$$= \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega} \cdot \frac{\rho}{R_H} \cdot \frac{1}{K_{тр}^2} \cdot \frac{U_{вых}}{U_{вых} - U_{AB}}.$$

Полученное выражение совместно с регулировочной характеристикой (2) позволяет получить зависимость

$$\operatorname{tg}(\varphi) = \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega} \cdot \frac{\rho}{R_H} \cdot \frac{1}{K_{тр}^2} \cdot \left(1 + \frac{K_{тр}}{\cos^2 \varphi} \right),$$

которая связывает величину частотной подстройки Ω с глубиной регулирования при стабилизации выходного напряжения (рис. 2, б). Следует отметить, что частотная подстройка в вольтодобавочной схеме резонансного преобразователя не увеличивается монотонно с уменьшением длительности импульса напряжения, а имеет максимум, величина которого зависит от нагрузки. Это обусловлено увеличением добротности в процессе регулирования, которая в вольтодобавочных схемах не является постоянной.

Рассмотрены коммутационные процессы в инверторе и выпрямителе резонансного преобразователя. Условием мягкого включения транзисторов является переход преобразователя в режим рекуперации после выключения транзистора, что инициирует перезаряд паразитных емкостей транзисторов стойки моста. Однако важной особенностью схемы является то, что в инверторе и выпрямителе преобразователя эти процессы происходят по-разному. Отличаются также и условия возникновения перезаряда паразитных емкостей транзисторов, обеспечивающие формирование нулевого напряжения на включаемом транзисторе. Для мягкого включения транзистора инвертора предварительное выключение соседнего по стойке транзистора необходимо произвести до перехода тока резонансного контура через ноль, что обеспечивает разряд емкости включаемого транзистора током, протекающим в прежнем направлении.

Мягкое включение транзисторов выпрямителя осуществляется иначе. В этом случае из-за использования MOSFET транзисторов в инверсном режиме (режиме активного выпрямителя) перезаряд паразитных емкостей транзисторов до смены направления тока невозможен, так как в этом случае ток выключаемого транзистора шунтируется обратным диодом. Поэтому выключение транзисторов необходимо производить после смены направления тока контура. Таким образом, благоприятное включение транзисторов происходит при опережающем ток напряжении инвертора и при отстающем от тока напряжении выпрямителя. Соответственно напряжение выпрямителя должно отставать от напряжения инвертора, что достигается введением фиксированной временной задержки управляющих импульсов транзисторов выпрямителя относительно инвертора (рис. 2).

Вольтодобавочный резонансный преобразователь в режиме заряда аккумулятора

При наличии на выходной шине питающего напряжения разряд аккумулятора не требуется и вольтодобавочный преобразователь может осуществлять заряд аккумулятора за счет работы в реверсивном режиме. В этом случае мостовые преобразователи меняются функциями, вольтодобавочный мост VT5–VT8 является инвертором, который формирует переменное напряжение амплитудой, равной $U_{вых} - U_{AB}$, а мост, подключенный к аккумулятору VT1–VT4, – выпрямителем, напряжение

которого всегда U_{AB} . При этом как и в режиме разряда энергия поступает на аккумулятор, как по переменному току, так и непосредственно по цепи постоянного тока (рис. 3, а).

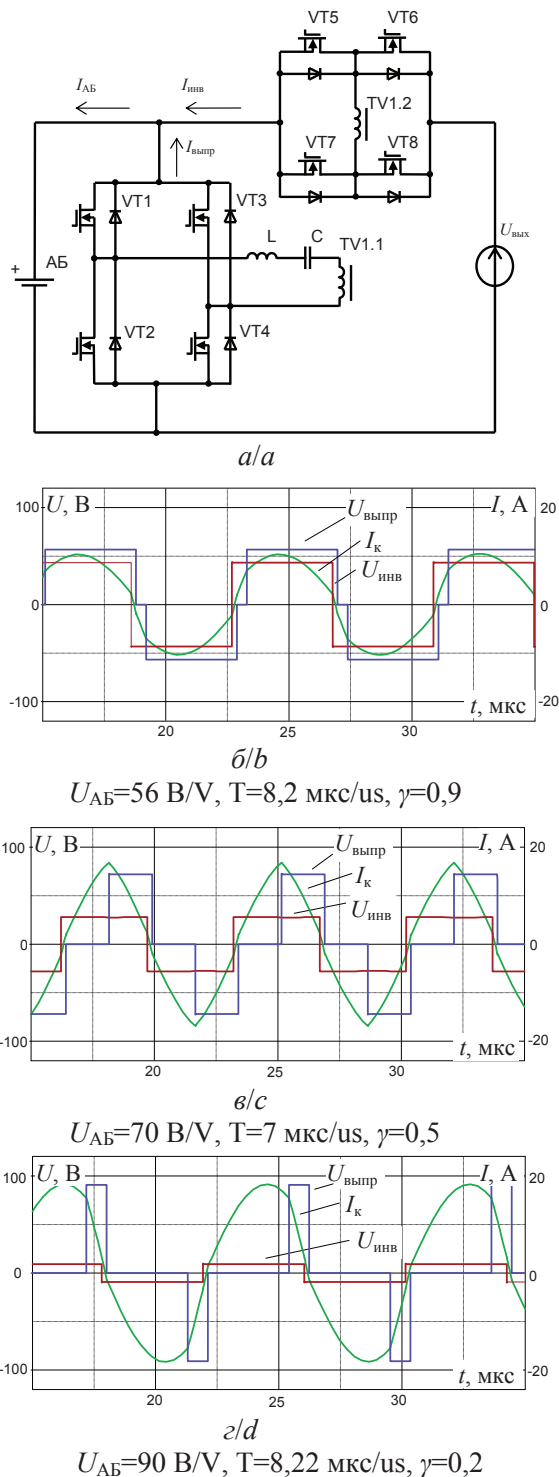


Рис. 3. Вольтодобавочный резонансный преобразователь (а), и диаграммы его работы в режиме стабилизации тока заряда аккумулятора $I_{AB}=8$ А при $U_{вх}=100$ В (б–г)

Fig. 3. Boost type series resonant converter (а), time diagrams in the mode of stabilization of the battery charge current at $I_{ab}=8$ A, $U_{in}=100$ V (б–г)

Учитывая, что коэффициент трансформации в схеме остался прежним (1), минимальное напряжение аккумулятора в режиме заряда будет соответствовать $\gamma=1$. По мере заряда аккумулятора и роста его напряжения напряжение выпрямителя уменьшается, поэтому преобразователь начинает работать в режиме повышения напряжения, что достигается широтно-импульсным регулированием напряжения выпрямителя; диаграммы работы показаны на рис. 3, б, г. Следует отметить, что в режиме разряда тот же самый мост выполняет функции регулируемого инвертора. Регулирование осуществляется аналогично режиму разряда путем фазового сдвига управляющих импульсов транзисторов одной стойки выпрямителя относительно другой, с образованием интервалов закороченного состояния выпрямителя.

Реализация регулирования в режиме заряда аккумулятора существенно отличается от регулирования в разрядном режиме из-за необходимости обеспечения мягкого включения транзисторов. Прежде всего это проявляется в том, что регулирование осуществляется передним фронтом напряжения выпрямителя (рис. 3, б, г), т. е. реализуется переходом выпрямителя из закороченного состояния в режим активного выпрямления. Именно при такой последовательности смены состояний выпрямителя выключаемый транзистором ток будет положительным (встречным обратному диоду), что приведет к перезаряду паразитных емкостей транзисторов регулируемой стойки и созданию условий мягкого включения.

Такой способ регулирования реализуется запаздыванием фазы управляющих импульсов транзисторов регулируемой стойки $VT1, VT2$ относительно нерегулируемой $VT3, VT4$, т. е. в направлении, противоположенном режиму разряда. Мягкое включение транзисторов нерегулируемой стойки выпрямителя $VT3, VT4$ возможно только при их коммутации после смены направления тока резонансного контура, который перезаряжает их паразитные емкости. Так же, как и в режиме разряда, напряжение инвертора должно опережать напряжение выпрямителя, что достигается сдвигом управляющих импульсов на определенный угол, достаточный для протекания процессов коммутации. Диаграммы работы при различных напряжениях аккумулятора при стабилизации зарядного тока на уровне 8А показаны на рис. 3, б, г.

Распределение составляющих зарядного тока зависит от глубины регулирования преобразователя. При минимальном напряжении аккумулятора ($\gamma \rightarrow 1$) соотношение составляющих тока заряда определяется коэффициентом трансформации, ток резонансного контура при этом минимален, как и мощность заряда. По мере роста напряжения U_{AB} длительность импульсов напряжения выпрямителя уменьшается, что перераспределяет токи в преобразователе, большая часть зарядного тока начинает протекать по постоянной составляющей, ток резонансного контура растет, т. к. увеличивается

зарядная мощность. Максимальное значение напряжения U_{AB} соответствует максимальному току резонансного контура, однако фактически весь зарядный ток в этом случае поступает в аккумулятор по постоянной составляющей. Таким образом, увеличение тока контура сопровождается уменьшением энергии, передаваемой через звено переменного тока.

Таким образом, в режиме заряда аккумулятора условия обеспечения мягкой коммутации и способ реализации регулирования существенно отличаются от условий разрядного режима, при этом в режиме разряда фазовый сдвиг регулируемой стойки положительный, а в режиме заряда отрицательный.

Режим работы резонансного преобразователя при токовых перегрузках

При функционировании системы энергообеспечения геофизических приборов могут быть режимы кратковременных перегрузок, при возникновении которых преобразователь переходит в режим ограничения выходного тока. В таком режиме вы-

ходное напряжение может быть существенно меньше входного, что невозможно реализовать в вольтодобавочной схеме (рис. 1, а) из-за обратных диодов выпрямителя. Поэтому в схему преобразователя введен дискретный ключ SA1, размыкание которого при перегрузке позволяет изменить структуру преобразователя, переводя его из вольтодобавочного в режим классического резонансного преобразователя по топологии двойного моста (Dual Active Bridge), схема преобразователя показана на рис. 4, а.

Особенностью полученной при разомкнутом ключе SA1 схемы преобразователя является устойчивость к токовым перегрузкам. При скачкообразном увеличении нагрузки преобразователь не может быстро подстроить частоту, выходит из резонанса, а полученная при этом реактивная составляющая импеданса резонансного контура препятствует развитию аварийного тока, значение которого определяется выражением

$$I_{\text{fault}} = U_{AB} \sin \frac{\pi \gamma_{\text{fault}}}{2} \cdot \frac{1}{\omega_{\text{fault}} L - 1/\omega_{\text{fault}} C},$$

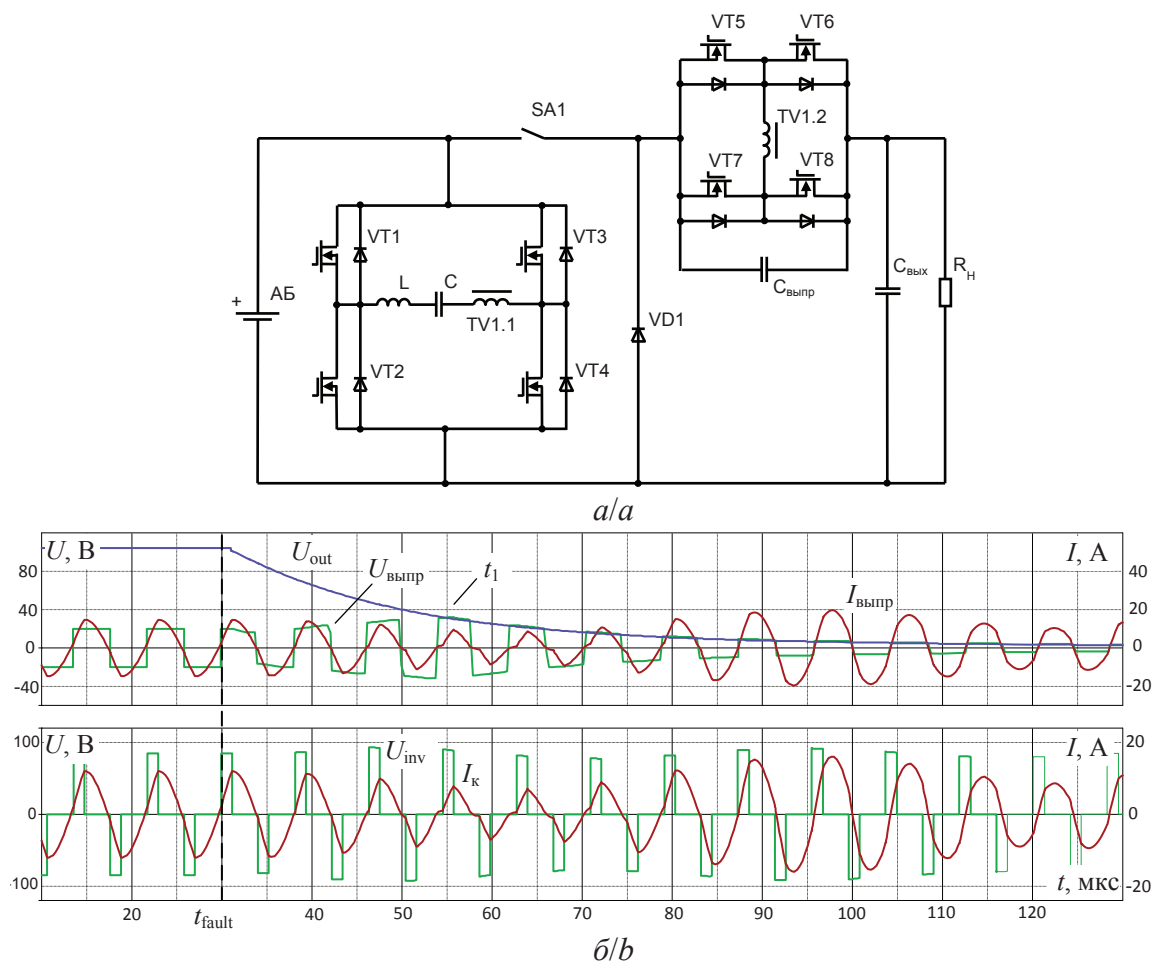


Рис. 4. а) вольтодобавочный резонансный преобразователь с ограничением выходного тока; б) переходный процесс при скачкообразном увеличении нагрузки с 12 до 0,2 Ом

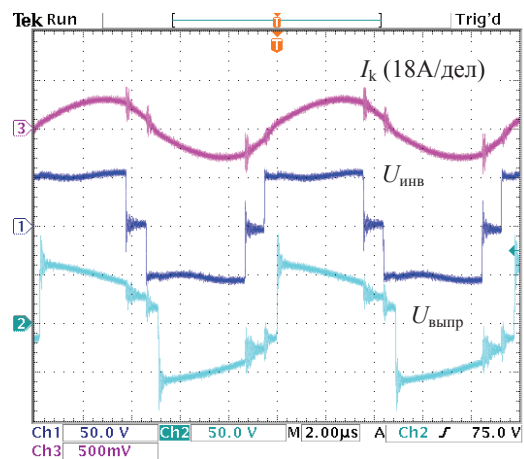
Fig. 4. а) boost type series resonant converter with output current limitation; б) transient process with a sudden increase in load from 12 to 0,2 Ohm

где t_{fault} – длительность импульсов напряжения, подаваемого на контур в момент перегрузки; ω_{fault} – частота в момент перегрузки. На рис. 4, б показан переходный процесс при коротком замыкании нагрузки с 12 до 0,2 Ом, изменение нагрузки и размыкание ключа SA1 происходит в момент времени t_{fault} .

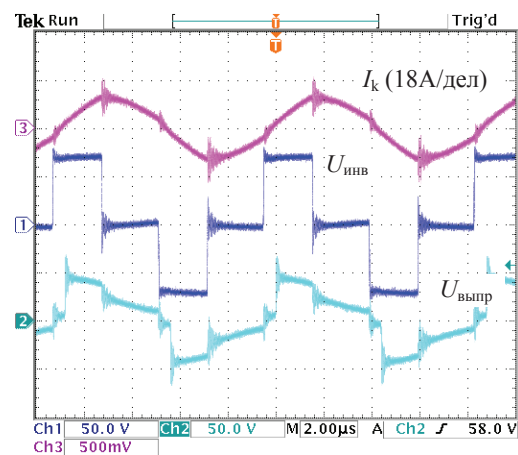
В момент времени t_{fault} , после размыкания ключа SA1, прекращается питание нагрузки преобразователем, так как напряжение выходного фильтра выше напряжения выпрямителя, поэтому выходной ток выпрямителя начинает медленно заряжать фильтр выпрямителя $C_{\text{выпр}}$. В то же время выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ экспоненциально уменьшается с постоянной времени $\tau_1 = R_{\text{fault}} - C_{\text{выпр}}$. В момент времени t_1 напряжение нагрузки становится равным напряжению выпрямителя, и с этого момента преобразователь начинает питать нагрузку. Уменьшение напряжения выпрямителя приводит к увеличению добротности резонансного контура согласно характеристике (рис. 2, б, а), соответственно, к сдвигу первых гармоник тока резонансного контура и напряжения инвертора на угол, близкий к $\pi/2$, так как активная составляющая импеданса нагрузки инвертора фактически отсутствует. На рис. 4, б можно заметить, что до изменения нагрузки t_{fault} преобразователь находился в квазирезонансном режиме, а после окончания переходного процесса присутствует интервал рекуперации. В таком режиме инвертор не потребляет активной мощности от аккумулятора, ток которого равен нулю. Восстановление номинальной нагрузки автоматически приводит к восстановлению выходного напряжения. Таким образом, режим параметрического токоограничения за счет фазового сдвига тока контура относительно напряжения является важным свойством резонансного преобразователя, существенно повышающим его устойчивость к перегрузкам.

Результаты эксперимента вольтодобавочного резонансного преобразователя

Для экспериментальной проверки полученных результатов был спроектирован макетный образец исследуемого вольтодобавочного резонансного преобразователя. Преобразователь выполнен на транзисторах IRFP4668, применен согласующий трансформатор с коэффициентом трансформации $K_{\text{тр}}=1$ на магнитопроводе ELP38 феррит N87. Резонансный контур представляет собой дроссель, индуктивностью $L=9$ мкГн на магнитопроводе ELP38 с зазором $g=1$ мм феррит N87, и резонансный конденсатор, состоящий из 5 конденсаторов K78–26–1000В–0,047 мкФ, с общей емкостью $C=0,235$ мкФ. На рис. 5, а, б приведены осциллограммы тока резонансного контура, напряжения инвертора и напряжения первичной обмотки трансформатора, подключенного к выпрямителю при стабилизации выходно-



a/a
 $U_{\text{AB}}=50 \text{ В/В}, \gamma=0,9$



б/б
 $U_{\text{AB}}=75 \text{ В/В}, \gamma=0,46$

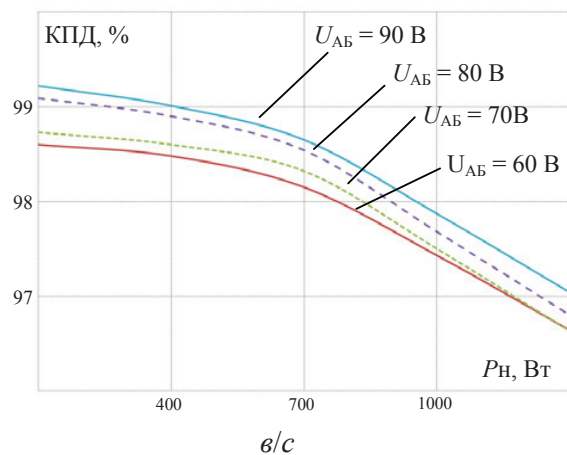


Рис. 5. Осциллограммы выходного напряжения инвертора и тока резонансного контура (а, б), КПД преобразователя (в)

Fig. 5. Oscillograms of the output voltage of the inverter and the current of the resonant circuit (a, b), converter efficiency (c)

го напряжения $U_{\text{вых}}=100$ В, сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}}=12$ Ом, входном напряжении $U_{\text{AB}}=50$ В, $\gamma=0,9$ (рис. 5, а) и $U_{\text{AB}}=75$ В, $\gamma=0,46$ (рис. 5, б). Осциллограммы подтверждают сделанные в работе выводы. Показано, что переключение транзисторов нерегулируемой стойки инвертора до перехода тока резонансного контура через ноль приводит к изменению выходного напряжения инвертора, что свидетельствует о перезаряде паразитных емкостей переключаемой пары транзисторов, а соответственно, и об их мягком включении. Транзисторы выпрямителя, наоборот, включаются после перехода тока контура через ноль, что достигается запаздыванием по управлению на 400 нс. Следует отметить существенные искажения формы напряжения первичной обмотки трансформатора, вызванные наличием индуктивности рассеяния трансформатора, являющейся составляющей резонансного контура наряду с резонансным дросселем.

Проведены измерения КПД преобразователя на цифровом анализаторе мощности IntegraVision PA2200 Series Power Analyzers фирмы KEYSIGNT, позволяющем определять энергетические параметры устройств преобразовательной техники с погрешностью до 0,5 %. Зависимость КПД преобразователя от выходной мощности представлена на рис. 5, в. Можно отметить отсутствие зависимости КПД от напряжения аккумулятора, что объясняется тем, что ток резонансного контура определяется током нагрузки и не зависит от глубины регулирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аппаратура и оборудование для геофизических исследований нефтяных и газовых скважин. Справочник / А.А. Молчанов, В.В. Лаптев, В.Н. Моисеев, Р.С. Челокьян. – М.: Недра, 1987. – 263 с.
2. Геофизические исследования скважин / В.М. Добрынин, Б.Ю. Вендельштейн, Р.А. Резванов, А.Н. Африкан. – М.: ФГУП Изд-во «Нефть и газ» РГУ нефти и газа им. И.М. Губкина, 2004. – 400 с.
3. Савич А.Д. Геофизические исследования горизонтальных скважин. Состояние и проблемы // НТВ «Каротажник». – 2010. – Вып. 2. – С. 16–37.
4. Диксон Р.К., Михальченко Г.Я., Михальченко С.Г., Рускин В.А., Семенов С.М. Вопросы линеаризации математической модели преобразователя напряжения, применяемого в системах электропитания, работающих на основе возобновляемых источников энергии // Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов. – 2017. – Т. 328. – № 1. – С. 89–99.
5. Mikhalchenko S.G., Apasov V.I. Applying a mathematical model for determining power section ratings of a buck-boost converter // 17th International Conference on micro/nanotechnologies and electron devices. – Erlagol, Russia, 2016. – P. 507–511.
6. Mikhalchenko G., Mikhalchenko S. Bifurcation behavior in multi-parallel interleaved buck converter // International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2015. – Omsk, Russia, 2015. – P. 7147147.
7. An AC-link Bidirectional DC-DC Converter with Synchronous Rectifier / Toshiro Hirose, Keisuke Nishimura, Takayuki Kimu-

Заключение

Главное преимущество вольтодобавочного резонансного преобразователя состоит в существенном увеличении КПД, который является одним из основных показателей преобразователя, питающего геофизические приборы. В процессе работы удалось одновременно снизить как статические потери в транзисторах за счет применения вольтодобавочной схемы, так и динамические потери за счет резонансного режима работы, позволяющего получить мягкое включение транзисторов. Существенное усложнение управления преобразователем, связанное с необходимостью частотной подстройки по фазовому рассогласованию и введением фиксированного фазового сдвига между инвертором и выпрямителем, в настоящее время не является серьезной проблемой в связи с активным развитием вычислительной техники. Получены аналитические зависимости, связывающие требуемую частотную подстройку с величиной нагрузки.

Важным результатом работы является исследование режимов рекуперации энергии в представленном резонансном преобразователе, что позволило реализовать режим заряда аккумулятора. Показано, что в этом режиме стабилизация зарядного тока производится регулируемым выпрямителем, разработан способ регулирования по переднему фронту напряжения выпрямителя, обеспечивающий мягкое включение транзисторов. С другой стороны, учитывая, что, как правило, зарядные токи аккумулятора гораздо меньше разрядных, к энергетическим показателям режима заряда не предъявляется жестких требований.

- ra, Hirofumi Matsuo // 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. – Glendale, AZ, USA, 7–10 November 2010. – P. 261–267.
8. Mirsamadi M., Taherbaneh M., Rezaie A.H. Efficiency improvement of a DC-DC converter used in Series-Connected Boost Converters // Electrical Power & Energy Conference (EPEC). – Halifax, NS, Canada, 25–27 August 2010. – P. 5697196.
9. Розанов Ю.К., Никифоров А.А. Высокочастотная коммутация электрических цепей с резонансными контурами – перспективное направление преобразовательной техники // Электротехника. – 1990. – № 6. – С. 20–28.
10. Глебов Б.А., Жигачев В.А. Мостовой резонансный DC/DC-преобразователь с фазовым управлением силовыми транзисторами // Практическая силовая электроника. – 2015. – № 1 (57). – С. 29–35.
11. Огородников Д.Н., Ярославцев Е.В. Анализ однофазного параллельного резонансного инвертора со стабилизированным квазисинусоидальным выходным напряжением // Известия томского политехнического университета. – 2009. – Т. 315. – № 4. – С. 120–124.
12. Земан С.К., Казанцев Ю.М., Осипов А.В. Согласование параметров индуктора и преобразователя частоты с помощью последовательно-параллельного резонансного контура // Индукционный нагрев. – 2013. – № 2. – С. 25–32.
13. Земан С.К., Осипов А.В. Многоячейковые регулируемые резонансные преобразователи частоты с многозонной модуляцией в системах высокочастотного индукционного нагрева // Электротехника. – 2006. – № 4. – С. 49–56.
14. Chen W., Rong P., Lu Z.Y. Snubberless bidirectional DC-DC converter with new CLLC resonant tank featuring minimized switch-

- ing loss // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2010. – V. 57. – № 9. – P. 3075–3086.
15. Minimum current operation of bidirectional dual-bridge series resonant DC/DC converters / L. Corradini, D. Seltzer, D. Bloomquist, R. Zane, D. Maksimovic, B. Jacobson // IEEE Trans. Power Electron. – 2012. – V. 27. – № 7. – P. 3266–3276.
16. De Doncker R.W.A.A., Divan D.M., Kheraluwala M.H. A three phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high power applications // IEEE Transaction on Industry Applications. – 1991. – V. 27. – № 1. – P. 63–73.
17. Jang Y., Jovanovic M.M. A New PWM ZVS Full-Bridge Converter // IEEE Trans. Power Electron. – 2007. – V. 22. – P. 987–994.
18. Mikhalchenko S.G., Stolyarova A.A. Analysis of Resonant Converters at Wide Input Voltage Range // 17th International conference on micro/nanotechnologies and electron devices. – Erlagol, Russia, 2016. – P. 512–517.
19. Oggier G.G., Garcia G.O., Oliva A.R. Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses // IEEE Trans. Power Electron. – 2009. – V. 24. – № 7. – P. 1826–1838.
20. Watson R., Lee F.C. Analysis, design and experimental results of a 1-kW FB-ZVS-PWM converter employing magamp secondary side control // IEEE Trans. Ind. Electron. – 1998. – V. 45. – № 5. – P. 806–814.

Поступила 27.10.2017 г.

Информация об авторах

Осипов А.В., кандидат технических наук, старший научный сотрудник НИИ Космических технологий Томского университета систем управления и радиоэлектроники.

Ярославцев Е.В., кандидат технических наук, доцент отделения электронной инженерии Инженерной школы неразрушающего контроля и безопасности Национального исследовательского Томского политехнического университета.

Буркин Е.Ю., кандидат технических наук, доцент отделения электронной инженерии Инженерной школы неразрушающего контроля и безопасности Национального исследовательского Томского политехнического университета.

Свиридов В.В., заведующий лабораторией отделения электронной инженерии Инженерной школы неразрушающего контроля и безопасности Национального исследовательского Томского политехнического университета.

UDC 621.314

BOOST TYPE SERIES RESONANT CONVERTER WITH FLEXIBLE STRUCTURE FOR POWER SUPPLIES**Aleksandr V. Osipov¹,**
ossan@mail.ru**Evgeniy V. Yaroslavtsev²,**
yaroslavtsev@tpu.ru**Evgeniy Yu. Burkin²,**
burkin@mail.ru**Vitaliy V. Sviridov²,**
vsviridov@yandex.ru¹ Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics,
40, Lenin Avenue, Tomsk, 634050, Russia.² National Research Tomsk Polytechnic University,
30, Lenin Avenue, Tomsk, 634050, Russia.

Relevance. Geophysical research quality highly depends on power supply system, which, in its turn, has to provide uninterrupted power, for instance by means of accumulator battery. Specifically, continuity of supply is important for borehole logging during directional drilling which requires autonomous (self-powered) equipment. Converter powering geophysical equipment operates at high temperatures, where heat removal is impeded, makes the enhancement of the converter efficacy of utter importance. In that regard boost type topologies converting a part of a total power flow are preferred, especially in non-isolated power supply systems. However hard commutation in such topologies impairs an efficiency thus justifying development of boost type resonant converter.

The aim of the research is to develop resonant boost type converter of high efficiency and to investigate one's power and control properties.

Methods: electrotechnique fundamentals, linear equations theory, along with the modern simulation software, computational and mathematical modeling techniques.

Results. The authors have analysed DC–DC resonant bridge converter with the boost link in voltage regulation mode powered by the battery as well as in a battery charge mode. The paper demonstrates high efficiency of a narrow battery voltage range. The control mode has substantial influence on operating parameters. Variable frequency PWM keeps relatively low value of operating current thus providing maximum efficiency. Frequency variation required to stay in soft commutation mode by guaranteeing current direction at turn-on instance. Soft commutation transitions are however different for the inverter and synchronous rectifier. Inability of boost topology to limit output current at overload is shown and topological solution is proposed to overcome it using auxiliary switches. The results are proven using hardware prototype. The paper introduces the conclusions as well as discussion of the results.

Key words:

Geophysical equipment power supply, energy efficiency, resonant converter, boost converter, soft commutation.

REFERENCES

1. Molchanov A.A., Laptev V.V., Moiseev V.N., Chekolyan R.S. *Apparatura i oborudovanie dlya geofizicheskikh issledovaniy neftyanyykh i gazovyykh skvazhin. Spravochnik* [Equipment for geophysical studies of oil and gas wells. Directory]. Moscow, Nedra Publ., 1987. 263 p.
2. Dobrynin V.M., Vendelshteyn B.Yu., Rezvanov R.A., Afrikan A.N. *Geofizicheskie issledovaniya skvazhin* [Well logging]. Moscow, Neft i gaz Publ. RGU nefti i gaza im. I. M. Gubkina, 2004. 400 p.
3. Savich A.D. *Geofizicheskie issledovaniya gorizontalnykh skvazhin. Sostoyanie i problemi* [Geophysical studies of horizontal wells. Status and problems]. NTV «Karatzhnik», 2010, vol. 2, pp. 16–37.
4. Dixon R.C., Mikhachenko G.Ya., Mikhachenko S.G., Ruskin V.A., Semenov S.M. Issues of linearization of a two-phase boost DC-DC converter applied in the power supply systems operating on renewable energy sources. *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University, Geo Assets Engineering*, 2017, vol. 328, no. 1, pp. 89–99. In Rus.
5. Mikhachenko S.G., Apasov V.I. Applying a mathematical model for determining power section ratings of a buck-boost converter. *17th International Conference on micro/nanotechnologies and electron devices*. Erlagol, Russia, 2016. pp. 507–511.
6. Mikhachenko G., Mikhachenko S. Bifurcation behavior in multi-parallel interleave buck converter. *International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2015*. Omsk, Russia, 2015. pp. 7147147.
7. Toshiro Hirose, Keisuke Nishimura, Takayuki Kimura, Hirofumi Matsuo. An AC-link Bidirectional DC-DC Converter with Synchronous Rectifier. *36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. Glendale, AZ, USA, 7–10 November 2010. pp. 261–267.
8. Mirsamadi M., Taherbaneh M., Rezaie A.H. Efficiency improvement of a DC-DC converter used in Series-Connected Boost Converters. *Electrical Power & Energy Conference (EPEC)*. Halifax, NS, Canada, 25–27 August 2010. pp. 5697196.
9. Rozanov Yu.K., Nikiforov A.A. High-frequency switching of electrical circuits with resonant circuits is a promising trend in converter technology. *Electrical Engineering*, 1990, no. 6, pp. 20–28. In Rus.
10. Glebov B.A., Zhigachev B.A. Bridge resonant DC/DC converter with phase-controlled power transistors. *Practical power electronics*, 2015, no. 1 (57), pp. 29–35. In Rus.

11. Ogorodnikov D.N., Yaroslavtsev E.V. Analysis of a single-phase parallel resonant inverter with a stabilized quasi-sinusoidal output voltage. *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University*, 2009, vol. 315, no. 4, pp. 120–124. In Rus.
12. Zeman S.K., Kazantsev Yu.M., Osipov A.V. Heating inductor and frequency converter parameter conditioning by using of series-parallel resonance circuit. *Induction heating*, 2013, no. 2, pp. 25–32. In Rus.
13. Zeman S.K., Osipov A.V. Many cellular controlled resonance frequency converter with multizone modulation in highfrequency induction heating systems. *Electrical Engineering*, 2006, no. 4, pp. 49–56. In Rus.
14. Chen W., Rong P., Lu Z.Y. Snubberless bidirectional DC-DC converter with new CLLC resonant tank featuring minimized switching loss. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2010, vol. 57, no. 9, pp. 3075–3086.
15. Corradini L., Seltzer D., Bloomquist D., Zane R., Maksimovic D., Jacobson B. Minimum current operation of bidirectional dual-bridge series resonant DC/DC converters. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2012, vol. 27, no. 7, pp. 3266–3276.
16. De Doncker R.W.A.A., Divan D.M., Kheraluwala M.H. A three phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high power applications. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 1991, vol. 27, no. 1, pp. 63–73.
17. Jang Y., Jovanovic M.M. A New PWM ZVS Full-Bridge Converter. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2007, vol. 22, pp. 987–994.
18. Mikhachenko S.G., Stolyarova A.A. Analysis of Resonant Converters at Wide Input Voltage Range. *17th International conference on micro/nanotechnologies and electron devices*. Erlagol, Russia, 2016. pp. 512–517.
19. Oggier G.G., Garcia G.O., Oliva A.R. Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses. *IEEE Trans. Power Electron*, 2009, vol. 24, no. 7, pp. 1826–1838.
20. Watson R., Lee F.C. Analysis, design and experimental results of a 1-kW FB-ZVS-PWM converter employing magamp secondary side control. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 1998, vol. 45, no. 5, pp. 806–814.

Received: 27 October 2017.

Information about the authors

Aleksandr V. Osipov, Cand. Sc., senior researcher, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics.

Evgeniy V. Yaroslavtsev, Cand. Sc., associate professor, National Research Tomsk Polytechnic University.

Evgeniy Yu. Burkin, Cand. Sc., associate professor, National Research Tomsk Polytechnic University.

Vitaliy V. Sviridov, head of the laboratory, National Research Tomsk Polytechnic University.