

УДК 621.314

А.В. Осипов

Определение характеристик фазовой подстройки частоты в последовательном резонансном преобразователе при широтно-импульсном регулировании

Рассмотрен изолированный последовательный резонансный преобразователь с широтно-импульсным регулированием. Установлено, что условия обеспечения переключения транзисторов при нулевом напряжении (ZVS) различны при регулировании инвертором и выпрямителем. Показано, что при нулевом напряжении может быть достигнуто только включение (ZVS-on) или выключение транзисторов (ZVS-off), что определяется знаком угла широтно-импульсного регулирования. Отмечено, что для обеспечения резонансного режима необходима фазовая автоподстройка частоты преобразования. Получены зависимости подстройки частоты от угла регулирования при регулировании инвертором и выпрямителем, установлено, что регулирование выпрямителем приводит к увеличению добротности резонансного контура и уменьшению подстройки частоты, которая в этом случае имеет конечное значение, определяемое начальной добротностью. Причем регулирование инвертором для сохранения резонансного режима требует существенно большего увеличения частоты.

Ключевые слова: последовательный резонансный преобразователь, двунаправленный изолированный преобразователь, включение при нуле напряжения, фазовая автоподстройка частоты.

doi: 10.21293/1818-0442-2019-22-3-111-116

Изолированные преобразователи постоянного напряжения с промежуточным звеном переменного тока исследовались как в отечественной [1, 2], так и в зарубежной литературе, где данная топология носит название «двойной активный мост» (Dual Active Bridge) [3–5]. Такие преобразователи обеспечивают двунаправленную передачу энергии и позволяют произвольно согласовывать уровни напряжения источника и нагрузки, поэтому находят применение в системах электроснабжения на основе возобновляемых источников энергии, в системах питания электромобилей и т.д. При этом проблема мягкого переключения транзисторов часто решается введением резонансного контура с образованием последовательного резонансного преобразователя [6–20]. Обеспечение регулирования напряжения в таком преобразователе является нетривиальной задачей, в частности, в [6] показано, что при широтно-импульсном регулировании резонансный преобразователь способен работать как в режиме понижения выходного напряжения, что обеспечивается регулированием инвертором, так и в режиме повышения, что обеспечивается регулированием активным выпрямителем.

Также в работе проведены исследования коммутационных процессов, направленные на обеспечение мягкого включения транзисторов преобразователя при нулевом напряжении ZVS для высоковольтных систем электропитания космических аппаратов. Следует сказать, что ZVS-включение, конечно, актуально в высоковольтных преобразователях, однако при низковольтном выходе токи нагрузки достигают больших величин и гораздо важнее обеспечить благоприятное выключение транзисторов, что требует других подходов к организации регулирования.

Другим важным фактором, который следует учитывать при широтно-импульсном регулировании,

является появление при регулировании фазового сдвига между гармониками напряжения регулируемого моста и током контура, выводящего преобразователь из резонансного режима. Компенсация фазового сдвига обеспечивается фазовой автоподстройкой частоты, т.е. резонансный преобразователь является частотно-зависимым. Исследования способов и алгоритмов, динамических свойств подстройки частоты для резонансных преобразователей также проводились и изложены в [8–10]. Однако их практическая реализация часто требует определения величины частотной подстройки, зависящей от глубины регулирования преобразователя, волнового сопротивления контура, его добротности и т.д. Определение пригодных для инженерного расчета зависимостей является необходимым условием для проектирования преобразователя.

Целью настоящей работы является исследование характеристик фазовой подстройки частоты резонансного преобразователя при широтно-импульсном регулировании в режимах регулирования и стабилизации выходного напряжения, энергетических и регулировочных характеристик, определение условий мягкого включения транзисторов.

Широтно-импульсное регулирование в последовательном резонансном преобразователе

Изолированный резонансный преобразователь (рис. 1) построен на основе инвертора и активного выпрямителя, связанных между собой резонансным контуром. При поочередном переключении транзисторов, образующих диагонали инвертора с частотой, близкой к резонансной частоте контура, образованного дросселем L и конденсатором C , в контуре протекает синусоидальный ток, синфазный с напряжением инвертора. Выпрямитель работает синхронно с инвертором и обеспечивает обратное преобразование, на выходе выпрямителя формируется постоянное напряжение равное входному. Широтно-

импульсное регулирование выходного напряжения достигается введением в такт работы одного из мостов – инвертора или выпрямителя интервала закороченного состояния.

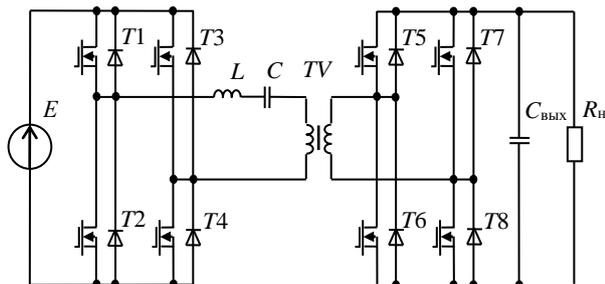


Рис. 1. Последовательный резонансный преобразователь

В частности, регулирование инвертором реализуется фазовым сдвигом управляющих импульсов транзисторов регулируемой стойки инвертора $T1, T2$ относительно нерегулируемой стойки $T3, T4$ на угол регулирования α (рис. 2). В результате на такте управления инвертором появляется интервал закороченного состояния его выхода (при открытой паре $T1, T3$ или $T2, T4$), регулируя длительность которого можно менять ширину импульсов напряжения $U_{инв}$ прикладываемого к колебательному контуру. При этом транзисторы нерегулируемой стойки инвертора по-прежнему переключаются синхронно с транзисторами выпрямителя, напряжение которого $U_{выпр}$ имеет максимальную ширину импульсов и синфазно с током резонансного контура I_k , что минимизирует динамические потери. Более подробно реализация широтно-импульсного регулирования в резонансном преобразователе рассмотрена в [6, 7].

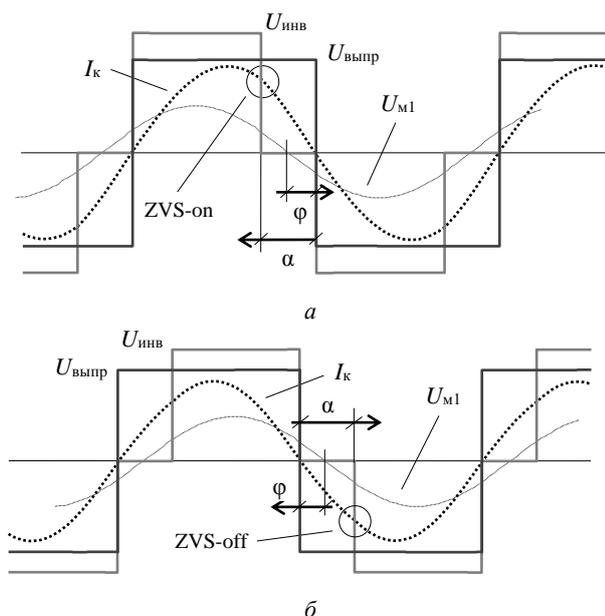


Рис. 2. Диаграммы работы резонансного преобразователя при регулировании инвертором при отрицательном угле регулирования – α , при положительном – β

При таком регулировании все транзисторы преобразователя, кроме транзисторов регулируемой стойки, выключаются при нулевом токе, а включа-

ются при нулевом напряжении в условиях ZCS+ZVS. Транзисторы регулируемой стойки инвертора, очевидно, коммутируют ненулевой ток. В этой связи следует отметить, что в общем случае угол регулирования α может быть, как отрицательным, что реализуется опережением управляющих импульсов регулируемой стойки инвертора (см. рис. 2, *а*), так и положительным, обеспечиваемым их запаздыванием (см. рис. 2, *б*). Это меняет не только расположение интервала закорачивания на полу-волне тока резонансного контура, но и влияет на коммутационные процессы и условия обеспечения ZVS в транзисторах регулируемой стойки.

При отрицательном угле регулирования (см. рис. 2, *а*) коммутационные режимы рассмотрены в [6] и показано, что в регулируемой стойке инвертора реализуется ZVS-включение транзисторов, так как их коммутация происходит при направлении тока резонансного контура, перезаряжающем их паразитные емкости. При положительном угле регулирования инвертором $\alpha > 0$, коммутационные процессы в регулируемой стойке инвертора меняются (см. рис. 2, *б*). В этом случае происходит запаздывание момента переключения транзисторов регулируемой стойки относительно точки перехода тока контура через ноль, что обеспечивает обратную смену состояний – из закороченного состояния в состояние передачи энергии. В этом случае выключение транзистора происходит при нулевом напряжении, т.к. ток контура, протекая в прежнем направлении, открывает его обратный диод, обеспечивая условие ZVS-off. Однако происходящее после паузы включение другого транзистора стойки является жестким.

Широтно-импульсное регулирование напряжения выпрямителя реализуется аналогично регулированию инвертором и приводит к появлению интервала подключения резонансного контура непосредственно к инвертору, без нагрузки. Следовательно, такой способ регулирования приводит к уменьшению тока передаваемого в нагрузку относительно тока резонансного контура, поэтому такой режим является повышающим [6]. В выпрямителе знак угла регулирования также может быть различным и влияет на коммутационные процессы в его регулируемой стойке. Однако, коммутационные процессы в выпрямителе дуальны по отношению к процессам в инверторе, так как при передаче энергии направление протекания тока в выпрямителе сонаправлено с направлением включения обратного диода ключа. При отрицательном угле регулирования $\alpha < 0$ переключение транзисторов в регулируемой стойке опережает момент перехода тока контура через ноль (рис. 3, *а*). Поэтому выключение транзистора происходит при нулевом напряжении ZVS-off, т.к. ток контура, протекая в прежнем направлении, открывает его обратный диод. Включение другого транзистора стойки является жестким.

При положительном угле регулирования $\alpha > 0$ происходит запаздывание переключения транзисторов регулируемой стойки относительно точки смены направления тока контура (см. рис. 3, *б*). В этом случае выключение транзистора происходит жестко при

ненулевом токе контура, однако ток, протекая в прежнем направлении, отпирает обратный диод другого включаемого транзистора, обеспечивая в последующем условия ZVS-on.

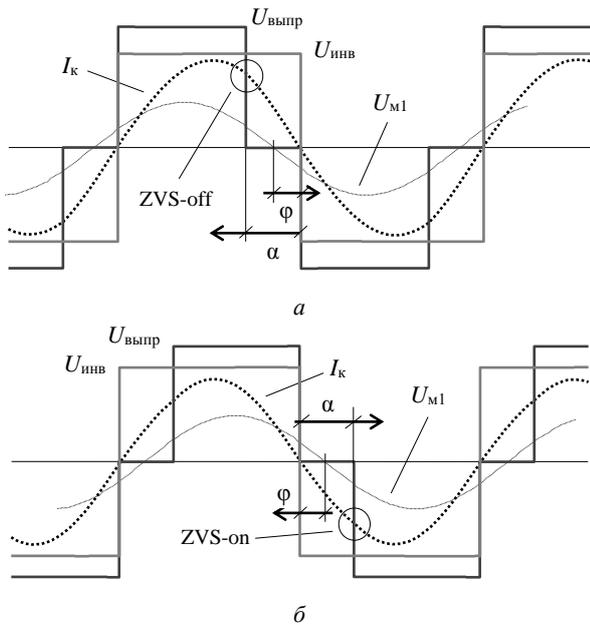


Рис. 3. Диаграммы работы резонансного преобразователя при регулировании выпрямителем при отрицательном угле регулирования – а, при положительном – б

Регулировочная характеристика резонансного преобразователя может быть получена заменой тока контура его первой гармоникой, так как ток является общим для инвертора и выпрямителя. При регулировании выпрямителем характеристика является обратной относительно режима регулирования инвертором, так как схема преобразователя симметричная. Характеристика получена в [6, 11]

$$\sigma U(\alpha) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \begin{cases} \cos^2(\alpha_{\text{ИНВ}}/2) \\ 1/\cos^2(\alpha_{\text{ВЫПР}}/2) \end{cases}, \quad (1)$$

и в общем виде показана на рис. 4.

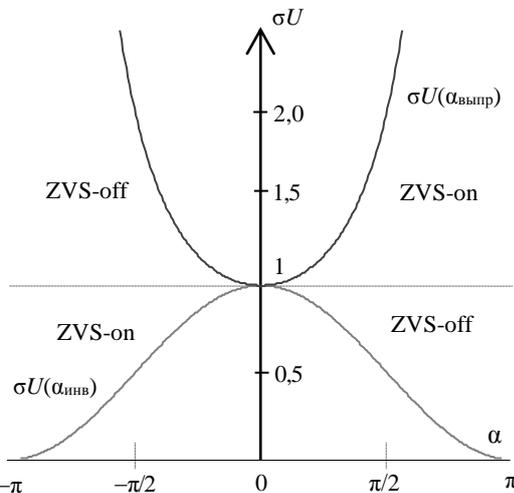


Рис. 4. Регулировочная характеристика резонансного преобразователя при широтно-импульсном регулировании

Можно отметить области регулирования инвертором при $\sigma U < 1$ и регулирования выпрямителем при $\sigma U > 1$, каждая из которых имеет симметричные участки включения транзисторов при нулевом напряжении ZVS-on и выключения при нулевом напряжении ZVS-off. Таким образом, можно отметить четыре квадранта, в которых может осуществляться регулирование, при этом можно выбрать наиболее эффективный режим коммутации. Очевидно, что в высоковольтных преобразователях следует выбирать ZVS-on, что уменьшит потери при включении, а в низковольтных, имеющих большой коммутируемый ток необходим ZVS-off.

Таким образом, пользуясь характеристикой, можно выбрать наиболее эффективный режим коммутации при регулировании, как в высоковольтных, так и в низковольтных преобразователях.

Определение частотной подстройки при регулировании инвертором

Особенностью резонансного преобразователя при широтно-импульсном регулировании является появление фазового сдвига между током контура I_k и первой гармоникой регулируемого напряжения U_{m1} . При регулировании инвертором в напряжение выпрямителя $U_{\text{выпр}}$ синфазно с током контура, а в инверторе первая гармоника напряжения должна быть сдвинута относительно тока на угол

$$\varphi = -\alpha_{\text{ИНВ}}/2, \quad (2)$$

что показано на рис. 2. Выполнение данного условия осуществляется фазовой подстройкой частоты. Математически связать угол сдвига гармоник тока и напряжения с частотой в резонансном инверторе позволяет фазо-частотная характеристика, определяемая соотношением

$$\text{tg}(\varphi) = \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \frac{1}{R_{\text{ac}}}, \quad (3)$$

где R_{ac} – активное сопротивление выпрямителя по переменному току, определяемое

$$R_{\text{ac}} = \frac{8}{\pi^2} R_{\text{н}}. \quad (4)$$

В относительных единицах характеристика (3) примет вид

$$\text{tg}(\varphi) = \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega} Q, \quad (5)$$

где $\Omega = \omega \sqrt{LC}$ – относительная частотная подстройка, $Q = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \frac{1}{R_{\text{ac}}}$ – добротность контура.

Приравнивая углы по соотношению (2) с учетом (3)–(5) получено квадратное уравнение

$$\Omega^2 - \frac{1}{Q} \text{tg}\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot \Omega - 1 = 0, \quad (6)$$

решением которого является функция (рис. 5), описывающая величину частотной подстройки во всем диапазоне регулирования.

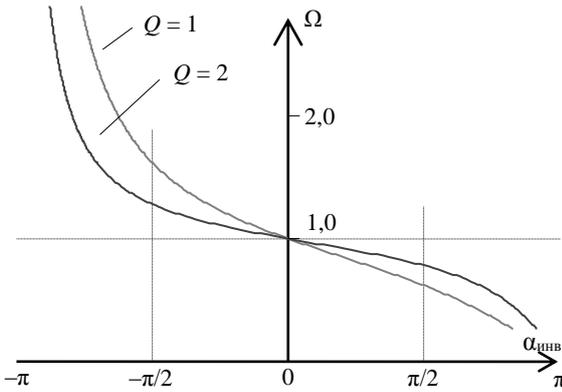


Рис. 5. Подстройка частоты в резонансном преобразователе при широтно-импульсном регулировании инвертором

Видно, что частотная подстройка может осуществляться, как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения частоты, что определяется знаком угла регулирования

$$\begin{cases} \Omega > 1, & \text{при } \alpha_{\text{инв}} > 0, \\ \Omega < 1, & \text{при } \alpha_{\text{инв}} < 0, \end{cases}$$

так как первая гармоника регулируемого напряжения U_{m1} в одном случае опережает ток контура I_k (см. рис. 2, а), а в другом отстает (см. рис. 2, б). Регулирование в полном диапазоне тут фактически не возможно, так как

$$\lim_{\alpha \rightarrow -\pi} \Omega(\alpha_{\text{инв}}) \rightarrow \infty,$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow \pi} \Omega(\alpha_{\text{инв}}) \rightarrow 0.$$

Кроме того, на величину подстройки частоты существенно влияет добротность резонансного контура, определяемая нагрузкой. Низкодобротный контур, что соответствует малым нагрузкам, требует больших значений подстройки частоты.

Определение фазовой подстройки частоты при регулировании выпрямителем

При широтно-импульсном регулировании выпрямителем условие фазовой подстройки частоты аналогично, текущий угол регулирования компенсируется фазовым сдвигом между током контура и первой гармоникой регулируемого напряжения. Соответственно, в выпрямителе первая гармоника напряжения должна быть сдвинута от тока на угол

$$\varphi = -\alpha_{\text{выпр}} / 2. \tag{7}$$

Однако при регулировании выпрямителем фазовая подстройка частоты имеет другой характер, так как активное сопротивление выпрямителя в этом режиме не является постоянной величиной, а зависит от угла регулирования и приводится к контуру согласно регулировочной характеристике

$$R_{\text{ас}} = \frac{8}{\pi^2} \cos^4\left(\frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2}\right) R_{\text{н}}. \tag{8}$$

Это объясняется появлением в преобразователе интервала подключения резонансного контура непосредственно к инвертору без активной нагрузки, т.е. нагрузка подключается к преобразователю импульс-

но. Это приводит к росту добротности резонансного контура при регулировании, которая в этом случае является функцией угла

$$Q(\alpha_{\text{выпр}}) = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \frac{1}{\frac{8}{\pi^2} \cos^4\left(\frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2}\right) R_{\text{н}}}, \tag{9}$$

или в относительных единицах

$$Q(\alpha_{\text{выпр}}) = \frac{Q_0}{\cos^4\left(\frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2}\right)},$$

где Q_0 – добротность, соответствующая нулевому углу регулирования $\alpha = 0$. При фиксированном волновом сопротивлении резонансного контура добротность определяется пределом

$$\lim_{\alpha \rightarrow \pi} Q(\alpha_{\text{выпр}}) \rightarrow \infty.$$

Квадратное уравнение фазовой подстройки частоты с учетом (7–9) и переменного характера добротности примет вид

$$\Omega^2 - \frac{1}{Q_0} \cos^4\left(\frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2}\right) \text{tg}\left(\frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2}\right) \cdot \Omega - 1 = 0. \tag{10}$$

Графически его решение показано на рис. 6 в виде зависимостей подстройки частоты от угла (см. рис. 6, а) и глубины регулирования (см. рис. 6, б).

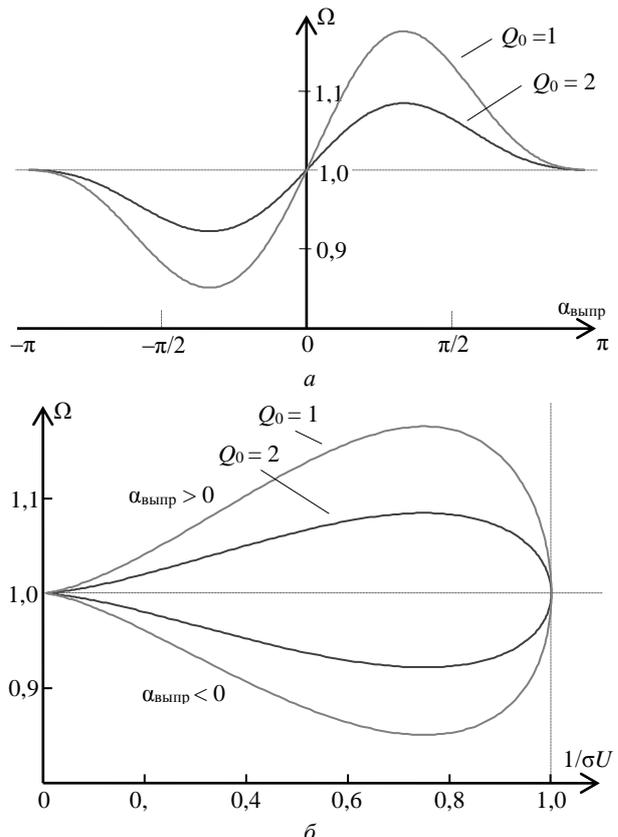


Рис. 6. Зависимость относительной подстройки частоты в резонансном преобразователе при широтно-импульсном регулировании выпрямителя от угла регулирования – а, от глубины регулирования – б

Зависимость подстройки частоты от глубины регулирования $\Omega(1/\sigma U)$ получена из (10) с учетом регулировочной характеристики. Видно, что подстройка частоты ограничена во всем диапазоне регулирования и имеет максимум на определенном угле регулирования, не зависящем от добротности контура. Характер зависимости объясняется тем, что в процессе регулирования происходит изменение не только угла регулирования, но и добротности, что и обеспечивает конечное значение максимальной величины частотной подстройки. Это является принципиальным отличием от режима регулирования инвертором, в котором подстройка частоты стремится к бесконечности при увеличении угла регулирования.

При значительных добротностях контура $Q_0 > 3$ можно использовать более простое выражение для фазовой подстройки частоты

$$\Omega(\alpha_{\text{выпр}}) = \frac{1}{2Q_0} \cos^4\left(\frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2}\right) \operatorname{tg}\left(\frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2}\right) + 1,$$

позволяющее получить приемлемую точность практических расчетов.

Зависимость подстройки частоты от глубины регулирования (см. рис. 6, б) удобна при анализе в режиме стабилизации выходного напряжения. Можно отметить, что входное напряжение, соответствующее максимальному значению подстройки частоты, не зависит от нагрузки и определяется $U_{\text{вх}} = 0,74U_{\text{вых}}$.

Заключение

Анализ характеристик фазовой подстройки частоты в последовательном резонансном преобразователе показал, во-первых, зависимость направления подстройки (уменьшения или увеличения частоты) от знака угла регулирования, определяющего угол сдвига гармоник. Во-вторых, существенные отличия характеристик фазовой подстройки частоты в режимах регулирования инвертором и выпрямителем, в частности при регулировании выпрямителем подстройка частоты конечна даже в полном диапазоне изменения угла регулирования, что объясняется переменным характером добротности контура. На диапазон частотной подстройки в обоих случаях влияет добротность резонансного контура.

Установлена связь режимов коммутации транзисторов регулируемого моста со знаком угла регулирования. Возможность произвольного выбора режима коммутации регулируемой стойки позволяет реализовать ZVS при выключении, что актуально для преобразователей с низковольтным выходом.

Литература

1. Кобзев А.В. Модуляционные источники питания РЭА / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, Н.М. Музыченко. – Томск: Радио и связь, Том. отд., 1990 – 366с.
2. Голембиовский Ю.М. Двухнаправленный трехпортовый высокочастотный DC/DC-конвертор / Ю.М. Голембиовский, Д.Ю. Луков, М.Г. Коваль // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 1. – С. 100–105. DOI: 10.21293/1818-0442-2018-21-1-100-105

3. Krismer F. Accurate Power Loss Model Derivation of a High-Current Dual Active Bridge Converter for an Automotive Application / F. Krismer, J.W. Kolar // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2010. – Vol. 57, No. 3. – P. 881–891.

4. Inoue S. A bidirectional isolated dc-dc converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system / S. Inoue, H. Akagi // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2007. – Vol. 22, No. 2. – P. 535–542.

5. Chiu H.-J. A bidirectional dc-dc converter for fuel cell electric vehicle driving system / H.-J. Chiu, L.-W. Lin // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2007. – Vol. 21, No. 4. – P. 950–958.

6. Последовательный резонансный преобразователь для систем электропитания от аккумуляторов / А.В. Осипов, В.Н. Школьный, Ю.А. Шиняков, Е.В. Ярославцев, И.С. Шемолин // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 2. – С. 103–110. DOI: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-103-110.

7. Вольтодобавочный последовательный резонансный преобразователь с изменяемой структурой для систем электропитания / А.В. Осипов, Е.В. Ярославцев, Е.Ю. Буркин, В.В. Свиридов // Изв. Том. политех. ун-та. Инжиниринг георесурсов. – 2018. – Т. 329, № 2. – С. 27–37.

8. Сахаров М.С. Динамическая модель резонансного преобразователя с Т-образным контуром / М.С. Сахаров, А.В. Осипов // Науч. вестник НГТУ. – 2017. № 4. – С. 47–66.

9. Земан С.К. Исследование цифровых систем фазовой автоматической подстройки частоты последовательного резонансного инвертора / С.К. Земан, А.В. Осипов, М.С. Сахаров // Электротехника. – 2008. – № 1. – С. 28–35.

10. Земан С.К. Исследование влияния параметров управляющего воздействия на характеристики системы фазовой автоматической подстройки частоты последовательного резонансного инвертора / С.К. Земан, А.В. Осипов, М.С. Сахаров // Электротехника. – 2008. – № 10. – С. 57–62.

11. Земан С.К. Многоячейковые регулируемые резонансные преобразователи частоты с многозонной модуляцией в системах высокочастотного индукционного нагрева / С.К. Земан, А.В. Осипов // Электротехника. – 2006. – № 4. – С. 49–56.

12. Li X. Analysis and Design of High-Frequency Isolated Dual-Bridge Series Resonant DC/DC Converter / X. Li, A.K.S. Bhat // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2010. – Vol. 25, No. 4. – P. 850–862.

13. Chen W. Snubberless bidirectional DC-DC converter with new CLLC resonant tank featuring minimized switching loss / W. Chen, P. Rong, Z.Y. Lu // IEEE Trans. Ind. Electron., – 2010. – Vol. 57, No. 9. – P. 3075–3086.

14. 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 Transactions on Power Electronics. – 2012. – Vol. 27, No. 7. – P. 3266–3276.

15. Doncker De R.W.A.A. A threephase soft-switched high-power-density DC/DC converter for highpower applications / R.W.A.A. De Doncker, D.M. Divan, M.H. Kheraluwala // IEEE Transaction on Industry Applications. – 1991. – Vol. 27, No. 1. – P. 63–73.

16. Jang Y. A New PWM ZVS Full-Bridge Converter / Y. Jang, M. M. Jovanovic // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2007. – Vol. 22, No. 5. – P. 987–994.

17. Nguyen D.D. Dual-active-bridge series resonant converter: A new control strategy using phase-shifting combined frequency modulation. / D.D. Nguyen, D.T. Nguyen, G. Fujita // IEEE Conference Publications. – 2015. – No. 10. – P. 1215–1222.

18. Burdío J. Comparison study of fixed-frequency control strategies for ZVS dc/dc series resonant converters /

J. Burdio, F. Canales, P. Barbosa, F. Lee // Power Electronics Specialists Conference (PESC). – 2001. – Vol. 1. – P. 427–432.

19. Oggier G.G. Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses / G.G Oggier, G.O Garcia, A.R. Oliva // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2009. – Vol. 24, No.7. – P. 1826–1838.

20. Watson R. Analysis, design and experimental results of a 1-kW FB-ZVS-PWM converter employing magamp secondary side control / R. Watson, F.C. Lee. – IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 1998. – Vol. 45, No. 5. – P. 806–814.

Осипов Александр Владимирович

Канд. техн. наук, зав. лаб. каф. промышленной электроники (ПрЭ) Томского университета систем управления и радиоэлектроники
Ленина пр., д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 41-44-75
Эл. почта: ossan@mail.ru

Osipov A.V.

Characterization of phase adjustment of frequency in a series resonant converter with pulse-width regulation

The article considers an isolated serial resonant converter with pulse-width regulation. It is established that the conditions for ensuring the switching of transistors at zero voltage (ZVS) are different when regulated by an inverter and a rectifier. It is shown that at zero voltage, only turning on (ZVS-on) or turning off transistors (ZVS-off) can be achieved, which is determined by the sign of the pulse-width regulation angle. It is noted that to ensure the resonant mode, phase-locked loop conversion frequency is necessary. The dependences of the frequency adjustment on the angle of regulation during regulation by the inverter and the rectifier are obtained, it is established that the regulation by the rectifier leads to an increase in the quality factor of the resonant circuit and a decrease in the frequency adjustment, which in this case has a final value determined by the initial quality factor. Moreover, the regulation of the inverter to maintain the resonant mode requires a significantly larger increase in frequency.

Keywords: series resonant converter, dual active bridge, ZVS, phase locked loop.

doi: 10.21293/1818-0442-2019-22-3-111-116

References

1. Kobzev A.V., Mihal'chenko G. Ja., Muzychenko N.M. *Moduljacionnye istochniki pitaniya REA* [Modulation Power Supplies]. Tomsk: Radio i svjaz', Tomskij otdel [Tomsk: Radio and communications, Tomsk department], 1990, 366 p. (in Russ.).
2. Golembiovsky Yu.M., Lukov D.Yu., Koval M.G. [Bidirectional three-port high-frequency DC/DC-converter]. *Proceedings of TUSUR University*, 2018, vol. 21, no. 1, pp. 100–105. doi: 10.21293/1818-0442-2018-21-1-100-105. (in Russ.).
3. Krismer F., Kolar J.W. Accurate Power Loss Model Derivation of a High-Current Dual Active Bridge Converter for an Automotive Application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, vol. 57, no. 3, pp. 881–891.
4. Inoue S., Akagi H. A bidirectional isolated dc-dc converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2007, vol. 22, no. 2, pp. 535–542.
5. Chiu H.-J., Lin L.-W. A bidirectional dc-dc converter for fuel cell electric vehicle driving system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2007, vol. 21, no. 4, pp. 950–958.
6. Osipov A.V., Shinyakov Yu.A., Yaroslavtsev E.V., Shemolin I.S. [Series resonant converter for discharge of bat-

teries space vehicles power systems]. *Proceedings of TUSUR University*, 2017, vol. 20, no. 2, pp. 103–110. doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-103-110 (in Russ.).

7. Osipov A.V., Yaroslavtsev E.V., Burkin E.Yu., Sviridov V.V. [Booster series resonant transformer with variable structure for power supply system's]. *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University. Geo Assets Engineering*, 2018, vol. 329, no 2, pp. 27–37 (in Russ.).

8. Sakharov M.S., Osipov A.V. [A dynamic model of resonant LCL-T converter]. *Science Bulletin of the NSTU*, 2017. no. 4, pp. 47–66 (in Russ.).

9. Zeman S.K., Osipov A.V., Sakharov M.S. [Research of digital systems of phase automatic frequency control of a serial resonant inverter]. *Electrical engineering*, 2008, no. 1, pp. 28–35 (in Russ.).

10. Zeman S.K., Osipov A.V., Sakharov M.S. [Investigation of the influence of the parameters of the control action on the characteristics of the phase-locked loop system]. *Electrical engineering*, 2008, no. 10, pp. 57–62 (in Russ.).

11. Zeman S.K., Osipov A.V. [Multi-cell adjustable resonant frequency converters with multi-zone modulation in high-frequency induction heating systems]. *Electrical engineering*, 2006, no. 4, pp. 49–56 (in Russ.).

12. Li X., Bhat A.K.S. Analysis and Design of High-Frequency Isolated Dual-Bridge Series Resonant DC/DC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, pp. 850–862.

13. Chen W., Rong P., Lu Z. Y. Snubberless bidirectional DC-DC converter with new CLLC resonant tank featuring minimized switching loss. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, vol. 57, no. 9, pp. 3075–3086.

14. 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 Transactions on Power Electronics*, 2012 vol. 27, no. 7, pp. 3266–3276.

15. De Doncker R.A., Divan D.M., Kheraluwala M.H. A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for highpower applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1991.vol.27, no. 1, pp. 63–73.

16. Jang Y., Jovanovic M. M. New PWM ZVS Full-Bridge Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2007. vol. 22, no. 5, pp. 987–994.

17. Nguyen D.D., Nguyen D.T., Fujita G Dual-active-bridge series resonant converter: A new control strategy using phase-shifting combined frequency modulation. *IEEE Conference Publications*, 2015, no. 10, pp. 1215–1222.

18. Burdio J., Canales F., Barbosa P., Lee F. Comparison study of fixed-frequency control strategies for ZVS dc/dc series resonant converters. *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 2001, vol. 1, pp. 427–432.

19. Oggier G.G., Garcia G.O., Oliva A.R. Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 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 Transactions on Industrial Electronics*, 1998, vol. 45, no. 5, pp. 806–814.

Alexander V. Osipov

Candidate of Engineering Science, Head of laboratory, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 41-44-75
Email: ossan@mail.ru