Энергетика

УДК 621.314

# ФОРМИРОВАНИЕ ДВУХЧАСТОТНЫХ КОЛЕБАНИЙ ТОКА В СИСТЕМАХ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА

С.К. Земан, Ю.М. Казанцев\*, А.В. Осипов, А.В. Юшков

НИИ автоматики и электромеханики при Томском университете систем управления и радиоэлектроники \*Томский политехнический университет

E-mail: ossan@mail.ru

Исследованы вопросы синтеза двухчастотных колебаний в системах индукционного нагрева. Показано, что рациональным является применение двухчастотного резонансного контура, который позволяет формировать гармоники тока индуктора в резонансном режиме. Определены амплитудно-частотные характеристики системы, с помощью которых можно задавать соотношение гармоник тока параметрами контура. Практическим результатом работы является универсальность и широкая область применения метода гармонического синтеза в индукционном нагреве.

#### Ключевые слова:

Индукционный нагрев, двухчастотный резонансный контур, гармоники тока, амплитудно-частотная характеристика, парциальные частоты.

#### Key words:

Induction heating, dual-frequency resonant circuit, current harmonic, amplitude-frequency characteristic, partial frequencies.

### Введение

Современные технологии поверхностной закалки, пайки, отжига, отпуска и т. д. требуют равномерного нагрева по сечению обрабатываемых деталей. Наибольшие проблемы вызывает термообработка деталей со сложной формой поверхности, например шестерен, т. к. условия нагрева вогнутых и выпуклых частей детали различны. Вершина зубца находится под действием большего количества источников тепла, чем впадина. При равномерном распределении удельной мощности это приводит к перегреву зубца относительно впадины. Это соответствует случаю, когда нагрев шестерни происходит током высокой частоты, т. е. глубина проникновения тока много меньше толщины зубца. Наоборот, при низкой частоте, когда глубина проникновения тока в зубцах падает и вместе с ней падает и удельная мощность, впадины начинают нагреваться сильнее зубцов. При использовании одночастотного индукционного нагрева достичь равномерного нагрева поверхности таких деталей затруднительно.

Теоретическое рассмотрение задачи равномерного нагрева поверхности тела сложной формы было впервые произведено Г.А. Разореновым [1]. Было показано, что для закалки деталей сложной формы профиля необходимо получение равномерного слоя по всей рабочей поверхности. Если условия равномерного нагрева не соблюдаются, то закаленными оказываются только зубцы или только впадины, при этом форма индуктора не оказывает сильного влияния на характер нагрева.

В 1941 г. член-корр. АН СССР проф. В.П. Вологдин предложил применять для закалки сразу две частоты, нагревая впадины на низкой частоте, а зубцы на высокой. Одновременный индукционный нагрев на двух частотах позволил получить равномерное распределение температуры по всему сечению детали. В настоящее время разработано несколько вариантов реализации двухчастотного индукционного нагрева на одном индукторе. Наиболее распространенным является метод формирования двухчастотного тока индуктора, основанный на суммировании токов двух отдельных преобразователей частоты (ПЧ), работающих на разных частотах [2]. Двухчастотная система питания реализуется путем сложения в индукторе токов инвертора тока, работающего на низкой частоте, и высокочастотного инвертора напряжения. При использовании такой схемы требуются разнотипные источники питания, что резко удорожает установку.

Формирование двухчастотного тока индуктора может быть реализовано путем поочередной генерации двух разных частот одним ПЧ [3]. Однако появляется необходимость применения сложного алгоритма управления преобразователем и быстродействующей системы фазовой автоподстройки частоты.

Другим направлением в разработке двухчастотных систем является гармонический синтез тока индуктора, основанный на питании индукторной системы ступенчатым многоуровневым напряжением, содержащим две преобладающие гармоники [4]. Заданная пропорция амплитуд гармоник напряжения не сохраняется в токе индуктора, т. к. каждая гармоника имеет свой коэффициент передачи, уменьшающийся по мере удаления от резонансной частоты. При этом неизбежны фазовые сдвиги по формируемым гармоникам тока, которые снижают энергетические характеристики ПЧ.

В настоящей статье авторами предложен двухчастотный резонансный ПЧ, позволяющий получать высокие коэффициенты передачи сразу на двух синтезируемых частотах, что улучшает его энергетические показатели. Разработана методика расчета элементов контура.

### 1. Двухчастотный резонансный ПЧ

Эффективным способом формирования двухчастотных колебаний в индукторе является использование двухчастотного резонансного контура с компенсацией реактивной мощности индуктора, рис. 1.

Основной характеристикой контура является импедансно-частотная характеристика, определяемая его характеристическим сопротивлением. Анализ схемы с выделением вещественной  $\text{Re}(\omega)$  и мнимой  $\text{Im}(\omega)$  частей после несложных математических преобразований приводит к следующим соотношениям

$$\operatorname{Re}(\omega) = \frac{R}{R^{2}\omega^{2}C_{n}^{2} + (1 - \omega^{2}C_{n}L_{n})^{2}},$$
$$\operatorname{Im}(\omega) = \frac{\omega^{2}L_{f}C_{f} - 1}{\omega C_{f}} + \frac{\omega L_{n}(1 - \omega^{2}C_{n}L_{n}) - \omega C_{n}R^{2}}{R^{2}\omega^{2}C_{n}^{2} + (1 - \omega^{2}C_{n}L_{n})^{2}}.$$

Из представленных соотношений можно получить импедансно-частотные и амплитудно-частотные (АЧХ) характеристики двухчастотного контура, рис. 2, при  $L_n=13,7$  мкГн, R=0,5 Ом,  $C_n=0,5$  мк $\Phi$ ,  $L_f=43$  мкГн,  $C_f=4,4$  мк $\Phi$ .

Анализ импедансно-частотных характеристик (рис. 2, *a*) показывает наличие трех частот, при которых  $Im(\omega)=0$ , причем одна из них соответствует экстремуму активного импеданса контура  $Re(\omega)$ , поэтому амплитуда колебаний на этой частоте минимальна. Две других соответствуют малым значениям  $Re(\omega)$ , соответствующим экстремумам AЧX

входного тока контура и тока индуктора (рис. 2, б). Таким образом, при совпадении резонансных частот контура, с частотами гармоник, содержащихся в напряжении инвертора, можно выделить в токе индуктора две резонансных гармонических составляющих, каждая из которых будет превышать по амплитуде остальные гармоники.

Для расчета элементов контура на заданные частоты при заданных параметрах индуктора можно воспользоваться методом парциальных контуров [5]. В соответствии с этим методом колебательную систему (контур) с двумя степенями свободы можно рассматривать как две отдельных парциальных системы, связанные друг с другом. Каждый контур имеет свою парциальную частоту

$$v_1 = 1/\sqrt{L_n C_n},$$
$$v_2 = 1/\sqrt{L_f \frac{C_f C_n}{C_f + C_n}}$$

Парциальные контуры имеют общий элемент *С<sub>n</sub>*, поэтому коэффициенты связи равны

$$\alpha_1 = 1/C_n L_n; \ \alpha_2 = 1/C_n L_f$$

Собственные частоты двухчастотного контура связаны с парциальными

$$2\omega_{1,2}^{2} = v_{1}^{2} + v_{2}^{2} \mp \sqrt{(v_{1}^{2} - v_{2}^{2})^{2} + 4\alpha_{1}\alpha_{2}}$$

откуда получены расчетные соотношения для  $L_f$  и  $C_f$  на заданные частоты  $\omega_1, \omega_2$ 



Рис. 1. ПЧ с двухчастотным резонансным контуром



Рис. 2. Характеристики контура: а) импедансно-частотные; б) амплитудно-частотные

$$L_{f} = \frac{1}{4L_{n}C_{n}^{2}(\omega_{2}^{2} - 1/L_{n}C_{n})(1/L_{n}C_{n} - \omega_{1}^{2})}$$
$$C_{f} = \frac{C_{n}}{L_{f}C_{n}(\omega_{1}^{2} + \omega_{2}^{2} - 1/L_{n}C_{n}) - 1}.$$

Приведенные расчетные соотношения показывают, что для задания резонансных частот контура достаточно двух элементов  $C_j$  и  $L_j$ , при этом парциальная частота внутреннего контура  $v_1$  должна лежать внутри интервала собственных резонансных частот контура, что является общим свойством таких систем.

Кроме расчета параметров элементов контура, необходимо сформировать определенное соотношение амплитуд синтезированных гармоник тока. Учитывая, что на резонансных частотах  $Im(\omega)=0$ , отношение экстремумов АЧХ по входному току

$$\delta I_{AFC_{IN}} = \frac{I_{AFC_{IN}\omega_2}}{I_{AFC_{IN}\omega_1}} = \frac{\text{Re}(\omega_1)}{\text{Re}(\omega_2)} = \frac{\omega_2^2 R^2 C_n^2 + (1 - \omega_2^2 L_n C_n)^2}{\omega_1^2 R^2 C_n^2 + (1 - \omega_1^2 L_n C_n)^2}$$

при этом отношение входных токов двухчастотного контура пропорционально отношению напряжений соответствующих гармоник

$$\begin{split} \delta I_{IN} &= \frac{I_{IN\omega_2}}{I_{IN\omega_1}} = \frac{U_{M_{-}\omega_2}}{U_{M_{-}\omega_1}} \cdot \frac{I_{AFC_{-}IN\omega_2}}{I_{AFC_{-}IN\omega_1}} = \\ &= \frac{U_{M_{-}\omega_2}}{U_{M_{-}\omega_1}} \cdot \frac{\omega_2^2 R^2 C_n^2 + (1 - \omega_2^2 L_n C_n)^2}{\omega_1^2 R^2 C_n^2 + (1 - \omega_1^2 L_n C_n)^2} \end{split}$$

Ток индуктора определяется [5] как

$$I_{IND} = I_{IN} / \chi_1,$$

где  $\chi_1 = (v_1^2 - \omega_1^2)/\alpha_1 = 1 = \omega^2 L_n C_n -$ коэффициент распределения амплитуд на частоте  $\omega_1$ . Соотношение экстремумов АЧХ тока индуктора описывается выражением

$$\delta I_{AFC\_IND} = \frac{I_{AFC\_IND\omega_2}}{I_{AFC\_IND\omega_1}} = \\ = \frac{\omega_2^2 R^2 C_n^2 + (1 - \omega_2^2 L_n C_n)^2}{\omega_1^2 R^2 C_n^2 + (1 - \omega_1^2 L_n C_n)^2} \cdot \frac{1 - \omega_1^2 L_n C_n}{1 - \omega_2^2 L_n C_n}.$$

Соотношение амплитуд гармоник тока индуктора равно

$$\begin{split} \delta I_{IND} &= \frac{U_{M\_\omega_2}}{U_{M\_\omega_1}} \delta I_{AFC\_IND} = \\ &= \frac{U_{M\_\omega_2}}{U_{M\_\omega_1}} \cdot \frac{\omega_2^2 R^2 C_n^2 + (1 - \omega_2^2 L_n C_n)^2}{\omega_1^2 R^2 C_n^2 + (1 - \omega_1^2 L_n C_n)^2} \cdot \frac{1 - \omega_1^2 L_n C_n}{1 - \omega_2^2 L_n C_n} \end{split}$$

и определяется элементами внутреннего контура  $L_n$ и  $C_n$ . Значит, при фиксированных параметрах индуктора  $L_n$ , R и соотношениях гармоник напряжения, элементом, определяющим соотношение амплитуд тока на резонансных частотах, является компенсирующий конденсатор внутреннего парциального контура  $C_n$ . Графически зависимость  $\delta I$ - $AFC(C_n)$  при синтезе 1-ой и 7-ой гармоник от конденсатора  $C_n$  при параметрах  $L_n=13,7$  мкГн, R=0,5 Ом в разных масштабах показана на рис. 3.

Зависимость  $\delta I_{AFC_IN}(C_n)$  имеет форму параболы, вершина которой определяет точку равенства парциальной частоты внутреннего контура с верхней синтезируемой частотой  $f_2$ . По мере увеличения значения  $C_n$  отмечено уменьшение индуктивности дросселя  $L_f$ , увеличение  $C_f$  и нарастающее расхождение между током контура и током индуктора. Расчетные значения элементов  $L_f$  и  $C_f$  в зависимости от емкости конденсатора  $C_n$  показаны на рис. 4.

Для проверки полученных результатов при  $C_n = 0,7$  и 1,5 мкФ произведено моделирование схемы в САПР Orcad 9.2. На рис. 5 представлены данные частотного анализа и результаты моделирования схемы по входному току контура и току индуктора при  $L_n$ =13,7 мкГн, R=0,5 Ом. Анализ результатов показывает, что низкочастотный экстремум АЧХ  $I_{AFCol}$  не зависит от выбранного соотношения амплитуд, т. е. от величины  $C_n$ , и определяется со-противлением индуктора R=0,5 Ом. Высокочастотный экстремум АЧХ  $I_{AFC \omega 2}$  с увеличением  $C_n$  имеет тенденцию к росту, причем разница токов контура и индуктора все более увеличивается. Например, при  $C_n = 1,5$  мк $\Phi$  (рис. 5) входной ток более чем в 3 раза превышает ток индуктора  $I_{IND}$ , т. е. большая часть ВЧ составляющей тока контура замыкается через конденсатор  $C_n$ , система становится энергетически неэффективной. С другой стороны, при уменьшении ВЧ экстремума необходимо увели-



Рис. 3. Зависимости соотношений амплитуд экстремумов АЧХ по входному току контура и току индуктора на синтезируемых 1-ой и 7-ой гармониках от величины емкости конденсатора С<sub>п</sub>: а) 0,4...2,0; б) 0,4...1,0 мкФ



Рис. 4. Зависимости значений внешних элементов контура от величины конденсатора С<sub>n</sub>: a) L<sub>f</sub>; б) C<sub>f</sub>

чить индуктивности дросселя  $L_f$ до 43 мкГн (рис. 4). Таким образом, диапазон регулирования соотношения экстремумов АЧХ ограничен.

Результаты гармонического анализа сведены в таблицу, в которой приведен гармонический состав напряжения ПЧ, входного тока контура и тока индуктора. Видно, что 7-ая гармоника тока индуктора меньше 1-ой, несмотря на преобладание ВЧ экстремума  $\delta I_{AFC_{IND}} \approx 3$  (рис. 5,  $\delta$ ), что объясняется низким содержанием 7-ой гармоники в напряжении ПЧ.

Поэтому, чтобы получить близкие по амплитуде гармоники тока, необходимо выполнить условие  $\delta I_{AFC\_IND} \approx 7$ , что приведет к резкому возрастанию входного тока контура (рис. 5). Таким образом, для генерации тока индуктора с большой высокочастотной составляющей необходимо, чтобы она превышала низкочастотную в спектре напряжения ПЧ.

Таблица. Гармонический состав токов контура и индуктора

Параметры выходного		<i>С</i> <sub>л</sub> , мкФ			
напряжения ПЧ		0,7		1,5	
<i>f</i> , кГц	<i>U</i> <sub>m</sub> , B	I <sub>IND</sub> , A	I <sub>IN</sub> , A	I <sub>IND</sub> , A	I <sub>IN</sub> , A
10	1,27	2,30	2,20	2,25	2,10
70	0,18	0,30	0,26	0,95	2,85

#### 2. ПЧ с дополнительным ВЧ инвертором

Расширить диапазон регулирования высокочастотной гармоники напряжения можно с помощью дополнительного ВЧ инвертора (ВЧ ИН), включенного последовательно с НЧ инвертором (ВЧ ИН), рис. 6, *a*.

В этом случае появляется возможность регулирования соотношения гармоник тока изменением глубины модуляции напряжения ВЧ инвертора.



Рис. 5. АЧХ и временные диаграммы токов I<sub>N</sub>, I<sub>IND</sub> при: а) C<sub>n</sub>=0,7 мкФ, L<sub>i</sub>=16 мкГн, C<sub>i</sub>=8,2 мкФ; б) C<sub>n</sub>=1,5 мкФ, L<sub>i</sub>=5 мкГн, C<sub>i</sub>=12 мкФ



**Рис. 6.** Двухинверторный двухчастотный ПЧ: а) с последовательным включением инверторов; б) с включением ВЧ инвертора в цепь С<sub>п</sub>



Рис. 7. Суммарное выходное напряжение ПЧ и ток индуктора I<sub>IND</sub> с глубиной модуляции напряжения: а) 25; б) 100 %

Результаты моделирования этого способа формирования двухчастотного тока при  $L_n=13,7$  мкГн, R=0,5 Ом,  $C_n=1,5$  мкФ,  $L_t=5$  мкГн,  $C_t=12,7$  мкФ представлены на рис. 7.

Гармонический состав синтезированного сигнала показан на рис. 8. Видно, что при изменении глубины модуляции низкочастотная составляющая тока индуктора остается неизменной, а высокочастотная изменяется пропорционально глубине модуляции.

Результаты синтеза при использовании этого способа, как и прежде, зависят от АЧХ, которая дол-

жна иметь достаточный по величине ВЧ экстремум. Свободна от этого ограничения схема (рис. 6,  $\delta$ ), где ВЧ инвертор включен в цепь конденсатора  $C_n$  [3]. В этой схеме индуктивность  $L_f$  является НЧ фильтром, ограничивающая протекание ВЧ тока в НЧ инвертор. Частотно-импедансные характеристики относительно включения ВЧ инвертора выразятся соотношениями





Рис. 8. Гармонический состав тока индуктора I<sub>IND</sub> при последовательном включении инверторов с глубиной модуляции напряжения: а) 25; б) 100 %



**Рис. 9.** Характеристики схемы при включении ВЧ ИН в цепь С<sub>n</sub>: а) АЧХ; б) отношение ВЧ экстремумов АЧХ I<sub>HF\_ND</sub> при различном включении ВЧ ИН

$$\lim(\omega) = \frac{\omega L_n (1 - \omega^2 L_f C_f) \cdot (1 - \omega^2 (L_n + L_f) C_f) + \omega C_f R^2 (1 - \omega^2 L_f C_f)}{R^2 \omega^2 C_f^2 + (1 - \omega^2 (L_n + L_f) C_f)^2} - \frac{1}{\omega C_n}.$$

АЧХ контура по цепи включения ВЧ инвертора при  $L_n=13,7$  мкГн, R=0,5 Ом,  $C_n=0,5$  мкФ,  $L_f=43$  мкГн,  $C_f=4,4$  мкФ представлена на рис. 9.

Видно, что АЧХ имеет один экстремум на высокой частоте (70 кГц), причем существенно больший, чем на АЧХ относительно включения НЧ инвертора (рис. 2,  $\delta$ ). Отношение ВЧ экстремумов АЧХ при различном включении ВЧ инвертора в зависимости от величины  $C_n$  приведено на рис. 9, б. Видно, что наибольшая эффективность установки ВЧ инвертора в цепь  $C_n$  достигается при его небольших значениях. Результаты моделирования ПЧ с включением ВЧ инвертора в цепь  $C_n$  при  $L_n=13,7$ мкГн, R=0,5 Ом,  $C_n=0,5$  мкФ,  $L_f=43$  мкГн,  $C_f=4,4$ мкФ показаны на рис. 10.

Спектры, показывающие гармонический состав тока индуктора, представлены на рис. 11. Достигается эффективное регулирование ВЧ составляющей тока индуктора при сохранении НЧ-составляющей неизменной.







Рис. 11. Гармонический состав тока индуктора I<sub>IND</sub> при раздельном включении инверторов с глубиной модуляции напряжения: a) 25; б) 100 %

### Заключение

Способ синтеза тока индуктора с двумя преобладающими гармониками путем применения двухчастотного резонансного контура позволяет формировать комбинации гармоник тока. При реализации способа отсутствует фазовый сдвиг относительно гармоник выходного напряжения преобразователя частоты, что существенно повышает

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Слухоцкий А.Е. Установки индукционного нагрева. Л.: Энергоиздат, 1981. – 325 с.
- Pat. WO 1991/015935. IPC<sup>3</sup> H05B 6/10 PCT/NO 1991/00053. Method and device for surface hardening of rotation symmetrical parts through inductive heating by means of at least two different frequencies / L. Markegard, W. Schwenk. Assert 10.04.1990; Publ. 17.10.1991. – 14 p.
- Дзлиев С.В. Принципы построения систем питания установок индукционной закалки зубчатых колес при двухчастотном на-

энергетические характеристики системы. Двухчастотный резонансный контур имеет ограниченный диапазон регулирования тока по высокочастотной составляющей, что связано с ростом входного тока контура по отношению к току индуктора. Ограничения по амплитуде высокочастотной составляющей тока индуктора могут быть сняты включением дополнительного высокочастотного инвертора, формирующего соответствующую гармонику тока.

греве // Actual Problem Induction Heating 05: Матер. Междунар. конф. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2005. – С. 193–201.

- Pat. WO 2005/008876. IPC<sup>7</sup>H02P PCT/US 2004/022238. Methods and systems for simultaneous multiple frequency voltage generation / B. Diong. Assert 09.07.2003; Publ. 09.07.2004. – 44 p.
- Мигулин В.В., Медведев В.И., Мустель Е.Р., Парыгин В.Н. Основы теории колебаний. – М.: Наука, 1978. – 392 с.

Поступила 26.06.2009 г.

УДК 621.314

## ИССЛЕДОВАНИЕ КОММУТАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ В ИНВЕРТОРЕ ТОКА

### М.Н. Муркин, С.К. Земан, Е.В. Ярославцев\*

НИИ автоматики и электромеханики при Томском университете систем управления и радиоэлектроники \*Томский политехнический университет

E-mail: murkin-maxim@yandex.ru

Рассмотрены коммутационные процессы и режимы управления параллельным инвертором с квазирезонансной коммутацией для индукционного нагрева. Предложен оптимальный алгоритм коммутации силовых ключей, который позволяет минимизировать скачки напряжения на элементах схемы. С использованием САПР OrCad 9.2 исследовано влияние монтажной паразитной индуктивности в звене высокой частоты преобразователя на переходные процессы. Показано, что результаты моделирования и эксперимента совпадают с точностью до 10 %.

#### Ключевые слова:

Индукционный нагрев, преобразователь частоты, инвертор тока, коммутационные процессы, моделирование, OrCad. *Kev words:* 

Induction heating, frequency converter, current inverter, switching processes, simulation, OrCad.

Основным узлом установки индукционного нагрева (УИН), определяющим технико-экономические показатели всего устройства, является преобразователь частоты (ПЧ). Известные схемотехнические решения ПЧ содержат, как правило, одноили многофазный управляемый (или неуправляемый) выпрямитель, звено постоянного тока (ЗПТ) и автономный инвертор. В настоящее время в ПЧ благодаря ряду существенных преимуществ широко используют автономные однофазные инверторы тока (ИТ) с квазирезонансной коммутацией силовых ключей [1–3].

На первом этапе проектирования реальных устройств силовой электроники целесообразно использовать имитационное моделирование, позво-

ляющее существенно снизить материальные и временные затраты на разработку. Однако при этом возникает вопрос о достоверности полученных результатов и правомерности использования их на практике.

Целью работы является разработка имитационной модели ИТ в пакете PSpice, оценка её адекватности путем сравнения результатов моделирования с данными эксперимента и исследование на модели коммутационных процессов в инверторе тока.

На рис. 1 представлена типовая схема ПЧ на основе ИТ. Выпрямитель устройства выполнен на диодах VD1-VD6. Элементы VT1, VD7, L1 образуют ЗПТ. Регулирование выходного напряжения ЗПТ происходит путем изменения интервала проводи-