УДК 621.314

А.В. Осипов, В.М. Рулевский

Резонансный LCL-преобразователь с частотно-широотно-импульсным регулированием

Рассмотрены особенности частотно-широотно-импульсного регулирования (ЧШИР) в резонансном LCL-преобразователе с активным выпрямителем в режиме параметрической стабилизации выходного тока. Проведен анализ свойств LCL-преобразователя при регулировании выпрямителем, получены фазочастотная характеристика (ФЧХ) и частотная характеристика коэффициента передачи при параметрической стабилизации. Показано, что при регулировании выпрямителем в импеданс резонансного контура вносится дополнительная реактивная составляющая, что при определенных нагрузках приводит к потере контуром резонансной частоты. Получены регулировочная характеристика и функция частотной подстройки в преобразователе при ЧШИР. Показаны энергетические преимущества ЧШИР, заключающиеся в близкой к нулевой фазе тока инвертора и минимизации интервала рекуперации.

Ключевые слова: резонансный LCL-преобразователь, частотно-широотно-импульсное регулирование, импедансное преобразование, энергетические характеристики.

doi: 10.21293/1818-0442-2021-24-2-77-83

Резонансные преобразователи на основе контуров последовательно-параллельных топологий [1–13] обладают свойством импедансного преобразования нагрузки, которое позволяет решить задачу формирования требуемого режима ее питания за счет свойств резонансного контура. Прототипом таких преобразователей можно считать параллельный резонансный преобразователь (схема Бушера), однако более широкое распространение получил являющийся ее дальнейшим развитием резонансный преобразователь LCL-топологии, позволяющий обеспечить параметрическое преобразование источника напряжения в источник тока. В отечественной литературе LCL-преобразователь относят к классу индуктивно-емкостных [1], его основной областью применения являются стабилизаторы тока [2], в том числе для систем беспроводной зарядки аккумуляторов [14, 15], где резонансный преобразователь является безальтернативным решением из-за необходимости компенсации существенной реактивной энергии трансформатора с плохой магнитной связью. Свойство параметрической стабилизации позволяет существенно повысить энергоэффективность, так как устранение возмущений нагрузки осуществляется за счет импедансных свойств самого резонансного контура, хотя изменение значения параметрически стабилизируемого параметра (зарядного тока) и требует введения импульсного регулирования.

Способы регулирования LCL-преобразователем рассмотрены в работах [11, 12], где показано, что широтно-импульсное регулирование (ШИР) выпрямителем на фиксированной частоте позволяет сохранить свойство параметрической стабилизации на всех углах регулирования [12], однако приводит к сдвигу основных гармоник тока и напряжения инвертора, образованию интервалов рекуперации и ухудшению его энергетических характеристик. В настоящей работе ставится задача анализа свойств LCL-преобразователя с широтно-импульсным регулированием выпрямителя в условиях частотной под-

стройки, т.е. при реализации концепции частотно-широотно-импульсного регулирования (ЧШИР) [16], позволяющей устранить интервал рекуперации тока в инверторе.

Характеристики резонансного LCL-контура при активной нагрузке

Изолированный резонансный LCL-преобразователь (рис. 1) построен на основе инвертора и активного выпрямителя, которые связаны резонансным LCL-контуром, осуществляющим импедансное преобразование нагрузки.

Рис. 1. Резонансный LCL-преобразователь: а – топология с активным выпрямителем; б – резонансный LCL-контур

Частотные свойства LCL-контура можно проанализировать на основе эквивалентной схемы (рис. 1, б) при воздействии первой гармоники напряжения U_{m1} , тогда импедансно-частотные характеристики

$$\operatorname{Re} Z(\Omega) = R \cdot \frac{Q^2}{\Omega^2} \cdot \frac{1}{1 + \xi^2(\Omega, Q)},$$

$$\operatorname{Im} Z(\Omega) = R \cdot \frac{Q}{\Omega} \left(\Omega^2 - \frac{1 + Q\Omega \cdot \xi(\Omega, Q)}{1 + \xi^2(\Omega, Q)} \right),$$

где Ω – относительная частота; $\xi(\Omega, Q) = Q \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega}$ – обобщенная расстройка резонансного контура. Данные характеристики определяют ФЧХ резонансного контура согласно выражению

$$\varphi(\Omega) = \arctg \left(\frac{\operatorname{Im} Z(\Omega)}{\operatorname{Re} Z(\Omega)} \right),$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\Omega}{Q} \left(Q^2 (\Omega^2 - 1)^2 - (\Omega^2 - 1)(Q^2 - 1) \right),$$

показанную на рис. 2, а при разных добротностях. Особенностью *LCL*-контура является изменение квадрантов расположения ФЧХ при изменении нагрузки, причем при $Q > 1$ появляется вторая высокая резонансная частота $\Omega_{вч}$. Коэффициент передачи *LCL*-контура по току K_I зависит от частоты и для топологий такого типа получен при участии автора в работе [13]

$$K_I(\Omega) = \frac{I_R}{I_{m1}} = \frac{Q}{\Omega} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2(\Omega, Q)}}. \quad (1)$$

Коэффициент передачи *LCL*-контура по напряжению

$$K_U(\Omega) = \frac{U_R}{U_{m1}}$$

можно определить с учетом ФЧХ

$$K_U(\Omega) \times K_I(\Omega) = \cos \varphi \rightarrow K_U(\Omega) = \frac{\cos \varphi}{K_I(\Omega)}.$$

Для исследования режима параметрической стабилизации тока удобно ввести безразмерный коэффициент передачи «напряжение–ток», если соотнести его с волновым сопротивлением контура

$$K_{U \rightarrow I}(\Omega) = \frac{I_R}{U_{m1}} \cdot \rho = \frac{U_R}{U_{m1} \cdot R} \cdot \rho = Q \cdot K_U(\Omega).$$

С учетом приведенных выражений для $K_{U \rightarrow I}$ можно получить аналитическое соотношение

$$K_{U \rightarrow I} = \sqrt{\frac{\Omega^2 + Q^2 (\Omega^2 - 1)^2}{\frac{\Omega^2}{Q^2} \left(Q^2 (\Omega^2 - 1)^2 - (Q^2 - 1)(\Omega^2 - 1) \right)^2 + 1}}.$$

На резонансной частоте, т.е. при $\Omega = 1$, импедансные характеристики сводятся к выражениям

$$\operatorname{Re} Z(\Omega) = R \cdot Q^2 = \frac{\rho^2}{R}, \quad \operatorname{Im} Z(\Omega) = 0,$$

а коэффициенты передачи резонансного *LCL*-контура к значениям

$$K_I = Q, \quad K_U = 1/Q, \quad K_{U \rightarrow I} = 1.$$

Приведенные характеристики показывают пропорциональность коэффициента передачи по напряжению сопротивлению нагрузки (рис. 2, б), что приводит к параметрической стабилизации выходного

тока при ее изменении (рис. 2, в). Таким образом, на резонансной частоте происходит импедансное преобразование источника напряжения в источник тока, что является основным свойством *LCL*-топологии. Следует отметить, что на другой резонансной частоте $\Omega_{вч} = \sqrt{2}$ резонансный контур не обладает свойствами импедансного преобразования, так как $K_U = 1$.

Рис. 2. Частотные характеристики резонансного *LCL*-контура: а – ФЧХ; б – K_U ; в – $K_{U \rightarrow I}$

Неизменность коэффициента передачи $K_{U \rightarrow I}$ на резонансной частоте при изменении нагрузки объясняет тот факт, что импедансные преобразователи обычно работают на фиксированной частоте.

ЧШИР напряжения выпрямителя в *LCL*-преобразователе

Способы регулирования параметрически стабилизируемого параметра в *LCL*-преобразователе исследовались в вариантах фазового [11] и широтно-импульсного регулирования [12]. В последнем слу-

чае в такт работы выпрямителя вводится интервал закороченного состояния выпрямителя, определяемый углом регулирования β , что позволяет избежать рекуперации энергии нагрузки (выходного фильтра) в резонансный контур и обеспечивает большую энергетическую эффективность. В работе [12] показано, что при введении регулирования на постоянной резонансной частоте $\Omega = 1$ коэффициент передачи описывается выражением

$$K_{U \rightarrow I} = \cos^2 \beta,$$

при этом в процессе регулирования $K_{U \rightarrow I}$ стабилен при изменении нагрузки, т.е. условие параметрической стабилизации соблюдается во всем диапазоне регулирования. Физически при регулировании коэффициент передачи $K_{U \rightarrow I}$ можно трактовать как выходной ток по отношению к своему максимальному значению, соответствующему углу $\beta = 0$.

Свойством ШИР на частоте $\Omega = 1$ является формирование в инверторе фазы тока $\varphi_{\text{инв}} = \beta$, которая завышает его ток из-за появления интервалов рекуперации. Решением проблемы минимизации интервалов рекуперации может быть применение концепции ЧШИР, высказанной в [16] и заключающейся в том, что в преобразователе с ШИР за счет частотной подстройки фаза тока инвертора может быть сведена к нулю $\varphi_{\text{инв}} \rightarrow 0$, что позволяет избежать завышения тока инвертора. Таким образом, при ЧШИР фазы тока в инверторе $\varphi_{\text{инв}}$ и выпрямителе $\varphi_{\text{выпр}}$ преобразователя можно свести к условиям

$$\varphi_{\text{инв}} = 0, \quad \varphi_{\text{выпр}} = -\beta. \quad (2)$$

Для определения закона подстройки частоты необходимо определить ФЧХ тока резонансного LCL-контра, сложность вычисления которой в данном случае заключается в том, что выпрямитель вносит в LCL-контур реактивный импеданс, что обусловлено односторонним характером ШИР и ненулевой фазой тока выпрямителя (рис. 3). Описать зависимость импеданса выпрямителя от угла регулирования β можно, связав амплитуду первой гармоники на входе выпрямителя с выходными параметрами преобразователя [16]:

$$U_{m1 \text{ выпр}} = \frac{4}{\pi} U_{\text{вых}} \cdot \cos \beta,$$

$$I_{\text{выпр}} = \frac{\pi}{2} I_{\text{вых}} \cdot \frac{1}{\cos^2 \beta},$$

это позволяет получить комплексное сопротивление выпрямителя

$$\dot{Z}_{\text{выпр}} = \frac{8}{\pi^2} R_n \cos^3 \beta \cdot \cos \varphi_{\text{выпр}} + j \frac{8}{\pi^2} R_n \cos^3 \beta \cdot \sin \varphi_{\text{выпр}},$$

$$Z_{\text{выпр}} = |\dot{Z}_{\text{выпр}}| = \frac{8}{\pi^2} R_n \cdot \cos^3 \beta,$$

используя условие равенства фазы тока углу регулирования (2) можно получить входное сопротивление выпрямителя по переменному току

$$\text{Re } Z_{\text{выпр}}(\beta) = R_{ac} = \cos^4 \beta \cdot \frac{8}{\pi^2} R_n,$$

$$\text{Im } Z_{\text{выпр}}(\beta) = R_{ac} \cdot \text{tg } \beta.$$

С учетом комплексного импеданса выпрямителя частотные характеристики резонансного LCL-контра примут вид

$$\text{Re } Z(\Omega, \beta) = \rho \cdot \frac{Q(\beta)}{\Omega^2} \cdot \frac{1}{1 + (\xi(\Omega, \beta) - \text{tg } \beta)^2}, \quad (3)$$

$$\text{Im } Z(\Omega, \beta) = \frac{\rho}{\Omega} \left(\Omega^2 - \frac{1 + (Q(\beta)\Omega - \text{tg } \beta)(\xi(\Omega, \beta) - \text{tg } \beta)}{1 + (\xi(\Omega, \beta) - \text{tg } \beta)^2} \right).$$

В данных выражениях добротность является функцией угла регулирования, что обусловлено наличием на такте управления выпрямителем изменяемого интервала закороченного состояния резонансного контура, что показано также в [16].

$$Q(\beta) = \frac{\rho}{R_{ac}(\beta)} = \frac{\rho}{\frac{8}{\pi^2} R_n \cos^4 \beta} = \frac{1}{R_n^* \cos^4 \beta},$$

где $R_n^* = 1/Q$, сопротивление нагрузки по отношению к своему нормализованному значению.

Рис. 3. ЧШИР напряжения выпрямителя

На основе импедансных характеристик (3) получена ФЧХ входного тока резонансного контура, показанная при разных углах регулирования выпрямителем на рис. 4. Видно, что введение угла регулирования β при некоторых нагрузках может привести к отсутствию точек пересечения ФЧХ с осью абсцисс, что физически означает потерю LCL-контуром резонансных частот, значения которых могут быть определены приравниванием мнимой составляющей импеданса контура к нулю и решением полученного уравнения

$$\text{Im } Z(\Omega, \beta) = 0 \rightarrow \rightarrow \Omega^2 - \frac{1 + (Q(\beta) \cdot \Omega - \text{tg } \beta) \cdot (\xi(\Omega, \beta) - \text{tg } \beta)}{1 + (\xi(\Omega, \beta) - \text{tg } \beta)^2} = 0. \quad (4)$$

При нормализованной нагрузке $R_n^* = 1$ (рис. 4, а) потеря резонансной частоты наступает в области $\beta < \pi/5$, однако при $\beta > \pi/5$ уравнение (4) имеет два корня Ω_1, Ω_2 , в рассматриваемом данном режиме интересен корень Ω_1 , так как он находится в окрестности частоты $\Omega_1 \rightarrow 1$.

Рис. 4. Фазочастотная характеристика входного тока резонансного $LCLC$ -преобразователя с ЧШИР при разных углах регулирования: $a - R_n^* = 1$; $b - R_n^* = 0,5$

При нагрузке $R_n^* = 0,5$ увеличение добротности приводит к тому, что уравнение (4) имеет два вещественных корня во всем диапазоне изменения β (рис. 4, б). Количественно зависимость резонансной частоты от угла регулирования $\Omega_1(\beta)$, т.е. функцию частотной подстройки при ЧШИР, можно получить решением уравнения (4) на интервале $\Omega \rightarrow 1$. Ввиду сложности уравнение решено численными методами MathCad, результаты показаны на рис. 5, а. Анализ функции $\Omega_1(\beta)$ показывает, что увеличение сопротивления нагрузки R_n^* увеличивает значение частотной подстройки, что объясняется уменьшением добротности. При некотором значении R_n^* происходит «потеря» вещественных корней в уравнении (4), что и вызывает локальные разрывы функции подстройки частоты $\Omega_1(\beta)$ (см. рис. 5, а).

Путем моделирования определена критическая точка появления разрыва ФЧХ, равная $R_n^* = 0,7$, являющаяся максимальным значением сопротивления нагрузки, при котором осуществим режим ЧШИР выпрямителем в полном диапазоне изменения β .

Регулировочная характеристика резонансного преобразователя по напряжению может быть получена на основе баланса мощности

$$U_{\text{ВЫХ}}^*(\beta, \Omega) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{\text{ВХ}}}{I_{\text{ВЫХ}}},$$

тогда для последовательно-параллельных топологий при регулировании выпрямителем справедливо выражение

$$U_{\text{ВЫХ}}^*(\beta, \Omega) = \frac{I_{\text{м1}}^*(\beta)}{K_I(\Omega)}, \quad (5)$$

где $I_{\text{м1}}^*(\beta)$ – относительная функция, связывающая ток выпрямителя с выходным током преобразователя, при ЧШИР справедливо $I_{\text{м1}}^*(\beta) = 1/\cos^2 \beta$. Таким образом, выражение (5) показывает, что при регулировании преобразователя сложной топологии присутствуют два основных фактора: изменение амплитуды тока за счет импульсного преобразования (в данном случае выпрямителем) и изменение, обусловленное импедансным преобразованием контура. Поэтому в общем случае определение регулировочной характеристики требует функции коэффициента передачи тока $K_I(\Omega)$, которая определяется топологией резонансного контура. Интересно, что эти факторы ранее рассматривались автором отдельно при исследовании ЧШИР в LC -преобразователе [16] и при импедансном преобразовании $LCLC$ -контуром в системах индукционного нагрева [13]. Таким образом, при ЧШИР выпрямителя регулировочная характеристика примет вид

$$U_{\text{ВЫХ}}^* = \frac{1}{\cos^2 \beta} \times \frac{1}{K_I(\Omega_1(\beta), \beta)},$$

в котором учтено, что при ЧШИР частота является подстраиваемым параметром, функцией угла регулирования

$$K_I(\Omega_1(\beta), \beta) = \frac{Q(\beta)}{\Omega_1(\beta)} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q(\beta) \cdot \frac{\Omega_1(\beta)^2 - 1}{\Omega_1(\beta)} - \tan \beta \right)^2}},$$

где $Q(\beta) = \frac{1}{R_n^* \cos^4 \beta}$ – функция, учитывающая за-

висимость добротности от угла регулирования. С учетом функции подстройки частоты $\Omega_1(\beta)$ в граничных условиях ЧШИР регулировочная характеристика может быть записана в виде

$$U_{\text{ВЫХ}}^*(\beta, R_n^*) = \cos^2 \beta \cdot R_n^* \cdot \Omega_1(\beta) \cdot \sqrt{1 + \left(\xi_1(\beta, R_n^*) - \tan \beta \right)^2},$$

где

$$\xi_1(\beta, R_n^*) = Q(\beta) \cdot \frac{\Omega_1(\beta)^2 - 1}{\Omega_1(\beta)} = \frac{1}{R_n^* \cos^4 \beta} \cdot \frac{\Omega_1(\beta)^2 - 1}{\Omega_1(\beta)},$$

функция обобщенной расстройки контура соответствующая требуемой резонансной частоте $\Omega_1(\beta)$.

В режиме параметрической стабилизации тока удобно соотнести регулировочную характеристику к нагрузке, в данном случае к $Q = 1/R_n^*$, и выразить, таким образом, коэффициент передачи «напряжение–ток»

$$K_{U \rightarrow I}(\beta, R_n^*) = Q(\beta, R_n^*) \cdot U_{\text{ВЫХ}}^*(\beta, R_n^*).$$

Рис. 5. Характеристики LCL-преобразователя при разных нагрузках: а – подстройка частоты; б – регулировочная характеристика

Совместно с ФЧХ данное выражение позволяет получить математическую связь тока с углом регулирования β при разных нагрузках. Регулирование коэффициента передачи при импедансном преобразовании можно описать выражением

$$K_{U \rightarrow I}(\beta, R_n^*) = \cos^2 \beta \times \Omega_1(\beta) \sqrt{1 + (\xi_1(\beta, R_n^*) - \tan \beta)^2},$$

графически показанным на рис. 5, б. В такой интерпретации выражение $K_{U \rightarrow I}(\beta, R_n^*)$ показывает значение параметрически стабилизируемого тока в процессе ЧШИР выпрямителем. Характеристика демонстрирует, как и характеристика подстройки частоты (см. рис. 5, а), участок разрыва функции, что ограничивает диапазон допустимых углов регулирования. Участок $K_{U \rightarrow I}(\beta, R_n^*) > 1$ (см. рис. 5, б) объясняется одновременным присутствием двух факторов: собственно, изменения угла регулирования и смещения частоты. В отличие от случая ШИР при $\Omega = 1$ при ЧШИР нарушаются свойства параметрической стабилизации, что можно оценить зависимостью $K_{U \rightarrow I}(\beta, R_n^*)$ от нагрузки.

Проведено моделирование резонансного LCL-преобразователя при регулировании выпрямителя в OrCad 9.2 с параметрами $L = 15,6$ мкГн, $C = 0,5$ мкФ,

$R_n = 6$ Ом, что обеспечивает относительную нагрузку $R_n^* = 0,5$. Результаты моделирования при ШИР на фиксированной резонансной частоте $f = 100$ кГц при угле регулирования $\beta = \pi/5,4$ приведены на рис. 6, а, можно отметить существенную фазу тока инвертора $\Phi_{инв}$ и большой выключаемый ток.

Рис. 6. Результаты моделирования резонансного LCL-преобразователя при $R_n^* = 0,5$: а – при ШИР; б – при ЧШИР

Результаты моделирования с частотной подстройкой при ЧШИР регулировании представлены при частоте $f = 112$ кГц (рис. 6, б), для стабилизации такого же тока соответствующего $K_I = 0,7$, требуется другой угол регулирования $\beta = \pi/4,8$. Частотная подстройка позволила минимизировать фазу тока в инверторе $\Phi_{инв} \rightarrow 0$ и получить выключение транзисторов при токе, близком к нулевому, т.е. ZCS.

Заключение

Обобщая, можно сказать, что в целом в резонансном *LCL*-преобразователе при ЧШИР выпрямителем в области частот $\Omega \rightarrow 1$ удастся существенно уменьшить интервал рекуперации тока инвертора и получить режим коммутации *ZVS+ZCS*. При этом формируется режим, близкий к режиму параметрической стабилизации тока, так как зависимость $K_{U \rightarrow I}$ от нагрузки незначительна (см. рис. 5, б). Регулирование в полном диапазоне может быть реализовано в области нагрузок, ограниченной значением $R_n^* > 0,7$ (см. рис. 5, б), ограничение вызвано разрывами в регулировочных и частотных характеристиках, обусловленными зависимостью ФЧХ от угла регулирования β (см. рис. 4).

Таким образом, из-за затруднений реализации ЧШИР выпрямителя на нагрузках с большим сопротивлением эффективной областью применения этой концепции в резонансном *LCL*-преобразователе являются изолированные зарядные устройства, например преобразователи для беспроводного заряда аккумуляторов от напряжения промышленной сети.

Литература

1. Милых А.Н. Индуктивно-емкостные преобразователи источников напряжения в источники тока / А.Н. Милых, И.В. Волков, Б.Е. Кубышин. – Киев: Наук. думка, 1964. – 306 с.
2. Дозоров С.А. Исследование и разработка индуктивно-емкостных источников питания: дис. ... канд. техн. наук. – СПб., 2013. – 179 с.
3. Фролов Н.А. О параметрической стабилизации автономного резонансного инвертора с помощью нагрузочного контура третьего порядка / Н.А. Фролов, А.Ф. Ягудин // Электричество. – 2009. – № 7. – С. 68–69.
4. Bhat A.K.S. Analysis and Design of LCL-Type Series Resonant Converter // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 1994. – Vol. 41, No. 1. – P. 118–124.
5. Zeng J. LCL-resonant single-switch isolated DC-DC-converter / J. Zeng, W. Qiao, L. Qu // IET Power Electronics. – 2015. – Vol. 8, No. 7. – P. 1209–1216.
6. Zeng J. A single-switch LCL-resonant isolated DC-DC-converter / J. Zeng, W. Qiao, L. Qu // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. – 2013. – P. 5496–5502.
7. Chandrasekhar P. Design of LCL-Resonant Converter for Electrolyser / P. Chandrasekhar, S. Rama Reddy // The Annals of «Dunarea de Jos» University of Galati Fascicle. – 2010. – Vol. 33, No. 1. – P. 5–11.
8. Borage M. Analysis and Design of an LCL-T-Resonant Converter as a Constant-Current Power Supply / M. Borage, S. Tiwari, S. Kotaiah // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2005. – Vol. 52, No. 6. – P. 1547–1554.
9. Dieckerhoff S. Design of an IGBT-based LCL-resonant inverter for high-frequency induction heating / S. Dieckerhoff, M.J. Ruan, R.W. De Doncker // Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting. – 1999. – Vol. 3. – P. 2039–2045.
10. Zgraja J. Susceptibility of the LLC Resonance Generator for Induction Heating on Changes in Load Parameters Caused by Heating the Charge // Conference on Electrotechnology: Processes, Models, Control and Computer Science (EPMCCS). – 2018. – P. 1–5.
11. Osipov A.V. LCL-T-resonant converter based on dual active bridge topology in solar energy applications / A.V. Osipov, Y.A. Shinyakov, V.N. Shcolnyi, M.S. Sakharov // Journal of aerospace technology and management. – 2017. – Vol. 9, No. 2. – P. 248–254.
12. Осипов А.В. Вольтодобавочный резонансный LCL-T-преобразователь для автономных систем электропитания на возобновляемых источниках энергии / А.В. Осипов, С.А. Запольский // Изв. Том. политехн. ун-та. Инжиниринг георесурсов. – 2018. – Т. 329, № 3. – С. 77–78.
13. Земан С.К. Согласование параметров индуктора и преобразователя частоты с помощью последовательно-параллельного резонансного контура / С.К. Земан, Ю.М. Казанцев, А.В. Осипов // Индукционный нагрев. – 2013. – № 2. – С. 25–32.
14. Luh M. Bidirectional soft-switching DC/DC-converter for highly efficient EV chargers: Comprehensive analysis of a 20 kW CLLLC converter prototype for / M. Luh, T. Blank, M. Weber // PCIM Europe digital days 2020 International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management. – 2020. – P. 1–8.
15. Yu S. A High Frequency CLLLC-Bi-directional Series Resonant Converter DAB Using an Integrated PCB Winding Transformer / S. Yu, C. Hsiao, J. Weng // 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – 2020. – P. 1074–1080.
16. Осипов А.В. Определение характеристик фазовой подстройки частоты в последовательном резонансном преобразователе при широтно-импульсном регулировании // Доклады ТУСУР. – 2019. – Т. 22, № 3. – С. 111–116.

Осипов Александр Владимирович

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

Рулевский Виктор Михайлович

Д-р техн. наук, доцент, ректор ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 51-05-30
Эл. почта: rector@tusur.ru

Osipov A.V., Rulevskiy V.M.

Resonant LCL Converter with Frequency-Pulse-Width Control

The paper considers the features of frequency-pulse-width control in a resonant LCL converter with an active rectifier in the mode of parametric stabilization of the output current. The analysis of the properties of the LCL converter during regulation by the rectifier is carried out, the phase-frequency characteristic and the coefficient of parametric stabilization are obtained. It is shown that the rectifier introduces a reactive component into the impedance of the resonant circuit. It is illustrated that the introduction of the control angle leads to the loss of roots by the equation on a part of the load range.

The estimation of the frequency adjustment in the converter is carried out, the control characteristic is obtained, the energy advantages of frequency-pulse-width control are demonstrated, which consists in the zero phase of the inverter current and minimization of the recuperation interval.

Keywords: resonant LCL-converter, frequency-pulse-width control, impedance conversion, energy performance.

doi: 10.21293/1818-0442-2021-24-2-77-83

References

1. Milach A.N., Volkov I.V., Kubyshkin B.E. [Inductive-capacitive voltage converters in current sources]. Kiev, Science, 1978. 306 p. (in Russ.).
2. Dozorov S.A. *Issledovanie i razrabotka induktivno-emkostnykh istochnikov pitaniya* [Research and development of inductive-capacitive power source]. Diss. ... Candidate of Science in Engineering, SPb., 2013. – 179 p. (in Russ.).
3. Frolov N.A., Yagudun A.F. [On parametric stabilization of an autonomous resonant inverter using a third-order load circuit]. *Electricity*, 2009, no. 7, pp. 68–69 (in Russ.).
4. Bhat A.K.S. Analysis and Design of LCL-Type Series Resonant Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1994, vol. 41, no. 1, pp. 118–124.
5. Zeng J., Qiao W., Qu L. LCL-resonant single-switch isolated DC–DC converter. *IET Power Electronics*, 2015, vol. 8, no. 7, pp. 1209–1216.
6. Zeng J., Qiao W., Qu L. A single-switch LCL-resonant isolated DC–DC converter. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2013, pp. 5496–5502.
7. Chandrasekhar P., Rama Reddy S. Design of LCL-Resonant Converter for Electrolyser. *The Annals of «Dunarea de Jos» University of Galati Fascicle*, 2010, vol. 33, no. 1, pp. 5–11.
8. Borage M., Tiwari S., Kotaiah S. Analysis and Design of an LCL-T-Resonant Converter as a Constant-Current Power Supply. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, vol. 52, no. 6, pp. 1547–1554.
9. Dieckerhoff S., Ruan M.J., De Doncker R.W. Design of an IGBT-based LCL-resonant inverter for high-frequency induction heating. *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting*, 1999, vol. 3, pp. 2039–2045.
10. Zgraja J. Susceptibility of the LLC Resonance Generator for Induction Heating on Changes in Load Parameters Caused by Heating the Charge. *Conference on Electrotechnology: Processes, Models, Control and Computer Science (EP-MCCS)*, 2018, pp. 1–5.
11. Osipov A.V., Shinyakov Y.A., Shcolnyi V.N., Sakharov M.S. LCL-T resonant converter based on dual active bridge topology in solar energy applications. *Journal of Aerospace Technology and Management*, 2017, vol. 9, no. 2, pp. 248–254.
12. Osipov A.V., Zapolskiy S.A. [Boost type resonant LCLjT converter for autonomous power supply system from renewable sources]. *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University*, 2018, vol. 329, no. 3, pp. 77–78 (in Russ.).
13. 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 Russ.).
14. Luh M., Blank T., Weber M. Bidirectional soft-switching DC/DC-converter for highly efficient EV chargers: Comprehensive analysis of a 20 kW CLLLC-converter prototype for. *PCIM Europe digital days 2020 International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2020, pp. 1–8.
15. Yu S., Hsiao C., Weng J. A High Frequency CLLLC Bi-directional Series Resonant Converter DAB Using an Integrated PCB Winding Transformer. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2020, pp. 1074–1080.
16. Osipov A.V. [Characterization of phase adjustment of frequency in a series resonant converter with pulse-width regulation]. *Proceedings of TUSUR University*, 2019, vol. 22, no. 3, pp. 111–116 (in Russ.).

Alexander V. Osipov

Candidate of Science in Engineering, 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

Victor M. Rulevskiy

Doctor of Science in Engineering, Associate Professor, Rector TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 51-05-30
Email: rector@tusur.ru