#### УДК 62-83: 681.513.3

# СИНТЕЗ ДВУХЧАСТОТНОГО ТОКА ИНДУКТОРА НА ОСНОВЕ СУММИРОВАНИЯ ВЫХОДНЫХ ПАРАМЕТРОВ ДВУХ РАЗНОЧАСТОТНЫХ РЕЗОНАНСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

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 построения силовой части резонансного преобразователя, формирующего двухчастотный ток индуктора путем суммирования выходных токов или напряжений разночастотных инверторов. Рассмотрены варианты реализации двухчастотных резонансных преобразователей, показано, что с энергетической точки зрения рациональным является суммирование параметров инвертора тока и инвертора напряжения. Предложен преобразователь, блокирующий высокочастотную составляющую в низкочастотном инверторе путем включения «фильтра-пробки». Определены энергетические характеристики представленных преобразователей, даны рекомендации по расчету элементов резонансного контура.

#### Ключевые слова:

Двухчастотный индукционный нагрев, двухчастотный резонансный контур, гармоники тока.

#### Key words:

Dual-frequency induction heating, dual-frequency resonant circuit, current harmonic.

### Введение

Двухчастотные преобразователи частоты (ПЧ) активно применяются в индукционном нагреве, в частности в таких технологических процессах как термообработка деталей со сложной формой, например, поверхностная закалка, требующая равномерного нагрева детали по сечению. Другой областью применения двухчастотного нагрева является индукционная плавка металлов, при этом важным фактором является перемешивание расплава за счет воздействия низкочастотного электромагнитного поля, что способствует получению однородных химических свойств. Интенсивность перемешивания определяется частотой тока индуктора, причем оптимальное для перемешивания значение частоты существенно меньше значения требуемого для эффективного нагрева. Поэтому применение двухчастотного нагрева обеспечивает как эффективный нагрев, так и интенсивное перемешивание металла.

Двухчастотный ПЧ на основе одного инвертора и двухчастотного резонансного контура имеет невысокие энергетические показатели, что делает реализацию таких систем нецелесообразной [1, 2]. В связи с этим, для синтеза двухчастотного тока индуктора применяются суммирующие ПЧ, построенные по принципу сложения выходных параметров двух автономных инверторов, работающих на разных частотах [3]. В состав таких преобразователей входит частотный фильтр, блокирующий протекание тока соседнего инвертора, при этом достичь полного блокирования можно только при фильтрах с большой постоянной времени и соответственно большой габаритной мощностью. Целью настоящей работы является проведение исследований, направленных на совершенствование суммирующих двухчастотных ПЧ и улучшение их энергетических показателей.

## 1. Схемы суммирования параметров двух преобразователей частоты

Двухчастотные ПЧ, построенные на принципе сложения выходных параметров инверторов, подразделяются на системы со сложением напряжений при последовательном включении инверторов и сложением токов при параллельном подключении инверторов к индуктору [3]. Для компенсации реактивной составляющей сопротивления индуктора на обеих синтезируемых частотах в данных схемах используется двухчастотный резонансный контур. Схемы сложения выходных токов ПЧ состоят из высокочастотного (ВЧ ИН) и низкочастотного инвертора напряжения (НЧ ИН), рис. 1, *а*, роль НЧ ИН может выполнять низкочастотный инвертор тока (НЧ ИТ), рис. 1, *б*.

В схемах сложения токов дроссель  $L_{\rm HЧ}$  выполняет роль частотного фильтра и блокирует протекание высокочастотного тока через конденсатор  $C_{\rm HЧ}$ . Конденсатор  $C_{\rm BЧ}$  кроме компенсации реактивной мощности индуктора на высокой частоте блокирует протекание низкочастотного тока в цепи ВЧ инвертора. Схемы сложения выходных напряжений ПЧ состоят из низкочастотного инвертора тока (НЧ ИТ) и высокочастотного инвертора напряжения (ВЧ ИН) (рис. 2, *a*), роль ВЧ ИН может выполнять высокочастотный инвертор тока (ВЧ ИТ) (рис. 2, *б*).

В схемах сложения напряжений дроссель  $L_{\rm Hy}$  обеспечивает протекание низкочастотного тока путем шунтирования конденсатора  $C_{\rm By}$ , имеющего на этой частоте существенно большее реактивное сопротивление. Конденсатор  $C_{\rm Hy}$  кроме компенсации реактивного тока индуктора на низкой частоте шунтирует НЧ инвертор на высокой частоте.

Принцип работы обоих классов схем во многом схож, поэтому подробный анализ проведем на примере схем суммирования токов. В этих схемах низкочастотная составляющая в ВЧ ИН фактически



Рис. 1. Схемы двухчастотного ПЧ с суммированием токов в общем узле



Рис. 2. Схемы двухчастотного ПЧ с суммированием напряжений в общем контуре

отсутствует, так как на низкой частоте конденсатор  $C_{\rm B4}$  имеет большое значение сопротивления, поэтому практически весь низкочастотный ток протекает через индуктор  $L_{\rm H}$ . Соответственно энергетические характеристики ВЧ ИН равны характеристикам классического резонансного инвертора. Выходные параметры НЧ инвертора содержат существенную высокочастотную составляющую, определяемую значением  $L_{\rm H4}^*$  и оказывающую влияние на энергетические показатели НЧ ИН, что подтверждается результатами моделирования, представленными на рис. 3 при синтезе токов равных амплитуд  $\sigma I_{\rm H4} = 1$  с соотношением с частот  $\Omega = 100$ . Видно, что с ростом индуктивности дросселя  $L_{\rm HY}$  увеличивается блокирующее реактивное сопротивление  $\omega L_{\rm HY}$  и высокочастотный ток ВЧ ИН все больше перераспределяется в индуктор  $L_{\rm H}$ . Результаты моделирования схемы суммирования токов при использовании разнотипных инверторов, т. е. при применении в качестве НЧ инвертора ИТ, имеют существенные отличия и представлены на рис. 4 при аналогичных условиях.

Видно, что высокочастотная составляющая напряжения в НЧ ИТ практически отсутствует при любых значениях индуктивности дросселя по отношению к индуктивности индуктора  $L_{\rm HY}^*$ . Это объясняет-



**Рис. 3.** Выходные параметры ВЧ ИН и НЧ ИН по схеме суммирования токов при  $\sigma I_{\rm M}$ =1



**Рис. 4**. Выходные параметры ВЧ ИН и НЧ ИТ по схеме суммирования токов при  $\sigma I_{\rm M}$ =1

ся тем, что при использовании НЧ ИН искажается ток конденсатора  $I_{CH4}$ , а при использовании НЧ ИТ его напряжение  $U_{CH4}$ . Улучшение формы напряжения НЧ ИТ по сравнению с формой тока НЧ ИН связано с частотными свойствами конденсатора  $C_{H4}$ , у которого отношение частотных составляющих по напряжению в  $\Omega$  раз меньше чем по току

$$\sigma U_{C_{\rm HY}} = \sigma I_{C_{\rm HY}} \cdot \frac{1}{\Omega},$$

поэтому при  $\Omega = 100 U_{C_{H_{u_{B_{u}}}}}$  фактически отсутствует (рис. 4).

Для определения энергетических характеристик схем суммирования проведена оценка габаритной мощности транзисторов НЧ инвертора и его коэффициента мощности. Получены соотношения для габаритной мощности НЧ ИН по отношению к активной мощности инвертора  $P_{\rm H}$ 

$$P_{\Gamma_{\perp}VT_{\perp}HH}^{*} = \frac{P_{\Gamma_{\perp}VT_{\perp}HH}}{P_{H}} =$$
$$= \frac{\pi}{2} \left( \frac{I_{\max_{\perp}BH}}{I_{\max_{\perp}HH}} + 1 \right) = \frac{\pi}{2} \left( \frac{1}{\sigma I_{\mu}L_{HH}^{*}} + 1 \right)$$

и коэффициента мощности К<sub>м</sub> НЧ ИН

$$K_{\rm M_{-}\rm HH} = \frac{P_{\rm HH}}{S_{\rm HH}} = \frac{\frac{4}{\pi\sqrt{2}}EI_{\rm HY}}{E\sqrt{I_{\rm BY}^2 + I_{\rm HY}^2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\sigma I_{\rm H}L_{\rm HY}^*}{\sqrt{1 + (\sigma I_{\rm H}L_{\rm HY}^*)^2}}$$

и выражения  $P_{\Gamma VT}^*$  и  $K_M$  для схемы с НЧ ИТ

$$\begin{split} P_{\Gamma_{-}\nu T_{-}\mu T}^{*} &= \frac{P_{\Gamma_{-}\nu T_{-}\mu T}}{P_{H}} = \frac{I(U_{\max_{-}B^{q}} + U_{\max_{-}H^{q}})}{IU_{CP_{-}H^{q}}} = \\ &= \frac{\pi}{2} \bigg( \frac{1}{\sigma I_{H} L_{Hq}^{*} \Omega} + 1 \bigg), \\ K_{M_{-}\mu T} &= \frac{P_{\mu T}}{S_{\mu T}} = \frac{\frac{4}{\pi \sqrt{2}} U_{Hq} I}{I \sqrt{U_{Bq}^{2} + U_{Hq}^{2}}} = \\ &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\sigma I_{L_{\mu}} L_{Hq}^{*} \Omega}{\sqrt{1 + (\sigma I_{\mu} L_{Hq}^{*} \Omega)^{2}}}. \end{split}$$

Соответствующие зависимости коэффициента мощности  $K_{\rm M}$  и габаритной мощности транзисторов низкочастотного инвертора  $P_{\Gamma_{L}VT}^{*}$  от  $L_{\rm Hy}^{*}$  показаны на рис. 5.



Рис. 5. Энергетические характеристики НЧ инвертора в схемах суммирования токов при  $\Omega$ =100,  $\sigma$ I<sub>0</sub>=1

Анализ представленных характеристик позволяет сделать вывод, что при малых значениях  $L_{Hy}^*$ габаритная мощность НЧ ИТ существенно меньше, чем НЧ ИН, что является несомненным преимуществом схемы с разнотипными инверторами. При  $L_{HY} >> L_{U}$  проникновение высокочастотной составляющей в НЧ инвертор полностью исключается и характеристики ИН фактически не отличаются от ИТ. Однако увеличение дросселя  $L_{\rm HY}$  вызывает рост его собственных массогабаритных параметров и, соответственно, общей габаритной мощности преобразователя, поэтому при проектировании ПЧ с НЧ ИН требуется определение оптимального значения *L*<sub>нч</sub>, обеспечивающего компромисс между его собственной мощностью  $P_{L_{L}H^{q}}$  и мощностью транзисторов  $P_{\Gamma_V T}$  [4].

Результаты в целом говорят об эффективности применения схем суммирования с разнотипными инверторами, однако следует учитывать, что энергетические характеристики схем представлены для идеального источника тока, без учета входного дросселя НЧ ИТ, который обладает большой индуктивностью для сглаживания пульсаций выходного тока. Поэтому целесообразным представляется проведение исследований направленных на улучшение энергетических характеристик схемы суммирования двух ИН.

## 2. Двухчастотный преобразователь частоты с суммированием выходных токов и блокированием высокочастотной составляющей низкочастотного инвертора напряжения «фильтром-пробкой»

Для подавления высокочастотной составляющей в НЧ ИН при любом значении дросселя предложена схема ПЧ (рис. 6), в которой для компенсации высокочастотной энергии  $L_{\rm HY}$  включен дополнительный конденсатор Свид. В результате в цепи  $C_{\rm Hy}$  образуется «фильтр-пробка», блокирующая протекание высокочастотного тока. Это позволяет фактически полностью исключить проникновение высокочастотной составляющей тока в НЧ ИН за счет настройки «фильтра-пробки» на высокую частоту, и соответственно существенно улучшить энергетические показатели НЧ ИН. Кроме того, для обеспечения плавного перезаряда резонансных конденсаторов и исключения связанных с этим бросков тока в инверторах в схему двухчастотного ПЧ с «фильтром-пробкой» включен дроссель  $L_{H_{2}}$ .

Для определения резонансных частот схемы произведен расчет реактивного импеданса контура. При пренебрежении активными потерями в контуре  $Z(\omega)$  определяется выражением

$$Z(\omega) = \operatorname{Im}(\omega) = j \left( \omega L_{H^{H_2}} - \frac{1}{\omega C_{H^{H_1}}} \right) + j \frac{\omega L_{H}}{1 - \omega^2 L_{H} C_{H^{H_1}}} + j \frac{\omega L_{H^{H_1}}}{1 - \omega^2 L_{H^{H_2}} C_{H^{H_2}}}.$$

Приравняв к нулю мнимую часть  $Im(\omega)=0$  и учитывая, что  $L_{H_{1}}C_{B_{1}}=L_{U}C_{B_{1}}$ , получаем уравнение

$$(1 - \omega^{2} L_{H_{H_{I}}} C_{B_{H_{2}}}) \times \times \left( \frac{(\omega^{2} L_{H_{H_{2}}} C_{H_{H_{1}}} - 1)(1 - \omega^{2} L_{H_{H_{I}}} C_{B_{H_{2}}}) +}{+ \omega^{2} L_{H_{Q}} C_{H_{Q}} + \omega^{2} L_{H_{Q_{I}}} C_{H_{Q}}} \right) = 0,$$

из которого определены следующие резонансные частоты ПЧ по рис. 6

$$\begin{split} f_{\rm BY} &= \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\rm H} \cdot C_{\rm BY1}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\rm HY1} \cdot C_{\rm BY2}}}; \\ f_{\rm HY} &= \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{\rm H} + L_{\rm HY1} + L_{\rm HY2}) \cdot C_{\rm HY}}}; \\ f_{\rm COM} &= \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{L_{\rm HY2} + L_{\rm H} + L_{\rm HY1}}{L_{\rm HY1} \cdot C_{\rm BY2} \cdot L_{\rm HY2}}}. \end{split}$$



Рис. 6. Двухчастотный ПЧ с суммированием токов и блокированием высокочастотной составляющей «фильтром-пробкой»

Проведенный анализ показывает наличие третьей резонансной частоты преобразователя  $f_{\rm COM}$ , не проходящей через индуктор и характеризующей частотную связь между ВЧ и НЧ инверторами, что обусловлено наличием в этой цепи дросселя  $L_{\rm H42}$ . Искажения токов инверторов можно оценить с помощью имитационного моделирования, проведенного в пакете OrCad9.2. Результаты моделирования схемы ПЧ (рис. 6) при индуктивности индуктора  $L_{\rm H}=15$  мкГн,  $f_{\rm H4}=100$  Гц,  $f_{\rm B4}=10$  кГц и при различных значениях частоты  $f_{\rm COM}$  представлены:  $f_{\rm COM}=30$  кГц при  $L_{\rm H42}=3,75$  мкГн на рис. 7, *a*,  $f_{\rm COM}=40$  кГц при  $L_{\rm H42}=2$  мкГн на рис. 7, *б*.

Результаты моделирования показывают фактически полное подавление высокочастотного тока в цепи НЧ ИН за счет работы «фильтра-пробки» в резонансном режиме, т. е. за счет равенства токов дросселя  $L_{\rm HЧ1}$  и конденсатора  $C_{\rm BЧ2}$  на высокой частоте. По результатам моделирования можно сделать вывод, что для исключения искажений тока представляется целесообразным настраивать  $f_{\rm COM}$  на четную гармонику, так как они отсутствуют в выходном напряжении инверторов. При этом рационально выбирать более высокочастотные четные гармоники, так как, например, при  $f_{\rm COM}=20$  кГц значение дросселя  $L_{\rm HЧ2}=10$  мкГн сопоставимо с индуктивностью индуктора ( $L_{\rm H}=15$  мкГн).



**Рис. 7.** Результаты моделирования двухчастотного ПЧ с «фильтром-пробкой» при частотах  $f_{H4}$ =100 Гц,  $f_{B4}$ =10 кГц: а)  $f_{COM}$ =30 кГц; б)  $f_{COM}$ =40 кГц

Произвести расчет дросселя  $L_{\rm HYI}$  на заданную частоту  $f_{\rm COM}$  можно по соотношению

$$f_{\rm COM}^* = \frac{f_{\rm COM}}{f_{\rm BY}} = \sqrt{\frac{L_{\rm HY2} + L_{\rm H}(L_{\rm HY1}^* + 1)}{L_{\rm HY2}}} = \sqrt{1 + \frac{L_{\rm H}(L_{\rm HY1}^* + 1)}{L_{\rm HY2}}},$$

$$P_{\Gamma_{-}VT}^{*} = \frac{\pi}{2} \left( \frac{\left| 1 - \frac{1}{\sigma \omega_{fuse}^{2}} \right|}{\sigma I_{\mathrm{H}} \cdot L_{\mathrm{H}\mathrm{H}}^{*}} + 1 \right),$$
  
$$K_{\mathrm{M}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left( \frac{1 - \frac{1}{\sigma \omega_{fuse}^{2}}}{\sigma I_{\mathrm{H}} \cdot L_{\mathrm{H}\mathrm{H}}^{*}} \right)^{2} + 1}},$$

откуда  $L_{\rm H42} = \frac{L_{\rm H}(L_{\rm H41}^*+1)}{{f_{\rm COM}^*}^2-1}.$ 

Частота «фильтра-пробки» ввиду изменения параметров реактивных элементов контура может измениться, что приведет к частотной расстройке «фильтра-пробки» и появлению высокочастотного тока в НЧ инверторе.

Оценка влияния частотной расстройки «фильтра-пробки» на коэффициент мощности и габаритную мощность НЧ ИН проведена по полученным аналитическим выражениям:

где 
$$\sigma \omega_{fuse} = \omega_{fuse} / \omega_{Bq}$$
 — относительная расстройка ча-  
стоты «фильтра-пробки» относительно высокой  
резонансной частоты.

Видно, что изменение параметров элементов «фильтра-пробки» в пределах 10 % фактически не приводит к ухудшению энергетических характеристик.

#### Заключение

Включение в схему суммирования токов двух инверторов напряжения дополнительного кон-



Рис. 8. Зависимость габаритной мощности транзисторов инвертора при изменении значений элементов «фильтра-пробки»

денсатора С<sub>вч2</sub> параллельно дросселю L<sub>нч1</sub> для компенсации высокочастотной составляющей его реактивной энергии позволяет полностью исключить протекание высокочастотной составляющей тока в НЧ инвертор и максимально улучшить его энергетические характеристики до значений классического резонансного инвертора ( $K_{\rm M}$ =0,9,  $P_{\Gamma_{L}T}^*=\pi/2$ ) при любом соотношении синтезируемых токов и индуктивностей  $L_{\rm Hy}^*$ . Ис-

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Юшков А.В. Энергетически эффективные преобразователи частоты для двухчастотной индукционной плавки: автореф. дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2012. – 19 с.
- Земан С.К., Казанцев Ю.М., Осипов А.В., Юшков А.В. Формирование двухчастотных колебаний тока в системах индукционного нагрева // Известия Томского политехнического университета. – 2009. – Т. 315. – № 4. – С. 105–111.
- Дзлиев С.В. Принципы построения систем питания установок индукционной закалки зубчатых колес при двухчастотном на-

кажения токов инверторов, вызванные появлением резонансной частоты  $f_{\rm COM}$ , могут быть устранены за счет ее настройки на четную гармонику высокой частоты.

Таким образом, ПЧ с блокированием высокочастотной составляющей «фильтром-пробкой» обладает лучшими по сравнению с известными схемами суммирования выходных параметров инверторов энергетическими характеристиками.

греве // АРІН 05: Материалы Междунар. конф. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2005. – С. 193–201.

 Земан С.К., Осипов А.В., Юшков А.В. Оценка энергетических показателей реактивных элементов двухчастотного резонансного преобразователя частоты // Современные техника и технологии: Материалы XVI Междунар. научно-практ. конф. – Томск: Изд-во ТПУ, 2010. – Т. 1. – С. 291–293.

Поступила 31.08.2012 г.