

УДК 621.314

А.В. Осипов

Синтез двухчастотного тока параллельно-последовательным резонансным *LCLC*-преобразователем с многократной широтно-импульсной модуляцией

Рассмотрены способы формирования двухчастотного тока индуктора в резонансном преобразователе с многократной широтно-импульсной модуляцией для систем индукционного нагрева объектов сложной формы поверхности. Проведено исследование способов формирования и регулирования частотных составляющих тока индуктора. Предложены подходы к оценке энергетической эффективности двухчастотных преобразователей и проведена ее оценка для многократной ШИМ по значениям коэффициентов мощности и габаритной мощности. Показано, что высокочастотная гармоника образована двумя составляющими: собственно формируемой многократной модуляцией и составляющей, содержащейся в прямоугольном напряжении низкой частоты, последняя существенно влияет на энергетические характеристики. Показаны преимущества двухполярной ШИМ над однополярной с энергетических позиций.

Ключевые слова: резонансный *LCLC*-преобразователь, многократная широтно-импульсная модуляция, двухчастотный индукционный нагрев, энергетические характеристики.

doi: 10.21293/1818-0442-2021-24-1-75-82

Формирование двухчастотного тока требуется в системах индукционного нагрева для обеспечения заданного температурного распределения в нагреваемом объекте. Данная технология может быть необходима для закалки поверхностей сложной формы, например, закалке зубьев шестерен [1–8], в этом случае высокая частота осуществляет нагрев выпуклой поверхности зуба шестерни, а низкая – межзубовой впадины. Закалка в таком режиме позволяет сохранить сырой сердцевину зуба при равномерной глубине закалки его сложной поверхности. Кроме того, в системах плавки больших объемов двухчастотный ток индуктора позволяет получить равномерный нагрев расплава за счет осуществления его перемешивания, осуществляемого низкочастотной составляющей, а высокая частота осуществляет его нагрев [9, 10]. В этих системах в индукторе формируется 3-фазное электромагнитное поле, обеспечивающее перемешивание расплава.

В ряде практических проектов наиболее широкое применение получили системы суммирования выходных параметров двух разночастотных преобразователей, при этом решающими факторами являлись универсальность решения и простота реализации [1–4]. Однако проектирование двух разнотипных источников и введение частотного фильтра большой мощности удорожают систему и заставляют искать альтернативные пути решения задачи [11], кроме того, в системах суммирования обязательным является включение двух согласующих трансформаторов, что усложняет систему, так как в ряде случаев индукционного нагрева может применяться бестрансформаторное включение индуктора.

В целом задача поиска оптимальной структуры преобразователя сводится к реализации требований технологического процесса при условии минимальных энергетических и массогабаритных затрат. Поэтому целесообразным представляется разработка

резонансного преобразователя, генерирующего напряжение с двумя частотными составляющими гармониками, формируемыми многократной модуляцией выходного напряжения. Синтез двухчастотного тока с заданным гармоническим составом может быть реализован способами формирования [6, 12], основанными на методе гармонического синтеза напряжения с фильтрацией высших гармоник *LCLC*-контуром. Метод основан на формировании ступенчатого напряжения с заданным гармоническим составом, имеющим две преобладающие гармоники, что позволяет достичь регулирования амплитуд составляющих выходного тока. Практическая реализация гармонического синтеза связана со сложным обменом энергий между инверторами многоуровневого преобразователя, что ухудшает его энергетику, при этом необходимо наличие нескольких инверторных ячеек с согласующими трансформаторами.

Методы формирования двухчастотного тока индуктора на основе многократной ШИМ проще с точки зрения структуры преобразователя и рассмотрены в топологии *LCLC*-контура [5, 8, 13]. В большинстве приведенных работ вопросы энергетики и энергетические характеристики резонансного преобразователя при регулировании амплитуд частотных составляющих тока не затрагиваются. Целью настоящей работы является определение характеристик и оценка энергетической эффективности формирования двухчастотного тока индуктора на основе многократной модуляции напряжения инвертора.

Характеристики резонансного *LCLC*-контура при формировании двухчастотного тока

Формирование двухчастотного тока предполагает получение больших коэффициентов усиления и энергетические характеристики на двух синтезируемых частотах. Поэтому классический *LC*-контур, имеющий низкий реактивный импеданс (т.е. условие резонанса) только на одной частоте, не может при-

меняться. Поэтому в системах индукционного нагрева для синтеза двухчастотного тока индуктора применяется последовательно-параллельный $LCLC$ -резонансный контур (рис. 1) с параллельным включением частотоподающих ветвей, осуществляющих фильтрацию паразитных гармоник, что позволяет реализовать синтез тока требуемого гармонического состава.

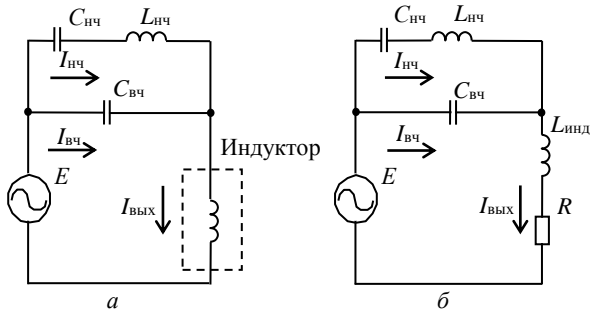


Рис. 1. Двухчастотный $LCLC$ -резонансный контур – а; соответствующая ему схема замещения – б

Импедансно-частотные характеристики $LCLC$ -топологии можно отразить соотношениями

$$\operatorname{Re} Z(\omega) = R,$$

$$\operatorname{Im} Z(\omega) = \omega L_{\text{инд}} \frac{1}{\omega C_{\text{вч}}} \frac{(1 - \omega^2 L_{\text{нч}} C_{\text{нч}})}{(1 - \omega^2 L_{\text{нч}} C_{\text{нч}}) + C_{\text{нч}}/C_{\text{вч}}},$$

а частотные характеристики выходного тока контура

$$I_{\text{вых}}(\omega) = \frac{E}{Z(\omega)} \rightarrow I_{\text{вых}}^*(\omega) = \frac{R}{Z(\omega)};$$

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \left(\frac{\operatorname{Im} Z(\omega)}{R} \right).$$

Графически АЧХ и ФЧХ выходного тока при синтезе частот 10 и 70 кГц $LCLC$ -контуром с параметрами $L_{\text{инд}} = 13,7$ мкГн, $R = 0,5$ Ом, $C_{\text{вч}} = 0,5$ мкФ, $L_{\text{нч}} = 43,3$ мкГн, $C_{\text{нч}} = 4,4$ мкФ показаны на рис. 2. Можно отметить на синтезируемых частотах равные коэффициенты передачи тока, определяемые нагрузкой, при которых $\operatorname{Im} Z(\omega) = 0$, что обусловлено топологией контура, и наличие центральной частоты блокирования ω_0 с высоким реактивным импедансом, при которой $\operatorname{Im} Z(\omega) \rightarrow \infty$.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{C_{\text{нч}} + C_{\text{вч}}}{C_{\text{нч}} \cdot C_{\text{вч}} \cdot L_{\text{нч}}}}.$$

Частота ω_0 не зависит от нагрузки, а определяется частотоподающими ветвями $LCLC$ -контура, ее необходимо выбирать в области подавления паразитных гармоник, в данном случае 3-й и 5-й.

Характеристика $I_{\text{вых}}^*(\omega)$ отражает фильтрующие свойства $LCLC$ -контура, синтезирующего таким образом две резонансные частоты.

В общем случае математическая модель $LCLC$ -контура может быть описана методом парциальных частот [14], его применение для подобных систем показано в [15]. Метод дает приемлемую точность описания процессов, однако в данном случае явля-

ется избыточным, так как при существенной разнице синтезируемых частот парциальные контура фактически не связаны друг с другом. Поэтому, учитывая, что в электротермии присутствует существенная разница синтезируемых частот, справедливо условие $\omega_{\text{вч}} \gg \omega_{\text{нч}}$, которое позволяет разбить $LCLC$ -контур на схемы замещения и анализировать его свойства отдельно по каждой частоте.

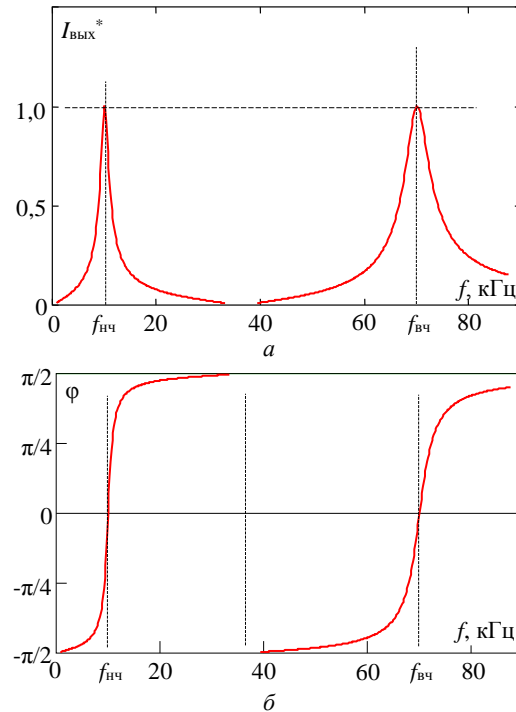


Рис. 2. Частотные характеристики тока резонансного $LCLC$ -контура: а – АЧХ, б – ФЧХ

Данный подход обоснован и использован в ряде работ, например в [16], согласно которому на высокой частоте сопротивление конденсатора $C_{\text{нч}}$ незначительно:

$$\omega_{\text{вч}} L_{\text{нч}} \gg \frac{1}{\omega_{\text{вч}} C_{\text{нч}}},$$

что позволяет закортить его в высокочастотной схеме замещения, а на низкой частоте сопротивление конденсатора $C_{\text{вч}}$ существенно превышает сопротивление $L_{\text{инд}}$

$$\omega_{\text{нч}} L_{\text{вч}} \ll \frac{1}{\omega_{\text{нч}} C_{\text{вч}}},$$

соответственно, он может быть исключен из низкочастотной схемы замещения. Таким образом, при синтезе сильно различающихся частот они могут определяться выражениями

$$\begin{cases} \omega_{\text{нч}} = \frac{1}{\sqrt{(L_{\text{инд}} + L_{\text{нч}}) \cdot C_{\text{нч}}}}, \\ \omega_{\text{вч}} = \sqrt{\frac{L_{\text{инд}} + L_{\text{нч}}}{L_{\text{инд}} \cdot L_{\text{нч}} \cdot C_{\text{вч}}}}. \end{cases}$$

Интересно, что данный подход позволяет разделить частотные составляющие тока нагрузки неза-

висимо от добротности контура. В приведенной топологии (см. рис. 1) нагрузка включена последовательно с источником, поэтому регулирование амплитуд синтезируемых токов может быть реализовано только регулированием гармоник входного напряжения резонансного контура. Соответственно, основной задачей в данном случае является синтез напряжения инвертора, содержащего гармоники требуемых амплитуд.

Определение энергетических характеристик преобразователя при генерации двухчастотного тока

Сопоставление преобразователей, формирующих двухчастотное напряжение, должно производиться на основе анализа их энергетической эффективности. В этой связи нужно сказать, что анализ двухчастотных преобразователей имеет ряд особенностей, заключающихся в том, что полезная энергия нагрузки передается сразу на двух частотах. Поэтому коэффициент мощности K_M , характеризующий потребляемую резонансным контуром энергию и позволяющий таким образом оценить искажения параметров инвертора, будет выглядеть

$$K_M = \frac{P}{S} = \frac{P_{нч} + P_{вч}}{U \cdot I},$$

где $P_{нч}$ и $P_{вч}$ – активная мощность на низкой и высокой частоте, U и I – действующие значения выходного напряжения и тока преобразователя. В общем случае, но принимая, что выходной ток состоит только из двух гармоник,

$$K_M = \frac{I_{нч} U_{нч} \cos \varphi_{нч} + I_{вч} U_{вч} \cos \varphi_{вч}}{U \sqrt{I_{нч}^2 + I_{вч}^2}},$$

где $\varphi_{нч}$ $\varphi_{вч}$ – фазы выходного тока согласно ФЧХ (рис. 2, б). В резонансном режиме можно принять $\varphi_{нч} = \varphi_{вч} = 0$, тогда для K_M можно записать

$$K_M = \frac{I_{нч} U_{нч} + I_{вч} U_{вч}}{U \sqrt{I_{нч}^2 + I_{вч}^2}} = \frac{I_{вч} U_{вч} + I_{нч} U_{нч} \cdot \sigma I \sigma U}{U \sqrt{I_{вч}^2 + I_{нч}^2 \sigma I^2}} = \frac{U_{вч} (1 + \sigma I \sigma U)}{U \sqrt{1 + \sigma I^2}},$$

где $U_{нч}$, $U_{вч}$, $I_{нч}$, $I_{вч}$ – действующие значения токов и напряжений, $\sigma U = U_{нч}/U_{вч}$ и отношение гармоник напряжения, синтезируемых преобразователем, $\sigma I = I_{нч}/I_{вч}$ – отношение гармоник тока нагрузки. Выделяя в данном выражении коэффициент искажения, можно привести его к форме

$$K_M = \frac{1 + \sigma I \sigma U}{\sqrt{1 + \sigma I^2} \cdot \sqrt{1 + \sigma U^2}} \times \frac{\sqrt{U_{вч}^2 + U_{нч}^2}}{U}.$$

В рассматриваемой топологии включения нагрузки (см. рис. 1) выполняется условие $I_{вых} = I_{вх}$ (т.е. контур не производит импедансного преобразования, а играет исключительно фильтрующую роль), поэтому гармоникам оказывается одинаковое активное сопротивление, тогда справедливо $\sigma U = \sigma I$, и коэффициент мощности равен коэффициенту искажения

$$K_M = \frac{\sqrt{U_{вч}^2 + U_{нч}^2}}{U} = K_{2f} И. \tag{1}$$

Учитывая, что полезный сигнал в данном случае состоит из двух гармоник, полученное выражение можно характеризовать как коэффициент искажения выходного напряжения инвертора относительно двух синтезируемых гармоник. Видно, что K_M полностью определяется искажением формы напряжения по каждой из синтезируемых гармоник. При этом нужно отметить, что в данном случае коэффициент мощности может превышать значение $K_M = 0,9$, характеризующее относительную мощность первой гармоники при условии подавления остальных, что присутствует в классических LC-преобразователях. Это объясняется потреблением сразу двух частотных составляющих. При прямоугольном напряжении для коэффициента мощности можно записать

$$K_M = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{v^2}},$$

где v – номер старшей синтезируемой гармоники.

Другим оценочным показателем энергетической эффективности является габаритная мощность преобразователя, определяемая максимальными значениями его тока и напряжения U_m , и может быть оценена относительным коэффициентом габаритной мощности

$$P_{\Gamma}^* = \frac{P_{\Gamma}}{P} = \frac{U_m \times \sqrt{2} (I_{нч} + I_{вч})}{I_{нч} U_{нч} + I_{вч} U_{вч}} = \frac{U_m}{U_{вч}} \cdot \frac{\sqrt{2} (\sigma I + 1)}{\sigma I \sigma U + 1} = \sqrt{2} \cdot \frac{U_m}{U_{нч} + U_{вч}} \times \frac{(\sigma U + 1)(\sigma I + 1)}{\sigma I \sigma U + 1},$$

с учетом условия $\sigma U = \sigma I$ выражение примет вид

$$P_{\Gamma}^* = 2 \times K_{2fA} \times \frac{(\sigma U + 1)^2}{\sigma U^2 + 1}, \tag{2}$$

где K_{2fA} – отношение амплитуды напряжения преобразователя к сумме амплитуд синтезируемых гармоник

$$K_{2fA} = \frac{U_m}{U_{mнч} + U_{mвч}}.$$

Данный коэффициент можно выразить через коэффициент амплитуды K_a , тогда

$$K_{2fA} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{K_a}{K_M} \times \frac{\sqrt{\sigma U^2 + 1}}{\sigma U + 1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{K_a}{K_M} \times \frac{1}{K_S},$$

$$P_{\Gamma}^* = \sqrt{2} \times \frac{K_a}{K_M} \times K_S,$$

где K_S – отношение алгебраической суммы амплитуд синтезируемых гармоник к их геометрической сумме. Коэффициент K_{2fA} определяет степень содержания гармоник в выходном напряжении и равен единице, если форма напряжения повторяет форму тока. Коэффициент 2 в данном случае связывает максимальную мгновенную мощность с ее средним значением. Поэтому предельно достижимым значением

P_r^* является его удвоенное значение. Таким образом, форма напряжения инвертора является основным фактором, определяющим энергетическую эффективность преобразования на резонансных частотах, которая может быть оценена коэффициентами K_{2fi} , K_{2fA} . Далее показано определение показателей энергетической эффективности на примере многократных разновидностей ШИМ.

Однополярная широтно-импульсная модуляция в $LCLC$ -преобразователе

Последовательный резонансный $LCLC$ -преобразователь при генерации двухчастотного тока показан на рис. 3. При однополярной ШИМ управляющее воздействие формируется сравнением двустороннего пилообразного напряжения U_{trian} с опорным прямоугольным сигналом U_{ref} (рис. 4, а). Полученная управляющая импульсная последовательность подается на одну из стоек инвертора $VT1, VT2$, определяемую как регулируемая, при этом на другую стойку инвертора $VT3, VT4$ подается низкочастотный немодулированный сигнал. В результате на такте управления инвертора образуются интервалы, подключения напряжения питания к контуру и интервал короткого состояния контура, при котором его ток замыкается открытой верхней или нижней парой транзисторов.

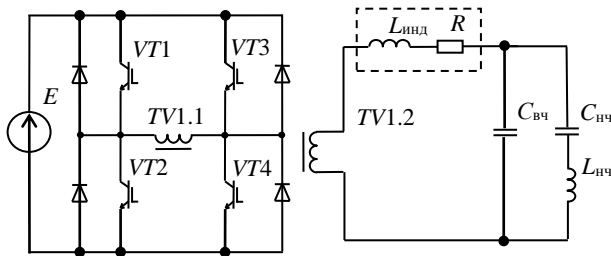
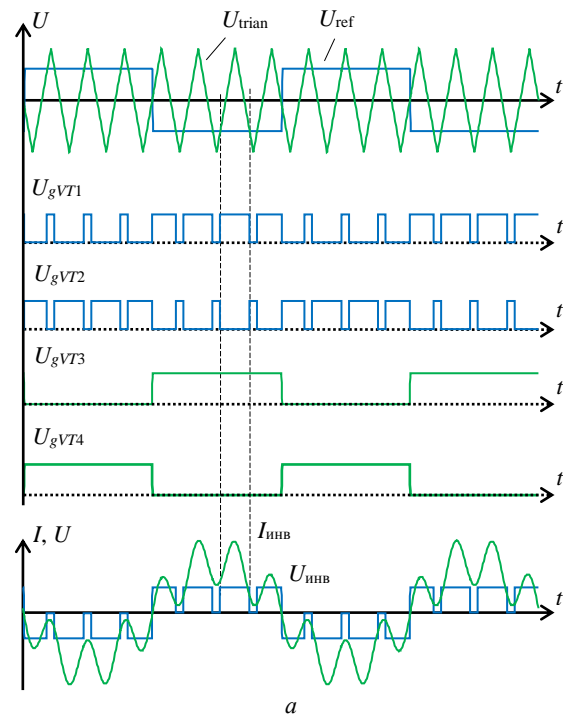


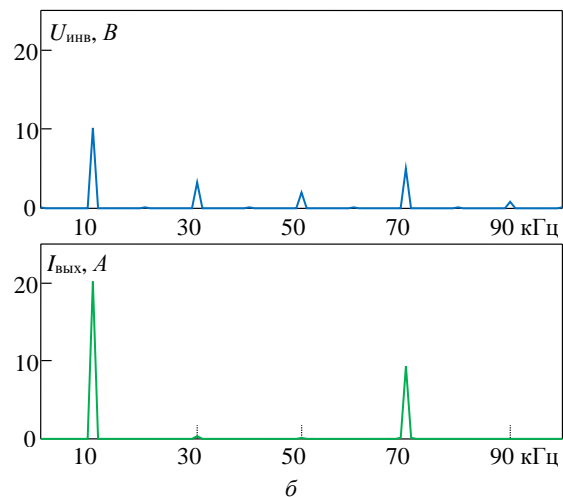
Рис. 3. Последовательный резонансный $LCLC$ -преобразователь

В резонансном режиме принципиальным является обеспечение именно двухсторонней проводимости транзисторов инвертора, так как ток контура при достаточной амплитуде высокочастотной составляющей может сменить полярность на полупериоде низкой частоты. Поэтому отпирание транзисторов регулируемой стойки на интервале шунтирования с длительностью $(1 - \gamma)$ является необходимым. Путем изменения величины опорного напряжения U_{ref} достигается регулирование длительностей этих интервалов и, соответственно, амплитуд синтезируемых гармоник. По мере уменьшения γ амплитуда 1-й гармоники уменьшается, а 7-й увеличивается, что происходит до $\gamma = 0,5$, после чего уменьшаются обе гармоники. Работа инвертора при синтезе 1-й и 7-й гармоник с соотношением амплитуд $\sigma U = 2$ на основе однополярной многократной ШИМ проиллюстрирована на рис. 4, а, спектры выходного напряжения и тока, полученные путем моделирования в OrCad9.2 конфигурации контура по рис. 2 ($L_{\text{нд}} = 13,7$ мкГн, $R = 0,5$ Ом, $C_{\text{вч}} = 0,5$ мкФ, $L_{\text{нч}} = 43,3$ мкГн, $C_{\text{нч}} = 4,4$ мкФ), показаны на рис. 4,

б, отмечено фактически полное подавление паразитных гармоник.



а



б

Рис. 4. Диаграммы резонансного $LCLC$ -преобразователя с однополярной многократной ШИМ при синтезе 1-й и 7-й гармоник – а; спектры выходного напряжения и тока – б

Вычислены значения синтезируемых гармоник напряжения инвертора при его однополярной многократной ШИМ, низкочастотная гармоника

$$U_{m \text{ нч}} = U_{1m} = \frac{4}{\pi} E \gamma$$

и высокочастотная гармоника

$$U_{m \text{ вч}} = U_{\text{pwm}} + U_{\text{vm}} = \frac{4}{\pi} E \left(\frac{\sin \pi \gamma}{2} + \frac{\gamma}{v} \right), \quad (3)$$

которая представлена суммой составляющей, формируемой многократной ШИМ U_{pwm} , и составляющей, содержащейся в низкочастотном напряжении U_{vm} . Получена регулировочная характеристика их соотношения

$$\sigma U = \frac{2\gamma}{\sin \pi\gamma + \frac{2\gamma}{v}}$$

Учитывая, что действующее значение напряжения инвертора по отношению к его амплитуде при однополярной многократной ШИМ

$$U^*(\gamma, v) = \begin{cases} \sqrt{\frac{(v-1)\gamma+1}{v}} & \text{при } \gamma > 0,5; \\ \sqrt{\frac{(v-1)\gamma+2\gamma}{v}} & \text{при } \gamma < 0,5. \end{cases}$$

Данные соотношения позволяют определить энергетические коэффициенты напряжения инвертора

$$K_{2fA} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{1}{\frac{\sin \pi\gamma}{2} + \gamma \left(1 + \frac{1}{v}\right)},$$

$$K_{2fU} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{\sin \pi\gamma}{2} + \frac{\gamma}{v}\right)^2}}{U^*(\gamma, v)}$$

Данные коэффициенты с помощью (1), (2) позволяют определить энергетические характеристики, которые при синтезе 1-й и v-й гармоник представлены на рис. 5. Отличие случаев синтеза при v = 3 и v = 7 гармоник состоит во влиянии составляющей гармоники, исходно содержащейся в низкочастотном напряжении, в данном случае содержание 3-й гармоники выше, поэтому энергетические характеристики при v = 3 существенно лучше.

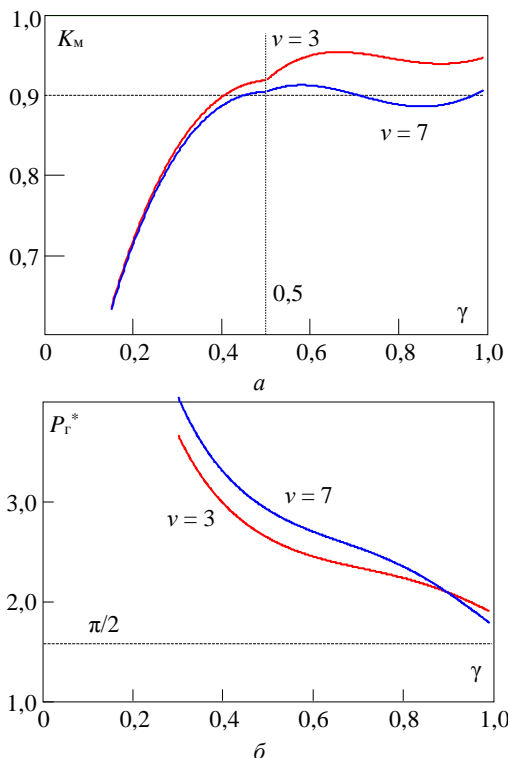


Рис. 5. Энергетические характеристики LCLC-преобразователя при однополярной ШИМ: а – коэффициент мощности; б – коэффициент габаритной мощности

Уменьшение длительности импульсов γ при однополярной ШИМ в диапазоне $\gamma < 0,5$ приводит к уменьшению обеих синтезируемых гармоник, поэтому высокочастотная составляющая тока в данном случае ограничена.

Двухполярная широтно-импульсная модуляция в LCLC-преобразователе

Увеличить высокочастотную составляющую тока преобразователя с многократной ШИМ можно заменой интервала шунтирования нагрузки на интервал рекуперации, таким образом, реализуется многократная двухполярная равномерная ШИМ (рис. 6). В этом случае амплитуды напряжения синтезируемых гармоник описываются соотношениями

$$U_{mHЧ} = U_{1m} = \frac{4E(2\gamma-1)}{\pi},$$

$$U_{mBЧ} = \frac{4E}{\pi} \left(\sin \pi\gamma + \frac{2\gamma-1}{v} \right). \tag{4}$$

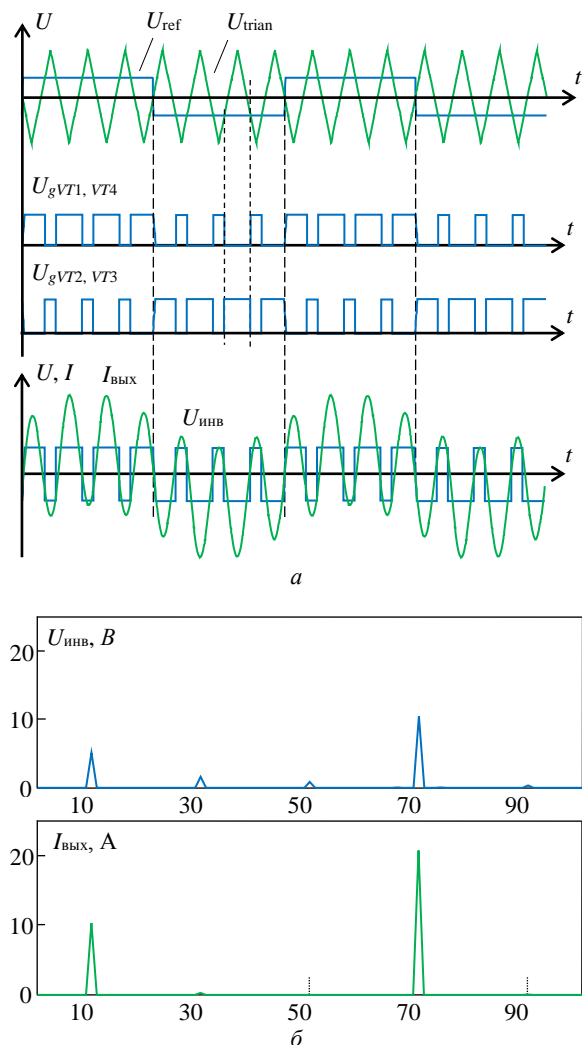


Рис. 6. Диаграммы LCLC-преобразователя с двухполярной многократной ШИМ при синтезе 1-й и 7-й гармоник – а; спектры выходного напряжения и тока – б

Регулировочная характеристика отношения амплитуд гармоник

$$\sigma U = \frac{2\gamma - 1}{\sin \pi\gamma + \frac{2\gamma - 1}{v}}$$

Действующее значение напряжения инвертора в этом случае постоянно: $U = E$, коэффициенты искажения и амплитуды

$$K_{2f_{\text{и}}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \sqrt{(2\gamma - 1)^2 + \left(\sin \pi\gamma + \frac{2\gamma - 1}{v}\right)^2},$$

$$K_{2f_{\text{А}}} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{1}{|2\gamma - 1| + \sin(\pi\gamma) + \left(\frac{2\gamma - 1}{v}\right)}.$$

Энергетические характеристики преобразователя K_M и P_{Γ}^* при многократной двухполярной ШИМ получены аналогично с использованием выражений (1), (2) и при синтезе 1-й и 7-й гармоник графически показаны на рис. 7.

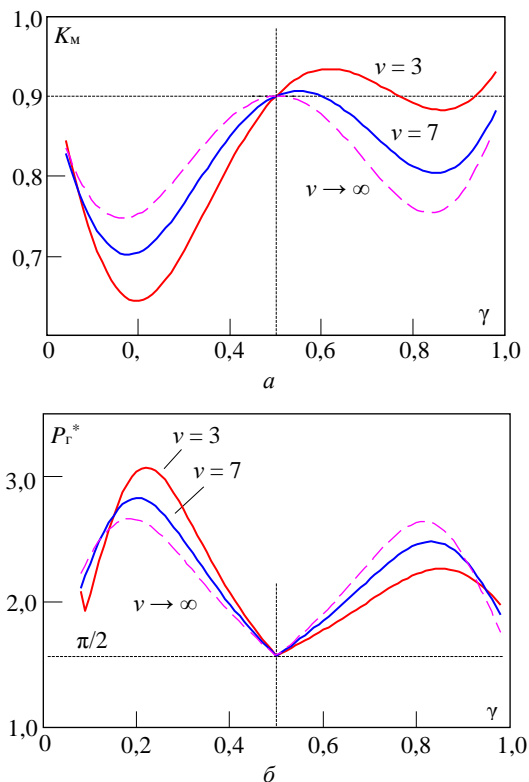


Рис. 7. Энергетические характеристики $LCLC$ -преобразователя при двухполярной ШИМ: a – коэффициент мощности, b – коэффициент габаритной мощности

Нужно отметить симметричный характер энергетических характеристик относительно точки $\gamma = 0,5$, при переходе через которую низкочастотная составляющая меняет знак, вместе с которой меняет знак и высокочастотная гармоника низкочастотной составляющей U_{vm} . Поэтому на интервале $\gamma = [0..0,5]$ формируется встречное включение составляющих, образующих высокочастотную гармонику $U_{m_{\text{вч}}} = U_{\text{pwm}} - U_{\text{vm}}$. Соответственно, при $v \rightarrow \infty$ характеристики K_M и P_{Γ}^* являются полностью симметричными относительно $\gamma = 0,5$. Таким образом, работа в области $\gamma < 0,5$ в данном случае не имеет смысла.

Многократная двухполярная равномерная ШИМ позволяет получить большие, чем однополярная ШИМ, амплитуды синтезируемых гармоник напряжения при заданной амплитуде прямоугольного напряжения, что объясняет ее лучшие энергетические характеристики.

Проведена верификация проведенных расчетов на примере конфигурации $LCLC$ -контура с параметрами $L_{\text{инд}} = 13,7$ мкГн, $R = 0,5$ Ом, $C_{\text{вч}} = 0,5$ мкФ, $L_{\text{нч}} = 43,3$ мкГн, $C_{\text{нч}} = 4,4$ мкФ путем моделирования в OrCad 9.2, результаты приведены на рис. 8.

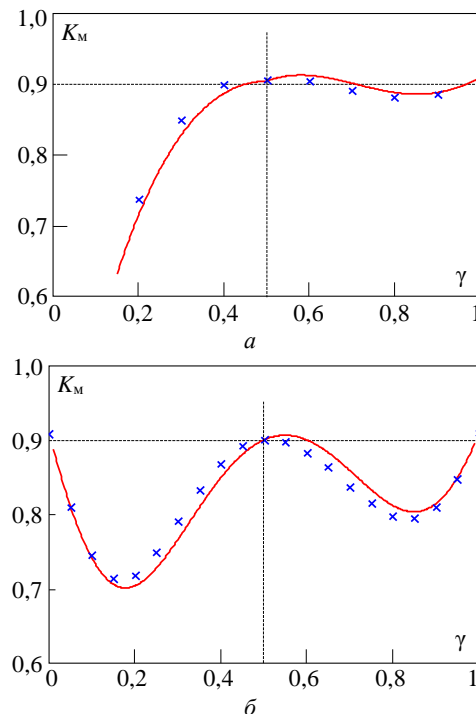


Рис. 8. Результаты моделирования зависимости $K_M(\gamma)$: a – при однополярной ШИМ; b – двухполярной ШИМ

Можно отметить отклонения аналитического описания K_M от модели, обусловленные несинусоидальностью выходного тока и недостаточной точностью аппроксимации амплитуд гармоник напряжения (3), (4). Высокочастотная гармоника описана суммой линейной и синусоидальной составляющих, последняя не является до конца точной, однако в точках $\gamma = 0$, $\gamma = 0,5$, $\gamma = 1$ совпадение можно считать полным.

Заключение

Описанный в работе способ синтеза двухчастотного тока на основе многократной ШИМ резонансным $LCLC$ -преобразователем позволяет регулировать соотношение синтезируемых гармоник тока в структурах на основе одного инвертора, что важно при построении систем индукционного нагрева. При этом применение разновидности ШИМ обусловлено особенностями технологического процесса. Важно отметить, что на резонансных частотах $LCLC$ -контура (см. рис. 1) для определения энергетических характеристик преобразователя достаточно анализировать форму напряжения инвертора с помощью коэффициентов искажения и амплитуды.

Литература

1. Induction heating inverter with simultaneous dual-frequency output / V. Esteve, J. Jordan, E.J. Dede, E. Sanchis-Kilders, E. Maset // *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. – 2006. – Vol. 1, No. 5. – P. 1505–1509.
2. Schwenk W. The simultaneous dual-frequency method of inductive gear hardening // *Gear solutions*. – May 2003. – P. 24–31.
3. Peter H.-J. Applications for surface induction hardening using SDF Induction Heat Treating / H.-J. Peter, W. Schwenk // *Elektrowärme International*. – 2002. – No. 60. – P. 13–18.
4. Schwenk W. Simultaneous Dual-Frequency Induction Hardening // *Heat treating Progress*. – April–May 2003. – P. 35–38.
5. Investigation of Heat Treatment of Gears Using a Simultaneous Dual Frequency Induction Heating Method / D. Yun, H. Park, J.H. Koo, S. Ham, S. Lee // *IEEE Transactions on Magnetics*. – 2015. – Vol. 51, No. 11. – P. 1–4.
6. Multilevel inverters with equal or unequal sources for dual-frequency induction heating / B. Diong, S. Basireddy, K. Corzine, Y. Familiant // *Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*. – 2004. – Vol. 2. – P. 825–831.
7. A single-phase dual frequency inverter based on multi-frequency selective harmonic elimination / C. Zhao, D. Costinett, B. Trento, D. Friedrichs // *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA*. – 2016. – P. 3577–3584.
8. Esteve V. Comparative Study of a Single Inverter Bridge for Dual-Frequency Induction Heating Using Si and SiC MOSFETs // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – March 2015. – Vol. 62, No. 3. – P. 1440–1450.
9. Лузгин В.И., Петров А.Ю., Шпицын В.В. Многоинверторные среднечастотные преобразователи в системах электропитания индукционных установок // *Электротехника*. – 2002. – № 9. – С. 57–63.
10. Пат. 2 400 018 РФ, МПК Н 05 В 6/04. Трехфазный с нулевым выводом двухчастотный инвертор тока для индукционного нагрева / В.И. Лузгин, А.Ю. Петров, И.В. Черных, В.В. Шпицын, И.Е. Лопатин. – № 2009 120 864/09. заявл. 01.06.2009; опубл. 20.09.2010. – Бюл. № 26.
11. Дзлиев С.В. Принципы построения систем питания установок индукционной закалки зубчатых колес при двухчастотном нагреве // *Международ. науч.-техн. конф. «АРИН05»*. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ, 2005. – С. 193–201.
12. Пат. 2 399 168 РФ, МПК Н 05 В 6/06. Способ формирования двухчастотного тока индуктора и устройство для формирования двухчастотного тока индуктора / С.К. Земан, Ю.М. Казанцев, А.В. Осипов, А.В. Юшков. – № 2009 120 734/09. заявл. 2009.06.01; опубл. 2010.09.10.
13. Земан С.К. Двухчастотный преобразователь частоты на основе широтно-импульсной модуляции / С.К. Земан, А.В. Осипов, А.В. Юшков // *Всерос. науч.-техн. конф. «Научная сессия ТУСУР»*. – 2010. – С. 184–187.
14. Основы теории колебаний / В.В. Мигулин, В.И. Медведев, Е.Р. Мустель, В.Н. Парыгин. – М.: Наука, 1978. – 392 с.
15. Формирование двухчастотных колебаний тока в системах индукционного нагрева / С.К. Земан, Ю.М. Казанцев, А.В. Осипов, А.В. Юшков // *Изв. Том. политехн. ун-та*. – 2009. – Т. 315, № 4. – С. 105–111.
16. Юшков А.В. Энергетически эффективные преобразователи частоты для двухчастотной индукционной плавки: дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2012. – 131 с.

Осипов Александр Владимирович

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

Osipov A.V.

Synthesis of two-frequency current by a parallel-to-series resonant LCLC-converter with multiple pulse-width modulation

The methods to form a two-frequency inductor current in a resonant converter with multiple pulse-width modulation for systems of induction heating of complex surface shape bodies are considered. The study of the methods used to form and to regulate the frequency components of the inductor current is carried out. The approaches to assess the energy efficiency of two-frequency converters are proposed and its assessment is carried out for multiple PWM by the values of power factors and overall power. It is shown that the high-frequency harmonic is formed by two components: the one that is generated by multiple modulation and the one contained in the rectangular voltage of low frequency, the latter significantly affects the energy characteristics. The advantages in terms of energy of bipolar PWM over unipolar PWM are shown.

Keywords: resonant LCLC-converter, multiple pulse width modulation, dual frequency induction heating, energy performance.

doi: 10.21293/1818-0442-2021-24-1-75-82

References

1. Esteve V., Jordan J., Dede E. J., Sanchis-Kilders E., Maset E. Induction heating inverter with simultaneous dual-frequency output. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2006, vol. 1, no. 5, pp. 1505–1509.
2. Schwenk W. The simultaneous dual-frequency method of inductive gear hardening. *Gear solutions*, 2003, May, pp. 24–31.
3. Peter H.-J., Schwenk W. Applications for surface induction hardening using SDF Induction Heat Treating. *Elektrowärme International*, 2002, no. 60, pp. 13–18.
4. Schwenk W. Simultaneous Dual-Frequency Induction Hardening. *Heat treating Progress*, April–May 2003, p. 35–38.
5. Yun D., Park H., Koo J. H., Ham S., Lee S., Investigation of Heat Treatment of Gears Using a Simultaneous Dual Frequency Induction Heating Method. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2015, vol. 51, no. 11, pp. 1–4.
6. Diong B., Basireddy S., Corzine K., Familiant Y. Multilevel inverters with equal or unequal sources for dual-frequency induction heating. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, Nineteenth Annual IEEE APEC'04*, 2004, vol. 2, pp. 825–831.
7. Zhao C., Costinett D., Trento B., Friedrichs D. A single-phase dual frequency inverter based on multi-frequency selective harmonic elimination. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach*, 2016, pp. 3577–3584.
8. Esteve V. Comparative Study of a Single Inverter Bridge for Dual-Frequency Induction Heating Using Si and SiC MOSFETs. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, March 2015, vol. 62, no. 3, pp. 1440–1450.
9. Luzgin V.I., Petrov A.Yu., Shipicyn V.V., Yakushev K.V. [Multi-inverter medium frequency converters in induction plants power supply systems]. *Electrical engineering*, 2002, no. 9, pp. 57–63 (in Russ.).

10. Luzgin V.I., Petrov A.Yu., Chernish I.V., Tshipitsin V.V., Lopatin I.E. *Trehfaznyj s nulevym vyvodom dvuhchastotnyj inverter toka dlja indukcionnogo nagreva* [Three Phase Zero Lead Dual Frequency Inverter for Induction Heating] Patent RF, no. 2400018, 2009 (in Russ.).

11. Dzljev S.V. [Principles of building power systems for induction hardening of gears with dual-frequency heating]. Actual problems of induction heating. Conf. «APIH05», St. Petersburg, SPb Electrotechnical University publ., 2005, pp. 193–201 (in Russ.).

12. Zeman S.K., Kazantsev Yu.M., Osipov A.V., Yushkov A.V. *Sposob formirovaniya dvuhchastotnogo toka induktora i ustrojstvo dlja formirovaniya dvuhchastotnogo toka induktora* [A method for forming a two-frequency inductor current and a device for forming a two-frequency inductor current] Patent RF, no. 2399168, 2005 (in Russ.).

13. Zeman S.K., Osipov A.V., Yushkov A.V. [Dual-frequency frequency converter based on pulse width modulation]. Scientific-practical conference «TUSUR Scientific session», 2010, pp. 184–187 (in Russ.).

14. Migulin V.V., Medvedev V.I., Mustel E.R., Parigin V.N. [Fundamentals of vibration theory]. Moscow, Science, 1978. 392 p. (in Russ.).

15. Zeman S.K., Kazantsev Yu.M., Osipov A.V., Yushkov A.V. [Formation of two-frequency current oscillations in induction heating systems]. Bulletin of the Tomsk Polytechnic University, 2009, vol. 315, no. 4, pp. 105–111 (in Russ.).

16. Yushkov A.V. *Jenergeticheski jeffektivnye preobrazovateli chastoty dlja dvuhchastotnoj indukcionnoj plavki* [Energy efficient frequency converters for dual frequency induction melting. Cand. Diss.]. Tomsk, 2012 (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