

Импульсные частотно-фазовый и частотно-широтный способы регулирования выходной мощности резонансного инвертора напряжения для индукционного нагрева

И. Ю. Абдулхаков[✉], М. Р. Ермакова, М. Н. Кудряш

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

[✉] abdulhakov.iljas@yandex.ru

Аннотация. Исследуется вопрос применения комбинированного импульсного с частотным фазового или широтного способа регулирования с обязательным выполнением условий режима мягкой коммутации. Рассматриваются границы применения комбинированного способа, при которых выполняются условия режима, его эффективность с точки зрения сужения частотного диапазона, а также вопрос реализации комбинированного способа за счет установленного в работе взаимоотношения частотной расстройки инвертора от широтных и фазовых параметров импульсов управления силовыми ключами.

Ключевые слова: резонансный инвертор напряжения, частотный способ управления, широтно-импульсное регулирование, фазовое регулирование, комбинированный способ управления, коммутационные процессы

Для цитирования: Абдулхаков И. Ю., Ермакова М. Р., Кудряш М. Н. Импульсные частотно-фазовый и частотно-широтный способы регулирования выходной мощности резонансного инвертора напряжения для индукционного нагрева // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2022. Т. 15, № 4. С. 49–55. doi: 10.32603/2071-8985-2022-15-4-49-55.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Original article

Pulsed Frequency-Phase and Frequency-Latitudinal Methods for Controlling the Output Power of a Resonant Voltage Inverter for Induction Heating

I. Yu. Abdulkhakov[✉], M. R. Ermekova, M. N. Kudryash

Saint Petersburg Electrotechnical University, Saint Petersburg, Russia

[✉] abdulhakov.iljas@yandex.ru

Abstract. The article considers the issue of the use of a combined pulse together with a frequency phase or latitude control method, with the mandatory fulfillment of the conditions of the soft switching mode. The limits of the application of the combined method are considered, under which the conditions of the mode are met, its effectiveness in terms of narrowing the frequency range, as well as the question of implementing the combined method due to the relationship established in the work of the frequency detuning of the inverter from the latitude and phase parameters of the power key control pulses.

Keywords: resonant voltage inverter, frequency control method, pulse-width regulation, phase regulation, combined control method, switching processes

For citation: Abdulkhakov I. Yu., Ermekova M. R., Kudryash M. N. Pulsed Frequency-Phase and Frequency-Latitudinal Methods for Controlling the Output Power of a Resonant Voltage Inverter for Induction Heating // LETI Transactions on Electrical Engineering & Computer Science. 2022. Vol. 15, no. 4. P. 49–55. doi: 10.32603/2071-8985-2022-15-4-49-55.

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Транзисторные резонансные инверторы напряжения широко применяются в качестве источников питания установок индукционного нагрева различного назначения. Наиболее же известный способ регулировки выходной мощности – это частотный с обеспечением индуктивного рассогласования инвертора, за счет чего достигается режим мягкой коммутации силовых полупроводниковых ключей. Однако при использовании данного способа для глубокой регулировки выходной мощности рабочая частота должна изменяться в довольно широких пределах, что не всегда приемлемо при малых значениях добротности нагрузочного контура из-за ограниченного рабочего частотного диапазона инвертора и специфических требований технологии нагрева [1].

Для расширения регулировочного диапазона выходной мощности инвертора используются иные способы регулировки: амплитудный, фазовый, широтно-импульсный, кодово-импульсный и их комбинации, в том числе с частотным [2]–[5]. Как правило, использование этих способов из-за невыполнения условий режима мягкой коммутации существенно снижает КПД инвертора, его надежность и значительно усложняет схему преобразователя, что в свою очередь отражается как на надежности, так и на стоимости. Поэтому в настоящей статье приводится исследование по эффективности относительно глубины регулировки, использования частотно-фазового и частотно-широтного способов регулирования выходной мощности инвертора, при этом с обязательным выполнением необходимых и достаточных условий обеспечения режима мягкой коммутации [6] силовых ключей и без усложнения силовой части схемы.

Для исследования работы инвертора напряжения в пакете LtSpice была разработана компьютерная модель, представленная на рис. 1. Модель состоит: из источника постоянного напряжения $V5$, выходная характеристика которого имитирует выходную характеристику 3-фазного выпрямителя с фильтром нижних частот; мостового инвертора на полевых транзисторах $VT1$ – $VT4$, управляемые от импульсных источников напряжения с регулируемыми временными и амплитудными параметрами $Vg1$ – $Vg4$ с затворными

сопротивлениями $R1$ – $R4$; резонансного нагрузочного контура, состоящего из последовательно соединенных активного сопротивления индуктора $R5$ и индуктивности индуктора $L1$, а также компенсационной емкости индуктора $C1$.

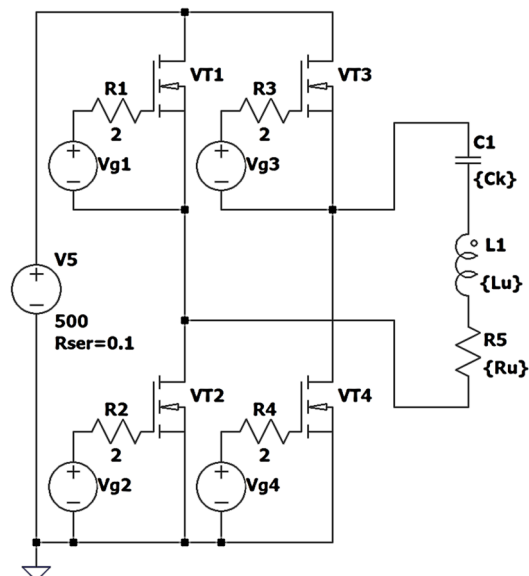


Рис. 1. Компьютерная модель инвертора напряжения, исследованная в пакете LtSpice

Fig. 1. The voltage inverter computer model investigated in the LtSpice package

На основании проведенных расчетов была выработана зависимость (рис. 2) минимально допустимой скважности импульсов D при широтно-импульсной регулировке и максимально допустимом фазовом сдвиге ϕ при фазово-импульсной регулировке в зависимости от фазы ϕ между выходным током и напряжением по первой гармонике инвертора, выходная фаза ϕ_{i1} , в свою очередь, регулируется рабочей частотой инвертора при неизменных параметрах нагрузочного резонансного контура. Данная зависимость легко подтверждается аналитически из расчета образующегося временного интервала между выходными током и напряжением по первой гармонике при изменении частоты, в пределах которого должна произойти коммутация силовых полупроводниковых ключей (в пределе слева от точки перехода тока через ноль). Вследствие этого становится ясна неизменность данной зависимости при различных добротностях нагрузочного контура. Необходимо отметить, что представленная

зависимость достижима при условии локализации реактивной мощности контура в инверторе. Данное условие при использовании фазочастотного регулирования достигается автоматически, а при широтно-частотном – за счет изменения скважности управляющих импульсов только транзисторов одного уровня (верхнего или нижнего) или одного полумоста (плеча) инвертора, при невыполнении этого условия в интервале мертвого времени при сужении времени (скважности) импульсов управления транзисторов из-за воздействия на контур через обратные диоды транзисторов противоЭДС – колебания в контуре затухают и, следовательно, условие мягкой коммутации перестает выполняться. Зависимость, изображенная на рис. 3, не учитывает время коммутации транзисторов и мертвое время между импульсами управления противоположных диагоналей. При практической реализации, например при регулировке изделия или моделировании с использованием моделей соответствующих транзисторов, представленная на рис. 2 зависимость может быть перестроена на несколько процентов выше от указанной (для обеих ординат) с учетом

мертвого времени импульсов управления, задержки переключения транзисторов, а также с выполнением условий режима мягкой коммутации.

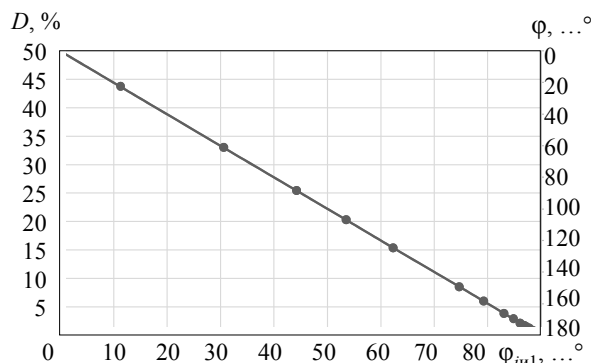


Рис. 2. Зависимость минимально допустимой скважности импульсов и максимально допустимого фазового сдвига при фазоимпульсной регулировке в зависимости от фазы между выходным током и напряжением по первой гармонике инвертора

Fig. 2. The dependence of the minimum allowable duty cycle of the pulses and the maximum allowable phase shift during phase-pulse adjustment depending on the phase between the output current and output voltage according to the first harmonic of the inverter

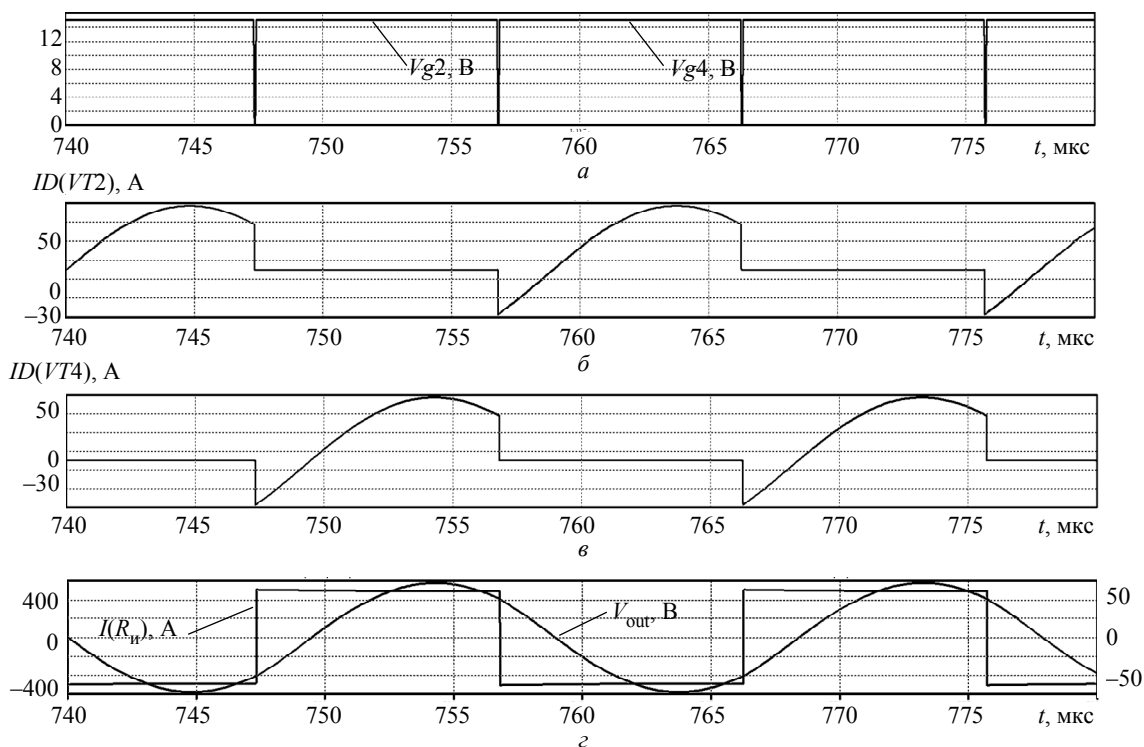


Рис. 3. Временные диаграммы, поясняющие работу инвертора в указанной рабочей точке с установленными параметрами нагрузочного контура:

a – управляющие импульсы транзисторов *VT2* (*Vg2*) и *VT4* (*Vg4*);

б – ток транзистора *VT2* (*ID(VT2)*); *в* – ток транзистора *VT4* (*ID(VT4)*);

г – выходной ток *I(Rн)* (шкала слева) и напряжение *Vout* (шкала справа) инвертора

Fig. 3. Time diagram explaining the operation of the inverter at the specified operating point with the set parameters of the load circuit: *a* – control pulses of transistors *VT2* (*Vg2*) and *VT4* (*Vg4*);

б – current of transistor *VT2* (*ID(VT2)*); *в* – current of the transistor *VT4* (*ID(VT4)*);

г – output current *I(Rн)* and voltage *Vout* of the inverter

Для примера в точке $\varphi_{in1} = 44.289^\circ$ был проведен расчет со следующими параметрами нагрузочного контура (значения приведены к виткам первичной обмотки согласующего трансформатора): $L_{и} = 200$ мкГн – индуктивность индуктора; $C1 = 50$ нФ – компенсационная емкость; $R_{и} = 6.325$ Ом – сопротивление индуктора. Для установления выбранного значения фазового сдвига рабочая частота инвертора, исходя из расчета по первой гармонике, должна быть приблизительно (без учета гармонических искажений тока) равна 52.846 кГц. На рис. 3 приводятся временные диаграммы, поясняющие работу инвертора (рис. 1).

С установленной расстройкой инвертора по первой гармонике $\varphi_{in1} = 44.289^\circ$ с учетом зависимости, представленной на рис. 2, предельная минимально допустимая скважность импульсов управления регулируемой части инвертора $D = 25.5\%$. Однако из-за введенного мертвого вре-

мени между импульсами управления противоположных диагоналей 100 нс, чего более чем достаточно для уверенного переключения противоположных диагоналей моста на полевых транзисторах с отсутствием сквозных токов через полумосты инвертора (плечи), предельная минимальная скважность D , при которой сохраняется режим мягкой коммутации, незначительно отличается от определенной по зависимости на рис. 2 и составляет 26.5%. На рис. 4 приводятся временные диаграммы, поясняющие работу инвертора (рис. 1). Следует отметить, что картина работы инвертора, представленная на рис. 4, сохранится и при фазочастотной регулировке, за исключением вида импульсов управления, которые будут сдвинуты на $\varphi = 88.5^\circ$.

Сравнивая режимы работы инвертора по временным диаграммам на рис. 3 и 4, можно обозначить следующие моменты: выходной ток инвертора снизился с 67.4 до 51.4 А; коммутируемый

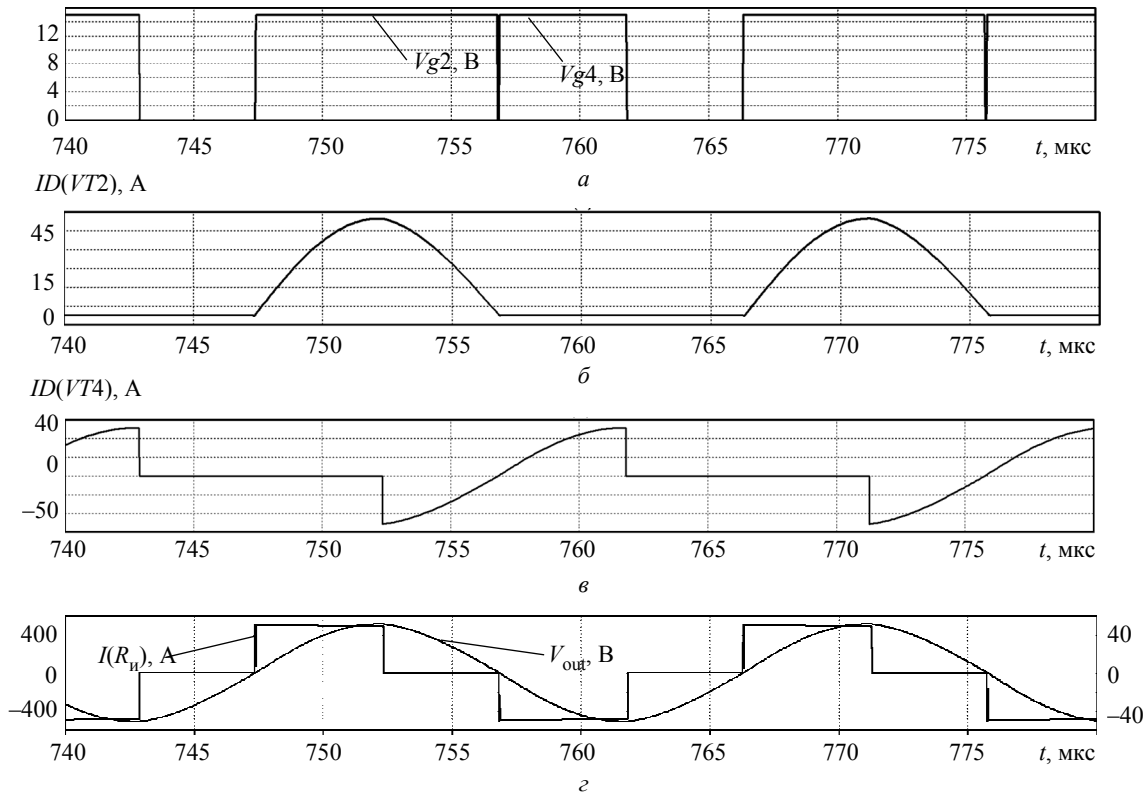


Рис. 4. Временные диаграммы, поясняющие работу инвертора при скважности управляющих импульсов регулируемого плеча инвертора $D = 26.5\%$ и фазовым сдвигом по первой гармонике выходных тока и напряжения инвертора $\varphi_{in1} = 44.289^\circ$: а – управляющие импульсы с нерегулируемой скважностью транзистора VT2 (V_{g2}) и с регулируемой скважностью транзистора VT4 (V_{g4}); б – ток транзистора VT2 ($ID(VT2)$); в – ток транзистора VT4 ($ID(VT4)$); г – выходной ток $I(R_{и})$ (шкала слева) и напряжение V_{out} (шкала справа) инвертора

Fig. 4. Time diagram explaining the operation of the inverter with the duty cycle of the control pulses of the adjustable inverter branch $D = 26.5\%$ and the phase shift in the first harmonic of the output current and voltage of the inverter $\varphi_{in1} = 44.289^\circ$: а – control pulses with unregulated duty cycle of the transistor VT2 (V_{g2}) and transistor with adjustable duty cycle VT4 (V_{g4}); б – current of transistor VT2 ($ID(VT2)$); в – current of the transistor VT4 ($ID(VT4)$); г – output current ($I(R_{и})$) and voltage (V_{out}) of the inverter

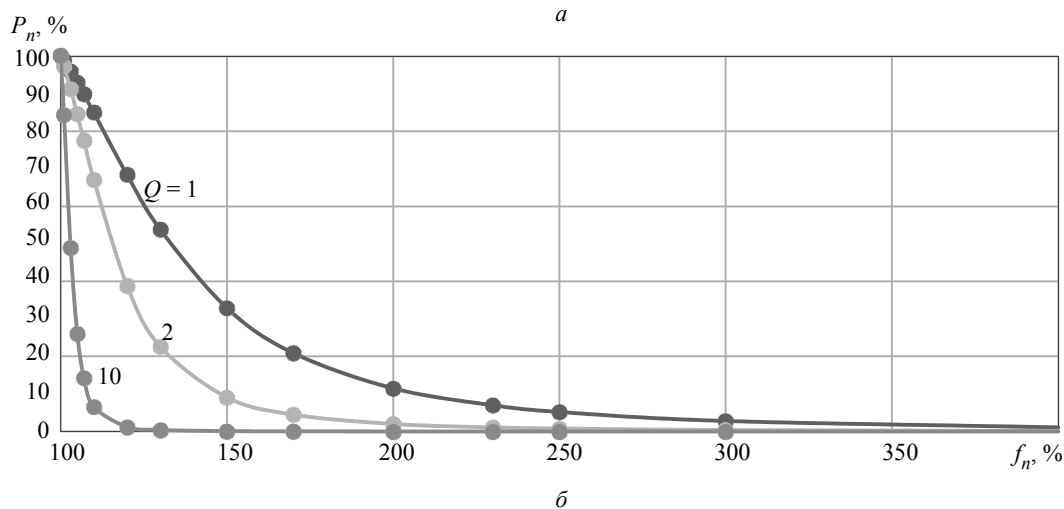
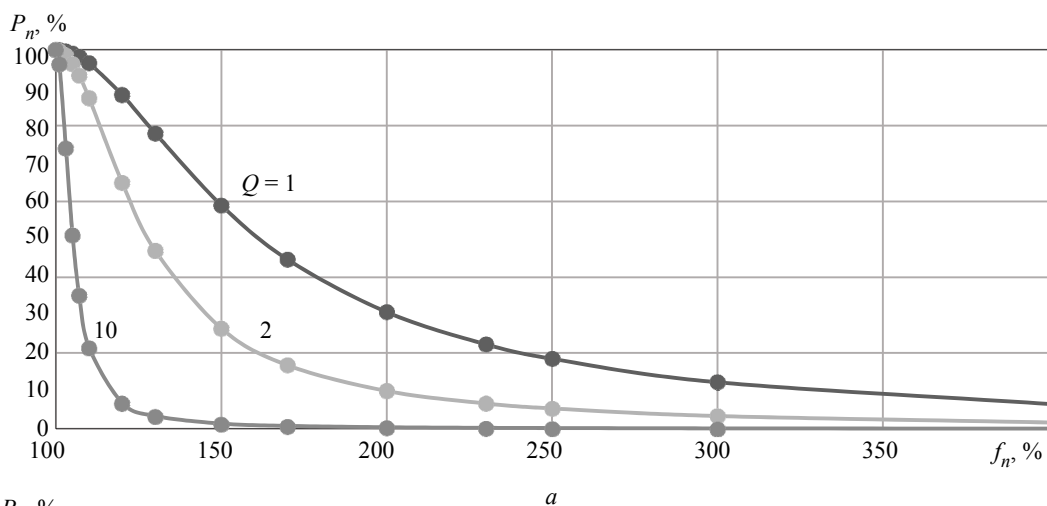


Рис. 5. Зависимости нормируемой выходной мощности P_n от рабочей нормируемой частоты инвертора относительно резонансного контура f_n : а – использование только частного способа регулирования; б – комбинированное использование импульсного частотно-широтного или частотно-фазового способа

Fig. 5. Dependences of the rated output power P_n on the working rated frequency of the inverter relative to the resonant circuit f_n : а – use only a particular method of regulation; б – combined use of pulsed frequency-width or frequency-phase method

транзисторами ток изменился с 48 до 1 А для широтно-импульсно нерегулируемого плеча и до 51.3 А для регулируемого; исходя из линейной аппроксимации, средний ток (площадь) обратных диодов транзисторов за время проводимости изменился с 51.4 мкА до 11 нА для широтно-импульсно нерегулируемого транзистора и до 115.2 мкА для регулируемого; средний ток (площадь) прямой проводимости транзистора за время открытого состояния изменился с 356.3 до 309.6 мкА для широтно-импульсно нерегулируемого и до 167.1 мкА для регулируемого. Можно сказать, что при использовании дополнительного канала регулирования совместно с частотным (фазового или широтного) коммутационные потери дополнительно регулируемых транзисторов практически не изменяются, нерегулируемых –

практически исключаются, потери прямой проводимости для всех транзисторов моста снижаются, потери проводимости обратного диода возрастают для регулируемых транзисторов, для нерегулируемых – практически исключаются, однако общие потери обратной проводимости для всего инвертора остаются такими же, как и при использовании только частотного регулирования. Таким образом, можно сделать вывод, что использование дополнительного канала регулирования интегрально снижают потери во всем инверторе.

Таким образом, подтверждена возможность и продемонстрированы пределы комбинированной регулировки выходной мощности резонансного инвертора напряжения, при которой обязательно обеспечивается режим мягкой коммутации силовых полупроводниковых ключей инвертора.

Целью же использования комбинированной регулировки ставится задача снижения регулировочного частотного диапазона выходной мощности преобразователя. Из рис. 5 видно, что при использовании комбинированного способа по сравнению с исключительно частотным кратность предельно достижимого сужения рабочего частотного диапазона составляет 1.41 раза.

Использование дополнительного канала регулирования совместно с частотным позволяет в пределе, при котором еще сохраняется режим мягкой коммутации силовых ключей инвертора с минимальными выходными емкостями, сузить регулировочный частотный диапазон в 1.41 раза по сравнению с исключительно частотным способом регулирования. Сужение частотного диапазона предоставляет следующие преимущества: расширение регулировочных возможностей преобразователей с ограниченным рабочим частотным диапазоном при малой добротности нагрузочного контура (или этапа нагрева, когда доб-

ротность индуктора минимальна); снижение взаимного влияния индукционных систем с магнитосвязанными индукторами и индивидуальным питанием за счет увеличения разности рабочей частоты инвертора с резонансной частотой контура магнитосвязанного индуктора [8]; соблюдение особых требований технологии индукционной термообработки в плане частоты индуцированных в детали токов.

В случае магнитосвязанных индукционных систем с индивидуальным питанием – несколько снизить их взаимное влияние за счет увеличения разности рабочей частоты инвертора с резонансной частотой контура магнитосвязанного индуктора, а также соблюсти особые требования технологии индукционной обработки.

Работа выполнена в рамках НИОКР НП/ПОПР-15 «Разработка цифровых интеллектуальных комплексов электромагнитной обработки материалов» СПбГЭТУ «ЛЭТИ».

Список литературы

1. Перевалов Ю. Ю. Моделирование и разработка автоматизированной индукционной закалочной установки крупногабаритных валков прокатных станов: дис. ... канд. техн. наук. СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2017. 16 с.
2. Дзлиев С. В. Характеристики резонансного транзисторного инвертора напряжения при фазовом и частотном регулировании // Актуальные проблемы теории и практики индукционного нагрева (АПН-2005). СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2005. С. 363–369.
3. Combined PWM and PFM control for universal line voltage of a piezoelectric transformer off-line converter / S. Hamamura, T. Ninomiya, M. Yamamoto, M. Katsuno // IEEE Transactions On Power Electronics. 2003. Vol. 18, no. 1. P. 270–277.
4. Земан С. Кодово-импульсный способ регулирования технологического параметра преобразователя частоты установки индукционного нагрева // Изв. Томского политехн. ун-та. 2007. Т. 310, № 1. С. 191–196.

5. Афанасьев А. М., Голембиовский Ю. М., Куликов А. В. Синхронный время-импульсный способ управления резонансным инвертором с последовательной емкостной компенсацией нагрузки // Докл. ТУСУР. 2018. Т. 21, № 1. С. 95–99.
6. Васильев А. С., Конрад Г., Дзлиев С. В. Источники питания высокочастотных электротермических установок. Т. 4. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2006. 426 с.
7. Dzljev S., Pishchalev K. Influence of magnetic steel induction heating power density on inductor resistance range // Proc. of the 2019 IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (2019 ElConRus), SPb, 2019. P. 956–959. doi:10.1109/ElConRus.2019.8656819.
8. Абдулхаков И. Ю. Повышение помехоустойчивости транзисторных генераторов с инверторами напряжения при сильной магнитной связи индукционных систем // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2018. № 1. С. 55–62.

Информация об авторах

Абдулхаков Ильяс Юсыфович – канд. техн. наук, ассистент кафедры электротехнологической и преобразовательной техники СПбГЭТУ «ЛЭТИ».

E-mail: abdulhakov.iljas@yandex.ru

Ермекова Мадина Рашидовна – ассистент кафедры электротехнологической и преобразовательной техники СПбГЭТУ «ЛЭТИ».

E-mail: myermekova@gmail.com

Кудряш Максим Николаевич – Dr-Ing, старший преподаватель, кафедра электротехнологической и преобразовательной техники СПбГЭТУ «ЛЭТИ».

E-mail: mnkudriash@etu.ru

References

1. Perevalov YU. YU. Modelirovanie i razrabotka avtomatizirovannoj indukcionnoj zakalochnoj usta-novki krupnogabaritnyh valkov prokatnyh stanov: dis. ... kand. tekhn. nauk. SPb.: SPbGETU «LETI», 2017. 16 s. (In Russ.).
2. Dzljev S. V. Harakteristiki rezonansnogo tranzistornogo invertora napryazheniya pri fazovom i chastotnom regulirovanii // Aktual'nye problemy teorii i praktiki indukcionnogo nagreva (APIH-2005). SPb: Izd-vo SPbGETU «LETI», 2005. S. 363–369. (In Russ.).
3. Hamamura S., Ninomiya T., Yamamoto M., Katsuno M. Combined PWM and PFM Control for Universal Line Voltageofa Piezoelectric Transformer Off-Line Converter // IEEE Transactions On Power Electronics. 2003. Vol. 18, no. 1. P. 270–277.
4. Zeman S. Kodovo-impul'snyj sposob regulirovaniya tekhnologicheskogo parametra preobrazovatelya chastoty ustanovki indukcionnogo nagreva // Izvestiya Tomskogo politekhn. un-ta. 2007. T. 310, № 1. S. 191–196. (In Russ.).
5. Afanas'ev A. M., Golembiovskij YU. M., Kulikov A. V. Sinhronnyj vremya-impul'snyj sposob upravleniya rezonansnym invertorom s posledovatel'noj emkostnoj kompensaciej nagruzki // Doklady TUSUR. 2018. T. 21, № 1. S. 95–99. (In Russ.).
6. Vasil'ev A. S., Konrad G., Dzljev S. V. Istochniki pitaniya vysokochastotnyh elektrotermicheskikh ustanovok. T. 4. Novosibirsk: Izd-vo NGTU, 2006. 426 s. (In Russ.).
7. Dzljev S., Pishchalev K. Influence of Magnetic Steel Induction Heating Power Density on Inductor Resistance Range // Proc. of the 2019 IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (2019 ElConRus), SPb, 2019. P. 956–959. doi:10.1109/ElConRus.2019.8656819.
8. Abdulhakov I. YU. Povyshenie pomekhustojchivosti tranzistornyh generatorov s invertorami napryazheniya pri sil'noj magnitnoj svyazi indukci-onnyh sistem // Izv. SPbGETU «LETI». 2018. № 1. S. 55–62. (In Russ.).

Information about the authors

Ilyas Yu. Abdulhakov – Cand. Sci. (Eng.), Associate Professor of the Department of Electrotechnology and Converter Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University.
E-mail: abdulhakov.iljas@yandex.ru

Madina R. Ermekova – Associate Professor of the Department of Electrotechnology and Converter Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University.
E-mail: myermekova@gmail.com

Maxim N. Kudryash – Dr-Ing, Senior Lecturer of the Department of Electrotechnology and Converter Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University.
E-mail: mnkudriash@etu.ru

Статья поступила в редакцию 09.03.2022; принята к публикации после рецензирования 15.03.2022; опубликована онлайн 28.04.2022.

Submitted 09.03.2022; accepted 15.03.2022; published online 28.04.2022.