

УДК 621.365.51 : 621.43.046.29 : 621.315.617.4

Р.Г. Калинин, А.В. Кобзев, В.Д. Семенов, В.А. Федотов

Выбор корректирующего звена резонансного преобразователя на основе экспериментальной АЧХ по управляющему воздействию

Проведены исследования частотных характеристик резонансного инвертора для индукционного нагрева медного провода по управляющему воздействию. На основе полученной АЧХ выбрано корректирующее звено системы управления преобразователем, обеспечивающее необходимый характер переходного процесса.

Ключевые слова: индукционный нагрев провода, стабилизация тока колебательного контура изменением частоты, резонансные преобразователи, линеаризованная модель, импульсная модель в Simulink Matlab.

Для повышения качества и скорости зачистки медных и алюминиевых проводов от лаковой изоляции используется устройство для снятия изоляции с эмалированных проводов методом индукционного нагрева (Zetta) [1].

Устройство состоит из блока управления БУ и блока нагрева БН. Блок нагрева (рис. 1) состоит из одноканального инвертора на ключах $K1$ и $K2$, нагруженного на последовательный резонансный LC -контур, который включает в себя индуктор L с магнитопроводом, резонансную емкость $C_{рез}$ и эквивалентное сопротивление потерь R . Магнитопровод индуктора выполняет роль концентратора магнитного поля в зазоре.

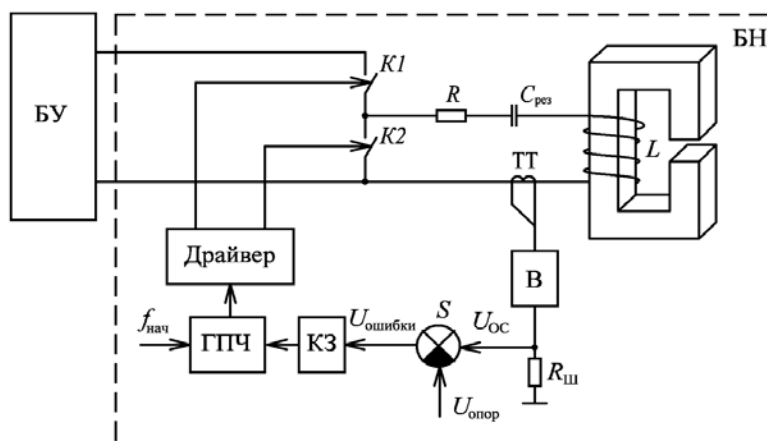


Рис. 1. Функциональная схема блока нагрева

В устройстве Zetta используется принцип регулирования мощности нагрева на основе изменения частоты работы инвертора, нагруженного на последовательный колебательный контур. Выходной ток резонансного преобразователя, пропорциональный потоку в магнитопроводе, в этом случае может быть представлен соответствующей амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) колебательного контура. Эта АЧХ по существу является регулировочной характеристикой преобразователя, которая зависит от резонансной частоты $f_{рез}$ и добротности LC -контура. Мгновенное значение тока силового контура измеряется трансформатором тока (ТТ), выпрямляется выпрямителем (В), нагруженным на сопротивление $R_{ш}$, необходимое для преобразования сигнала тока в напряжение U_{oc} . Полученное напряжение U_{oc} с резистора $R_{ш}$ подается на сумматор S , где из него вычитается опорное напряжение $U_{опор}$.

Полученное напряжение ошибки $U_{ошибки}$ преобразуется корректирующим звеном $KЗ$ и подается на генератор подстраиваемой частоты (ГПЧ). Форма напряжения U_{oc} представляет собой выпрямленную синусоиду с частотой, равной частоте работы инвертора, поэтому для сравнения U_{oc} с постоянным опорным сигналом $U_{опор}$ необходимо, чтобы корректирующее звено обладало достаточной инерционностью для сглаживания пульсаций.

Принцип стабилизации тока резонансного LC -контура представлен на рис. 2 и состоит в следующем. Начальная частота $f_{нач}$ работы инвертора задается много большей резонансной частоты колебательного LC -контура. Под действием сигнала рассогласования между U_{oc} и $U_{опор}$ текущая частота работы инвертора уменьшается, приближаясь к резонансной $f_{рез}$. По мере приближения к резонансной частоте ток силового контура возрастает. В момент достижения равенства опорного

напряжения $U_{\text{опор}}$ и среднего значения U_{OC} ток стабилизируется. Частоту, на которой происходит стабилизация рабочего тока $I_{\text{раб}}$, назовем рабочей частотой $f_{\text{раб}}$, а точку, соответствующую $I_{\text{раб}}$ и $f_{\text{раб}}$, назовем рабочей точкой. Важно, чтобы в момент поиска рабочей частоты текущая частота не «перескочила» резонансную частоту $f_{\text{рез}}$. В противном случае обратная связь становится положительной и текущая частота необратимо снижается, как показано на рис. 3, а, а импеданс резонансного LC-контура принимает емкостный характер, что ведет к жесткой коммутации силовых ключей инвертора.

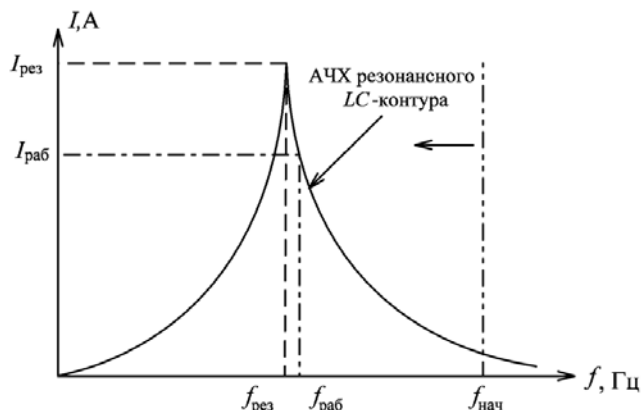


Рис. 2. Принцип работы контура стабилизации тока

зачищаемого проводника и перегреву магнитопровода. Описанные режимы работы являются следствием неправильного выбора параметров корректирующего звена.

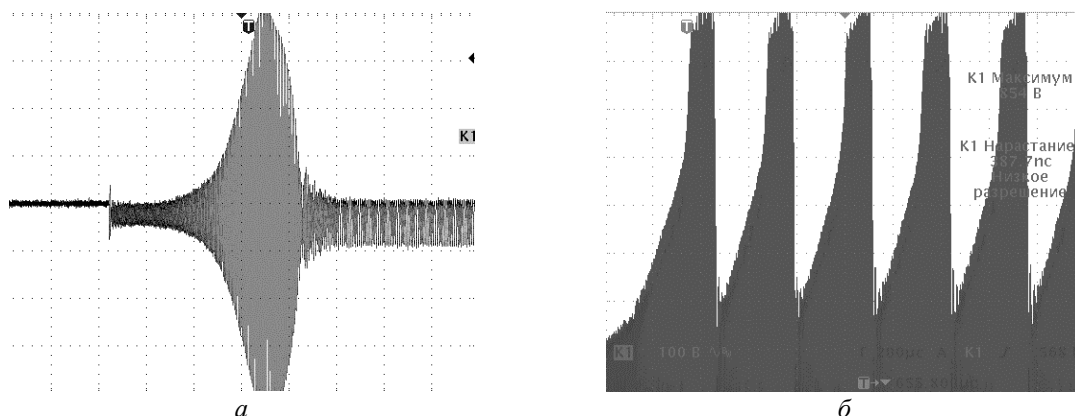


Рис. 3. Осциллограммы напряжений на емкости резонансного контура $C_{\text{рез}}$: а – при переходе текущей частоты ниже резонансной $f_{\text{рез}}$; б – незатухающий колебательный процесс стабилизации рабочего тока

Несмотря на то, что управление резонансным преобразователем изменением частоты работы инвертора широко известны в технической литературе [2], нам не известны рекомендации по выбору параметров корректирующего звена. Поэтому задача расчета и выбора параметров корректирующего звена для резонансных преобразователей управляемых изменением частоты, является актуальной.

Для определения параметров корректирующего звена рассмотрим структурную схему блока нагрева как замкнутую систему регулирования (рис. 4). Передаточные функции трансформатора тока ТТ, выпрямителя В, нагруженного на сопротивления $R_{\text{ш}}$ и ГПЧ, можно представить пропорциональными звеньями и обозначить соответственно: $K_{\text{ТТ}}$, $K_{\text{В}}$, $K_{\text{ш}}$, $K_{\text{ГПЧ}}$, причем $K_{\text{ТТ}}$ определяется коэффициентом трансформации трансформатора тока ТТ; $K_{\text{В}} = 1,11^{-1}$, определяется коэффициентом пропорциональности между действующим и средневыпрямленным значением тока; $K_{\text{ш}} = R_{\text{ш}}$ – номиналом сопротивления шунта; $K_{\text{ГПЧ}}$ определяется как отношение разности предельных частот ГПЧ к разности предельных значений входного

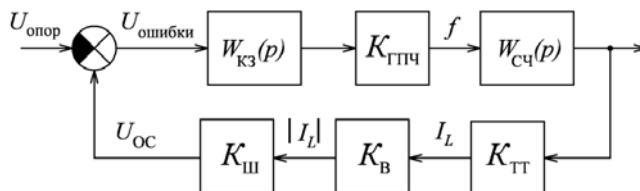


Рис. 4. Структурная схема системы автоматического регулирования блока нагрева

напряжения. В случае реализации ГПЧ на интегральной микросхеме CD4046 предельные частоты определяются внешними элементами [3].

Для получения линейаризованной передаточной функции силовой части импульсного преобразователя $W_{\text{сч}}(p)$ в рабочей точке регулирования воспользуемся экспериментальным способом определения АЧХ по управляющему воздействию, описанным в литературе [4]. Для этого построим имитационную модель преобразователя с применением программного пакета Simulink Matlab (рис. 5). Резонансный контур L , $C_{\text{рез}}$ и активные потери в контуре представлены блоком RLC (Series RLC Branch). Параметры блока $L = 17$ мкГн, $C_{\text{рез}} = 3$ нФ, $R = 1$ Ом. RLC – блок подключен к однотактному двухключевому инвертору, собранному на идеальных ключах (Ideal Switch) $K1$ и $K2$. Входы инвертора подключены к источнику постоянного напряжения E (DC Voltage Source) с напряжением 42 В. Управление ключами $K1$ и $K2$ реализованно в блоке $F1$ (Atomic Subsystem).

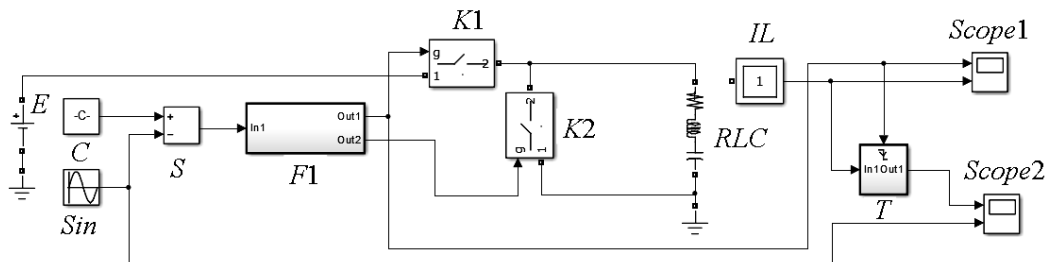


Рис. 5. Имитационная модель преобразователя в Simulink Matlab

Блок $F1$ представляет собой ГПЧ, на вход блока поступает сигнал с датчика частоты, а выход подключен к управляющему входу ключа $K1$ и через инвертор N к управляющему входу ключа $K2$. Датчик частоты реализован на основе блока сумматора S , константы C и источника синусоидального сигнала Sin . Поэтому полученные частотные характеристики включают в себя и ЧХ ГПЧ с единичным коэффициентом усиления.

Амплитудное значение тока резонансного контура RLC измеряется мультиметром IL . Для этого в измерительную цепь тока введен блок выборки хранения T , реализованный на блоке Trigger Subsystem. Момент времени сохранения амплитудного значения тока RLC контура определяется управляющим сигналом замыкания ключа $K1$. Такая синхронизация возможна ввиду того, что рабочая частота $f_{\text{раб}}$ близка к резонансной частоте $f_{\text{рез}}$ резонансного LC -контура.

Структура блока $F1$ представлена на рис. 6. Генератор подстраиваемой частоты ГПЧ реализован на блоке интегратора со сбросом Int и компараторе Comp2 . Интегратор Int интегрирует входной сигнал, и при равенстве его выходного напряжения единице, он сбрасывается в ноль. Изменение значения входного сигнала приводит к изменению частоты линейно изменяющегося сигнала. В момент достижения выходного значения интегратора Int значения 0,9 блоком компаратора Comp1 вырабатывается синхросигнал для генератора импульсов реализованного на блоке $T1$ (Triggered Subsystem). При каждом положительном фронте синхросигнала производится инвертирование логического сигнала на выходе блока $T1$. Выходной сигнал блока $T1$ служит управляющим сигналом для ключей инвертора. Для реализации комплементарного управления ключами инвертора используется блок N (Logical Operator – NOT).

С помощью блока C задается рабочая точка резонансного преобразователя. С помощью блока Sin задается синусоидальное управляющее воздействие с малой амплитудой и частотой $f_{\text{изм}}$, изменяемой в процессе определения ЧХ. Измеренные значения амплитуд тока резонансного LC -контура обрабатываются при помощи блока powergui . Производится разложение в ряд Фурье (FFT).

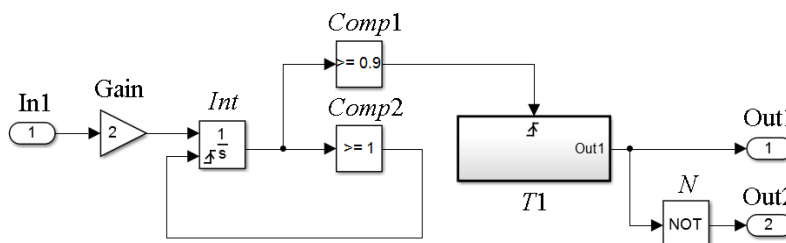


Рис. 6. Структурная схема блока $F1$

Из полученного ряда выбираются амплитуда и фаза гармонического сигнала, соответствующего частоте $f_{\text{изм}}$. Далее определяется коэффициент усиления на частоте $f_{\text{изм}}$ как отношение амплитудного

значения управляющего воздействия к амплитудному значению тока, полученного после разложения на измеряемой частоте.

Фазовое отставание, вносимое силовой частью преобразователя, определяется как разность фазы управляющего воздействия и фазы полученного тока. Полученные значения коэффициента усиления K_y и разности фаз $\Delta\phi$ заносятся в таблицу. Далее измеряемая частота $f_{изм}$ изменяется, и эксперимент повторяется до тех пор, пока не будет получена полная картина ЧХ.

Результаты измерения ЧХ силовой части резонансного преобразователя с единичным коэффициентом ГПЧ, сопротивление контура 1 Ом, при действующем значении тока в рабочей точке, равном 4,7 А, представлены на рис. 7.

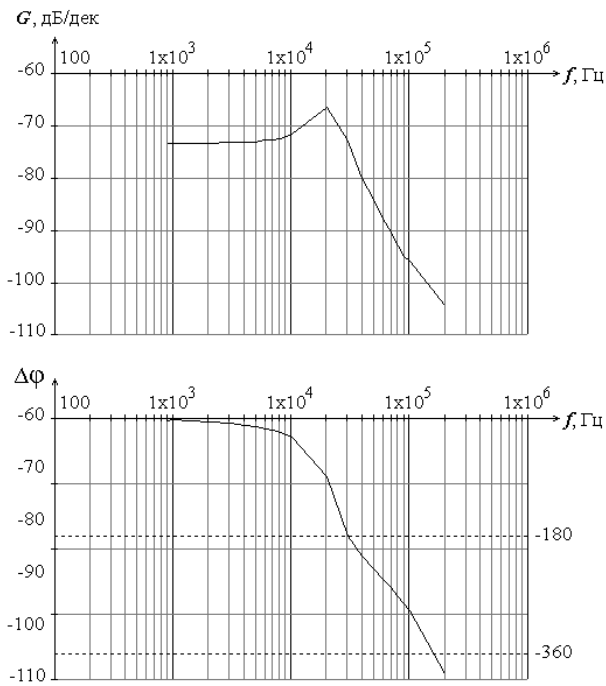


Рис. 7. ЛАЧХ и ЛФЧХ силовой части преобразователя

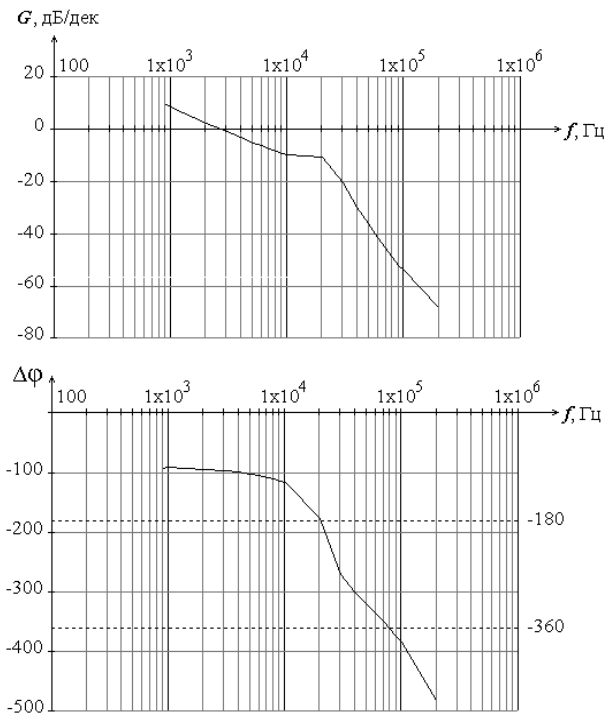


Рис. 8. ЛАЧХ и ЛФЧХ замкнутого контура

Анализ амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик показывает, что силовую часть резонансного преобразователя с единичным ГПЧ при построении замкнутого контура регулирования можно представить передаточной функцией второго порядка по управляющему воздействию. При этом эквивалентная АЧХ по управляющему воздействию представляет собой резонансное звено. Резонансная частота этого звена много меньше частоты $f_{рез}$ LC-контура. В области нижних частот, до 30 кГц, фазовая характеристика качественно совпадает с фазовой характеристикой звена второго порядка, а в области верхних частот, выше 30 кГц, наблюдается отклонение в область неограниченного увеличения фазы. Полученный результат можно объяснить тем, что исследуемая имитационная модель является нелинейной импульсной системой. Подобное поведение нелинейной импульсной системы отмечено нами в статье [5], в которой рассматривался импульсный преобразователь с ШИМ 1-го рода.

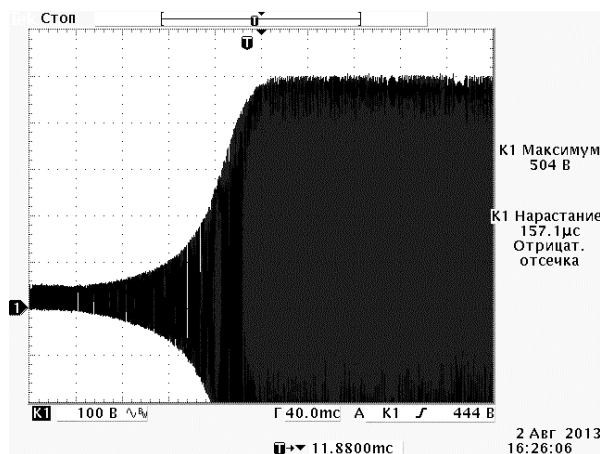


Рис. 9. Осциллограмма напряжения на резонансной емкости $C_{рез}$

Полученные экспериментальные значения ЧХ резонансного преобразователя позволяют построить ЧХ разомкнутого контура. При построении ЧХ разомкнутого контура регулирования были взяты следующие численные значения коэффициентов передачи пропорциональных звеньев: $K_{ГПЧ} = 60000$, $K_{ГТ} = 1/44$, $K_{Ш} = 18$.

Полученные экспериментальные значения ЧХ резонансного преобразователя позволяют построить ЧХ разомкнутого контура регулирования. При построении ЧХ разомкнутого контура регулирования были взяты следующие численные значения коэффициентов передачи пропорциональных звеньев: $K_{ГПЧ} = 60000$, $K_{ГТ} = 1/44$, $K_{Ш} = 18$.

Полученные ЧХ разомкнутого контура регулирования позволяют классическим способом синтезировать корректирующее звено [6], обеспечивающее заданные статические и динамические параметры преобразователя (рис. 8).

На основе полученных результатов было синтезировано корректирующее звено, представляющее собой идеальный интегратор, которое обеспечивает переходный процесс, удовлетворяющий применению этого преобразователя в устройстве зачистки эмалированного провода. Осциллограмма напряжения на резонансной емкости $C_{рез}$ в момент пуска преобразователя приведена на рис. 9.

Предлагаемый подход можно расширить для других применений резонансных преобразователей.

Литература

1. Пат. 97011, Российская Федерация, МПК H02G 1/12. Устройство для снятия изоляции с проводов / М.С. Артеев., П.С. Сарин, В.Д. Семенов, В.А. Федотов, В.В. Вааль; опубл. 20.08.2010. – Бюл. № 23. – 2 с.
2. Схемотехника устройств на мощных полевых транзисторах: справочник / В.В. Бачурин, В.Я. Ваксенбург, В.П. Дьяконов и др.; под ред. В.П. Дьяконова. – М.: Радио и связь, 1994. – 280 с.
3. Документация на микросхему CD4046 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ti.com/lit/ds/schs043b/schs043b.pdf>, свободный (дата обращения: 26.11.2013).
4. Четти П. Проектирование ключевых источников питания: Пер. С.Ф. Коняхина; под ред. В.С. Моина. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 240 с.
5. Усилители сигналов для моделей реального времени / Ю.С. Боровиков, А.В. Кобзев, В.Д. Семенов и др. // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 2. – С. 70–80.
6. Бесекерский В.А. Теория систем автоматического регулирования / В.А. Бесекерский, Е.П. Попов. – М.: Профессия, 2007. – 752 с.

Калинин Роман Геннадьевич

Аспирант каф. промышленной электроники ТУСУРа
Тел.: +7-960-978-57-69
Эл. почта: rokali@mail.ru

Кобзев Анатолий Васильевич

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. промышленной электроники, президент ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 51-05-30
Эл. почта: office@tusur.ru

Семенов Валерий Дмитриевич

Канд. техн. наук, профессор, зам. зав. каф. промышленной электроники по научной работе
Тел.: +7-913-821-22-92
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

Федотов Владимир Александрович

Зав. лаб. группового проектного обучения каф. промышленной электроники
Тел.: +7-952-888-46-13
Эл. почта: fva@vipelec.ru

Kalinin R.G., Kobzev A.V., Semenov V.D., Fedotov V.A.

Setup of feedback control in the heating block of the device for stripping the enameled wires with CAD application

In this article we give the results of the research of frequency characteristics of the resonant inverter with stabilization of resonant frequency. The compensator for the converter was chosen using the calculated frequency characteristics.

Keywords: induction heating, frequency stabilization, resonant converters, linearized model, impulse model in Simulink Matlab, algorithm of resonance stabilization.