

УДК 621.314.(26)

Д. Н. Бондаренко, Ф. В. Чмиленко, В. Е. Парменов
 Санкт-Петербургский государственный электротехнический
 университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

Алгоритм частотного регулирования транзисторного инвертора для индукционного нагрева

Представлен алгоритм частотного регулирования резонансного инвертора напряжения при работе на индукционную нагрузку с учетом ограничения частотного диапазона индуктивной расстройкой, необходимой для безопасной коммутации силовых транзисторов инвертора. Рассмотрена структура аналоговой системы регулирования серийного генератора для индукционного нагрева. Разработаны звенья программной реализации алгоритма возбуждения и регулирования, математическая модель инвертора с резонансным контуром. Представлены результаты моделирования динамики алгоритма возбуждения и регулирования, показано действие механизма ограничения частоты вблизи резонанса. Обоснован выбор микроконтроллера с аппаратной реализацией узлов возбуждения и измерения, необходимых для цифровой реализации алгоритма. Представлены структура программных узлов реализации алгоритма на базе микроконтроллера STM32F334, схема лабораторного макета полумостового транзисторного инвертора с управлением от платы STM32 Nucleo-64, результаты отладки и тестирования.

Индукционный нагрев, транзисторный генератор, частотное регулирование, микроконтроллер, алгоритм

Источник питания установки индукционного нагрева металлических изделий выполняет функции регулирования тока или мощности и обеспечивает качество в различных технологических процессах [1].

Современные транзисторные генераторы для индукционного нагрева обычно состоят из неуправляемого выпрямителя и мостового инвертора напряжения, нагруженного на последовательный резонансный контур [2].

В статье рассматриваются задачи разработки и отладки алгоритмов и узлов системы управления на базе микроконтроллера:

- генератора импульсов с численным заданием частоты,
- многоканального регулятора с ограничением частоты вблизи резонанса,
- логирование аварийных и пусковых процессов по мгновенным значениям тока и напряжения на выходе инвертора.

Аналоговая система регулирования. Серия транзисторных генераторов для индукционного нагрева (ТГИ) производства ООО «Интерм» (рис. 1) успешно используется в установках закалки ТВЧ, пайки, нагрева крупногабаритных изделий и пр., охватывает мощности от 12 до 160 кВт и частоты от 10 до 440 кГц [3].

Комплектный индуктор представлен схемой замещения из резистора R и индуктивности L , согласуется с выходом генератора, последовательно подключенным компенсирующим конденсатором C и понижающим трансформатором T . Резонансный контур, образованный индуктором и компенсирующим конденсатором, позволяет использовать частотное регулирование инвертора $f_{упр}$ для стабилизации входной мощности инвертора $P_d = U_d I_d$ либо выходного тока инвертора I_a . Требование обеспечения мягкой коммутации си-

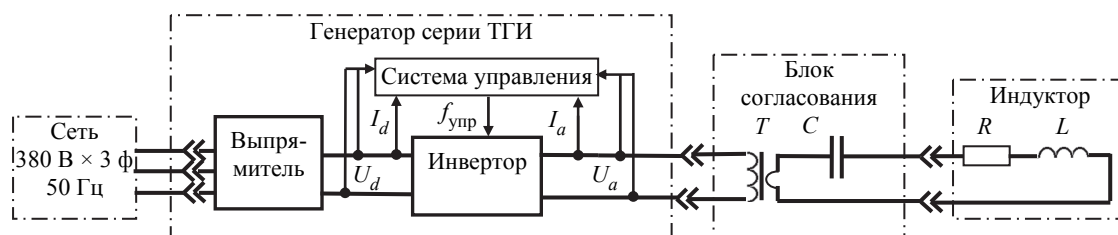


Рис. 1

ловых транзисторов инвертора напряжения ограничивает частотный диапазон только индуктивной расстройкой контура, поэтому пуск инвертора выполняется на максимальной частоте $f_{start} = f_{max}$. Для устойчивости инвертора при значительном изменении параметров индукционной нагрузки используется ограничение частоты управления при приближении к резонансу f_0 , оцениваемое по фазе между током I_a и напряжением U_a на выходе инвертора.

Существующая система управления имеет смешанный состав: аналоговые и цифровые микросхемы малой и средней степени интеграции, один кристалл программируемой логики, один кристалл 8-разрядного микроконтроллера AVR, панель оператора Weintek. Система возбуждения, регулирования и быстродействующей защиты силового транзисторного инвертора состоит почти полностью из аналоговых и аналогово-дискретных микросхем. Система логгирования на USB-диск в панели Weintek обеспечивает архивацию процессов в системе регулирования с шагом 1 с и в системе охлаждения с шагом 10 с.

На рис. 2 представлена структурная схема системы возбуждения и регулирования.

Модуль генератора, управляемого напряжением (ГУН), по сигналу напряжения uf на входе формирует импульсы $pulse$ в заданном частотном диапазоне (от f_{min} до f_{max}), частота импульсов линейно зависит от напряжения. При старте нагрева уровень напряжения uf высокий, поэтому частота $f_{start} = f_{max}$. Модуль распределителя импульсов (РИ) распределяет импульсы $p1, p2$ для управления двухтактным мостом инвертора.

Регулятор мощности является основным каналом регулирования частоты. Разностный сигнал уставки мощности P_{set} и сигнала с датчика P_d преобразуется модулем пропорционально интегральному регулятору ПИРЗ в уровень напряжения uf , который после старта снижает частоту до уровня, соответствующего требуемой мощности. Стабилизация или регулирование мощности по заданному закону призваны обеспечить повторяемость технологического процесса, связанного с индукционным нагревом, невзирая на возможные отклонения напряжения питания установки индукционного нагрева и изменения параметров индукционной нагрузки (R и L).

Если активное сопротивление индуктора существенно ниже номинального, то существует опасность перегрузки транзисторов инвертора. В этом случае регулятор выходного тока I_a (по уставке I_{set}) формирует на выходе ПИР2 напряжение, большее, чем напряжение на выходе регулятора мощности ПИР3, и это напряжение через модуль выбора максимального сигнала Max останавливает снижение частоты на более высоком уровне. Нередко требуется стабилизировать режим нагрева не по мощности, а по выходному току – например, при закалке с движением плоским индуктором вдоль детали переменной ширины.

Раскачка напряжения в резонансном контуре может привести к пробое компенсированного конденсатора, чему препятствует регулятор ПИР1 по сигналу напряжения конденсатора U_c и уставке U_{set} , выставленной по паспортным параметрам конденсатора.

В ряде технологических процессов используется контроль температуры в зоне нагрева индук-

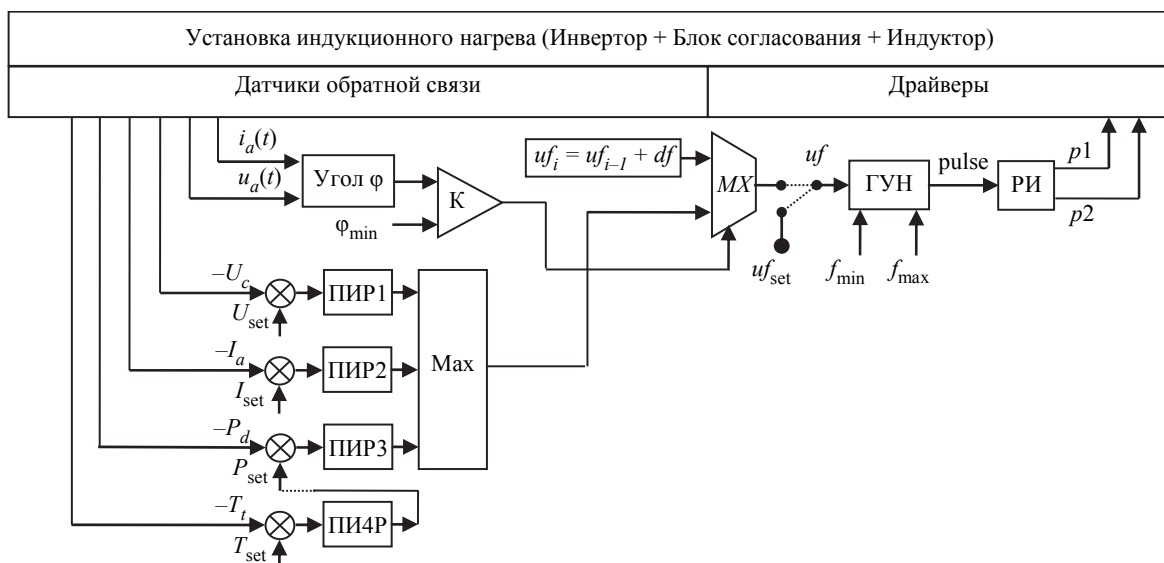


Рис. 2

тором. Программный регулятор ПИР4 позволяет по сигналу датчика температуры T_i стабилизировать или регулировать температуру по заданному сигналом T_{set} закону. В этом случае регулятор ПИР4 формирует уставку P_{set} для канала стабилизации мощности.

Снижение частоты и достижение заданной мощности могут быть ограничены нижним значением частоты f_{min} либо приближением к частоте резонанса f_0 . Переход из индуктивной расстройки в емкостную приводит к резкому ухудшению коммутации транзисторов инвертора и блокируется драйверами, вследствие чего выполняется защитное отключение. Для устойчивого нагрева даже при не очень хорошем согласовании важно выявлять и ограничивать приближение к частоте резонанса. Для этого измеряется угол отставания φ мгновенного тока $i_a(t)$ от напряжения $u_a(t)$. Если значение угла становится менее заданного φ_{min} , то компаратор К переключает мультиплексор MX из нижнего положения в верхнее и частота начинает расти с заданной скоростью $f_i = f_{i-1} + d_f$ пока угол φ не вернется в допустимый коридор.

Превышение предельного выходного тока инвертора $I_{a\ max}$ и предельного напряжения на конденсаторе БС $U_{c\ max}$ также приводит к защитному отключению.

Многоканальная система регулирования обеспечивает устойчивость работы инвертора на нестационарной нагрузке (R, L) в зоне, ограниченной уставками регуляторов и плавающим значением частоты резонанса, и повторяемость технологического процесса. Здесь под устойчивостью понимается такое регулирование, которое не приводит к защитному отключению (драйверами).

Настройки системы возбуждения, регулирования и быстродействующей защиты в современном генераторе выполнены аппаратно подстроечными потенциометрами или заменой конденсатора и пары резисторов (частотный диапазон). Настройки визуализации и логгирования измеряемых параметров (напряжений, токов, частоты и пр.), уставок регуляторов и усиления в каналах регулирования мощности и тока корректируются программно в одном из экранов панели оператора.

От аналога к цифре. Один из путей совершенствования транзисторных генераторов для индукционного нагрева – это более глубокая «цифровизация» алгоритмов управления, прежде

всего систем возбуждения и регулирования. Хорошими возможностями для этих задач обладают современные 32-разрядные микроконтроллеры, в частности семейства STM32F3XX [4].

Богатый набор 16- и 32-разрядных таймеров-счетчиков с отменным тактированием (144 МГц или 4.6 ГГц при тактировании процессора до 72 МГц), ориентированных на автоматическую генерацию импульсов и измерение параметров импульсов, удобен для задач возбуждения как в простой постановке: генератор импульсов с варьируемой частотой и фазой, так и для измерения, а возможно, и ограничения угла отклонения от резонанса. Наличие нескольких подобных счетчиков и нескольких каналов в одном позволяет легко добавлять к частотному каналу регулирования мостовое фазовое или чопперное регулирование входного напряжения инвертора. Предусмотрены удобные элементы реализации принципов самовозбуждения.

Развитые средства работы с аналоговым сигналом представлены быстрыми и высокоавтоматизированными аналогово-цифровыми преобразователями (5 млн преобр./с, 12 бит, до 16 каналов, автоматизация выбора канала, способа запуска и автосохранения, в том числе с механизмом прямого доступа к памяти, автоматическое выявление превышения заданного уровня, до четырех независимых модулей в кристалле), быстрыми компараторами (25 нс, до двух штук), программируемыми операционными усилителями (до четырех штук), цифро-аналоговыми преобразователями (12 бит, до трех модулей). «Мощь» и количество аналогово-цифровых преобразователей обеспечивают хорошую наблюдаемость работы инвертора. На частоте генерации инвертора до 100 кГц получаем не менее 50 точек на период, на 440 кГц – не менее 11 точек. Для восстановления сложных кривых этого мало, процесс коммутации анализировать не получится (да и не требуется!), но для оценки приближения к резонансу по форме выходного тока и напряжения вполне достаточно.

Задачи вычисления средних значений входного тока I_d и напряжения U_d инвертора, среднеквадратичных или средневыпрямленных значений выходного тока I_a , расчета ПИ-регуляторов, выбора значения частоты для загрузки в генератор импульсов управления при пуске будут решаться программно в основном цикле, возможно, частично – в прерываниях. Здесь важно сочетание

вычислительной производительности, достаточное количество памяти при хорошей помехоустойчивости, чему вполне соответствуют топовые модели из ряда STM32F303.

Использование таймеров в задаче генерации импульсов управления сводится к загрузке в регистр периода (или ширины) числа, пропорционального длительности, а не частоте. Это же относится к измерению или ограничению угла. Поэтому все вычисления в основном цикле выгодно вести именно во временном масштабе, и лишь для индикации и логгирования в масштабе десятых долей секунды и более использовать удобные и привычные значения частоты в герцах.

Разработка математической модели и программных узлов. Моделирование инвертора напряжения с резонансным контуром и разрабатываемых алгоритмов выполнено в пакете Power Simulation v9.0 (2010). Данный пакет содержит ключевые модели силовых транзисторов, источники сигнала, разнообразные готовые модули управления и модули, которые может разрабатывать пользователь на языке высокого уровня C (с интерпретатором Simplified C Block или предварительно компилируемые General DLL Block).

В этой среде моделирования модули, написанные на интерпретаторе C, не «тратят» модельное время, поэтому отладка программ здесь полноцен-

ной быть не может (также и ввиду отсутствия моделей микроконтроллеров со встроенной периферией), но отладка алгоритма в целом вполне допустима. При необходимости можно добавлять задержки, имитирующие затраты времени на расчет.

Расчетная схема с разработанными модулями управления (Simplified C Block) показана на рис. 3.

Объект управления представлен на схеме мостовым инвертором на полевых транзисторах MOS1–MOS4 с «драйверами» в виде интерфейсных модулей ON1–ON4, выпрямитель с сетью заменены источником напряжения VDC1 500 В. Нагрузочный контур представлен последовательной RLC-цепью, активное сопротивление рассчитано на номинальную мощность 40 кВт и составляет 5 Ом, индуктивность 120 мкГн, емкость 48 нФ, частота резонанса $f_0 = 66\,314$ Гц, добротность $Q = 10$. Реальные датчики напряжения и тока заменены идеализированными VSEN и ISEN, согласующие фильтры FILTER_LP, множители позволяют масштабировать сигналы датчиков к уровням напряжений реальной системы управления и автоматически учесть их при восстановлении сигнала.

Модуль PerGen формирует импульсы управления диагоналями инвертора на выходах G1, G2, на выходе cnt – пилообразный задающий сигнал, на вход подается целое число, задающее длительность полупериода {if(cnt < npPeriod) cnt++; else cnt = 0;}.

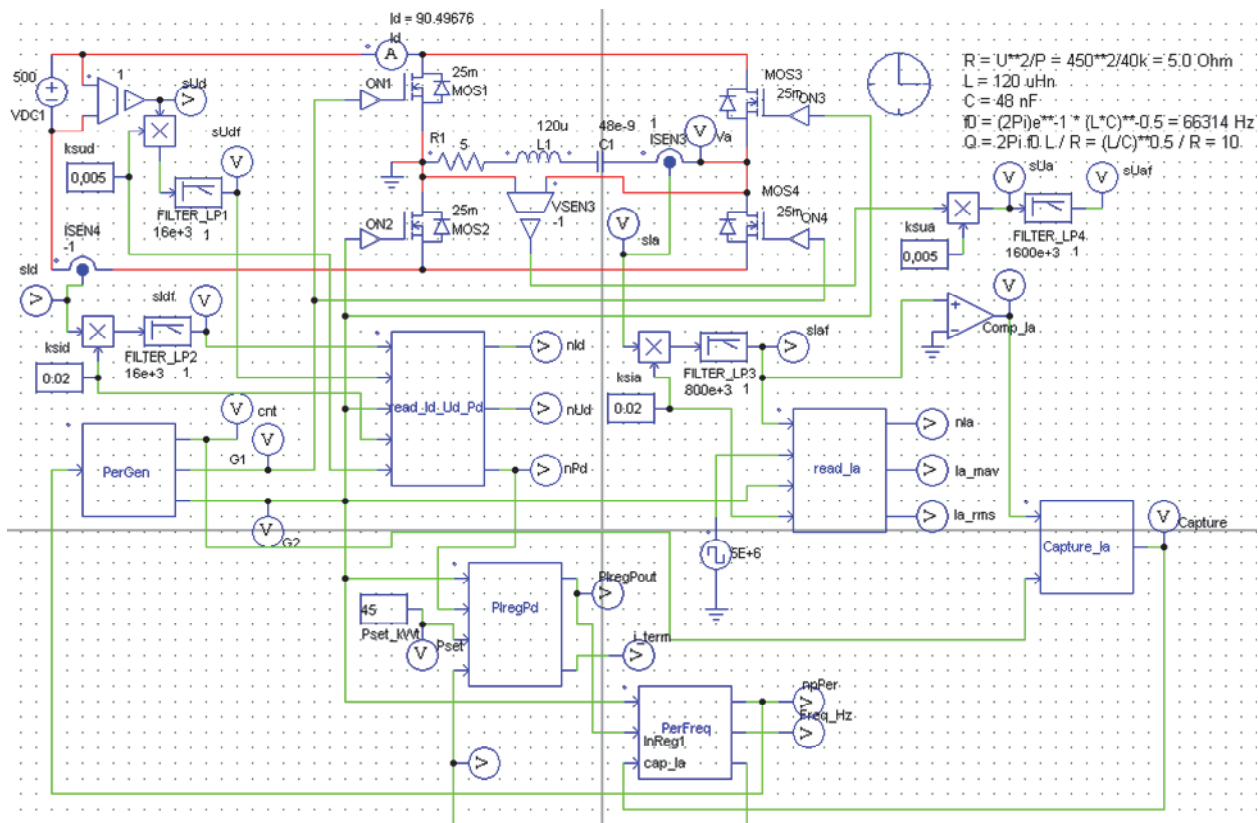


Рис. 3

Шаг моделирования 10 нс (100 МГц) необходим для тактирования цифрового генератора импульсов PerGen с диапазоном регулирования частоты от 50 до 100 кГц (npPeriod от 1000 до 500). Такая кратность частот необходима для снижения влияния дискретности при замене аналоговой системы возбуждения на цифровую [5].

Модуль PRegPd тактируется по входу 1 сигналом G2, по разности уставки Pset (вход 2) и сигнала обратной связи – мощности Pd (вход 3) вычисляет пропорционально интегральное значение PRegPout (выход 1).

Модуль PerFreq управляет значением периода: ограничивает f_{\min} и f_{\max} , обеспечивает минимальное значение при старте, проверяет условие ограничения частоты (периода) при заданном значении угла запаздывания тока и задает скорость подъема частоты (точнее, уменьшения периода). Вход 1 – тактирование (1 раз в период), вход 2 – сигнал первого регулятора (тока), вход 3 – значение задержки тока (см. далее), выход 1 – значение длительности полупериода (npPer) в тактах 10 нс, выход 2 – значение частоты в герцах, выход 3 – сигнал управления ПИ-регулятором.

Модуль Capture выполняет измерение задержки перехода тока I_a через ноль в тактах генератора импульсов (10 нс).

Модуль read_Id_Ud_Pd имитирует оцифровку сигналов I_d в амперах, U_d – в вольтах, вычисленные значения мощности P_d – в киловаттах

Модуль read_Ia вычисляет по мгновенным значениям сигнала датчика входного тока I_a его мгновенное (выход 1, А), средневыпрямленное (выход 2, А), среднеквадратическое (выход 3, А) значения.

Временная диаграмма процесса пуска инвертора с ПИ-регулятором мощности и ограничением частоты вблизи резонанса приведена на рис. 4. Пуск выполняется на максимальной частоте $f = 99$ кГц, регулятор мощности при уставке $P_{\text{set}} = 50$ кВт снижает частоту до 67 кГц. Дальнейшее снижение частоты ограничивается по сигналу фазы φ тока инвертора на уровне 0.01 длительности периода.

Разработка и тестирование алгоритмов на микроконтроллере. Разработка и тестирование алгоритмов возбуждения и регулирования «в реальном времени» были выполнены на микроконтроллерах фирмы «STmicroelectronix» семейства STM32F3 [6], так как данные МК имеют следующие преимущества над другими семействами:

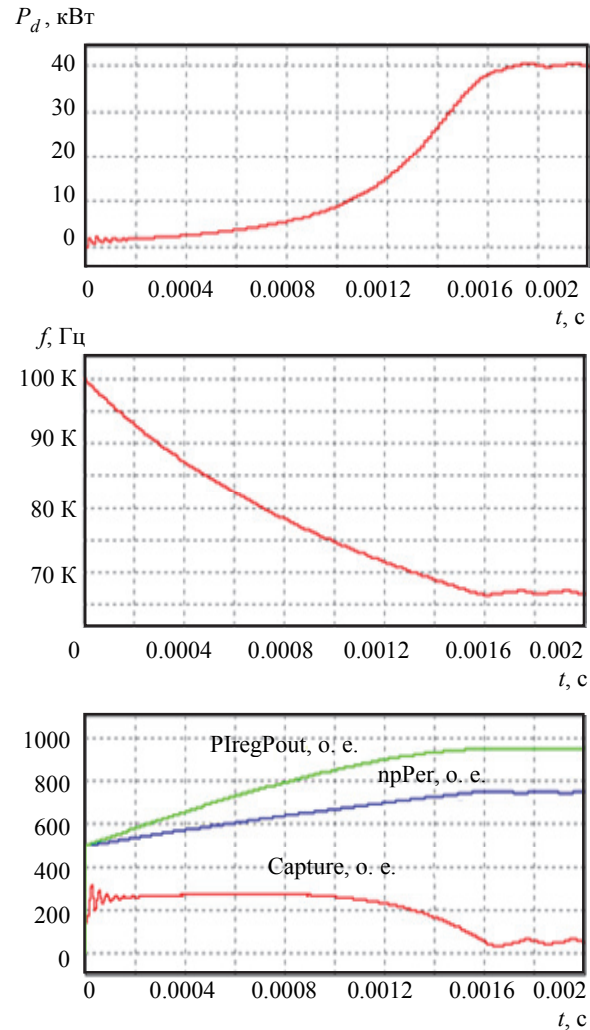


Рис. 4

– сверхбыстрый таймер HRTIM (см. далее), тактирование таймера $f_{\text{clk}} = 4.7$ ГГц против 144 МГц у стандартных таймеров;

– быстрый компаратор со временем реагирования 26 нс;

– быстрый АЦП с производительностью 5 млн преобр./с.

Было решено выбрать МК STM32F334R8C6 на готовой плате STM32 NUCLEO-64. Программы проекта разработаны в пакете STM32CUBEMX [7] в среде программирования и отладки Keil uVision 5 [8].

Тестирование алгоритмов выполнено на макете транзисторного полумостового инвертора с RLC-нагрузкой с питанием от лабораторного источника 60 Вт.

Внешний вид макетной платы инвертора и платы NUCLEO-64 представлен на рис. 5.

Схема макета представлена на рис. 6. Полумост инвертора собран на двух MOSFET VT1, VT2 (IRFPE50), последовательный нагрузочный

контур $R_i = 5.1$ (20 Вт) Ом, $L_i = 13$ мГн, $C_k = 24$ нФ и питание 30 В, 2 А (GPS-4303), фильтры C_1, C_2 (по 169 нФ), драйвер IR2104, трансформатор выходного тока I_a ТТ (1/10 витков), трансформатор выходного напряжения U_a Т1 (6/30 витков), шунт входного тока $I_d R_{10} = 10$ Ом.

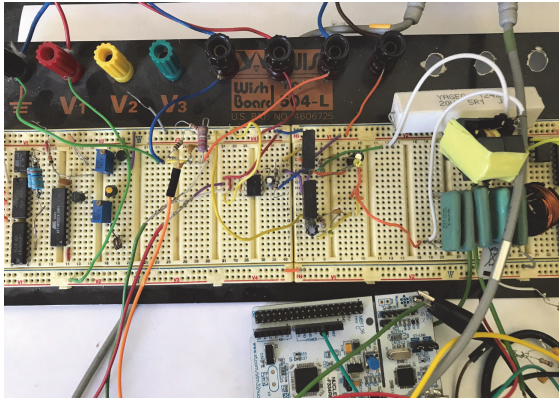


Рис. 5

Выбор отладочной платы для реализации проекта (линейка STM32F334x). Разработка алгоритма генерации импульсов на модуле HRTIM. В отличие от существующей системы управления, где используется ГУН (генератор, управляемый напряжением), генерация импульсов управления транзисторами осуществляется целиком с помощью High Resolution TIMer (HRTIM) – многоканального программируемого таймера с максимальным разрешением 217 пс.

На рис. 7 представлена блок-схема алгоритмов настройки и функционирования генератора импульсов на базе HRTIM.

Генерация импульсов протестирована в диапазоне от 10 до 500 кГц. 16-битный регистр периода позволяет получить такой диапазон без перенастройки умножителя частоты.

Разработка алгоритма частотного регулирования мощности и тока. Измерение I_a проводится на регулярном канале АЦП1. Результаты АЦ-пре-

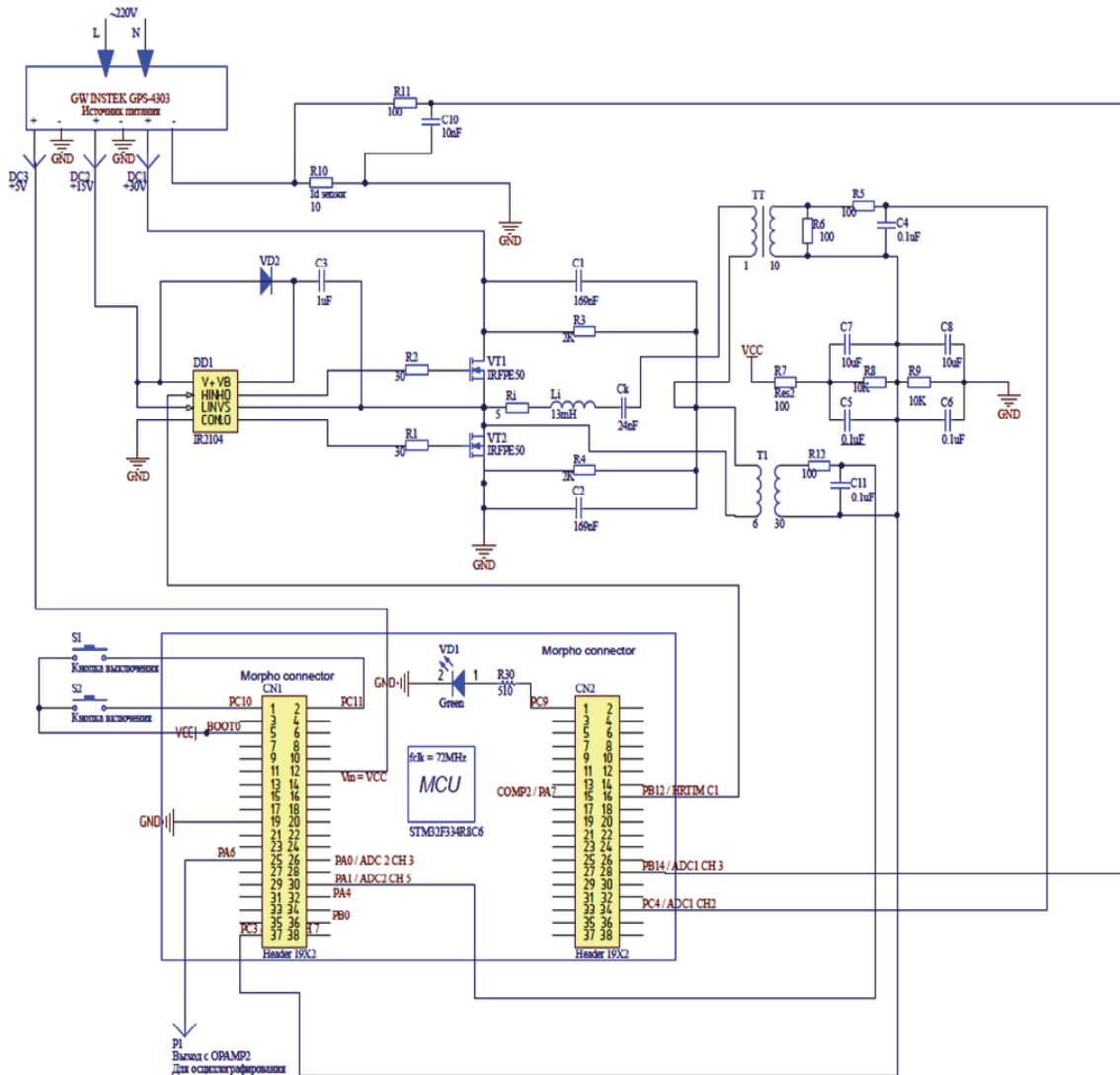


Рис. 6

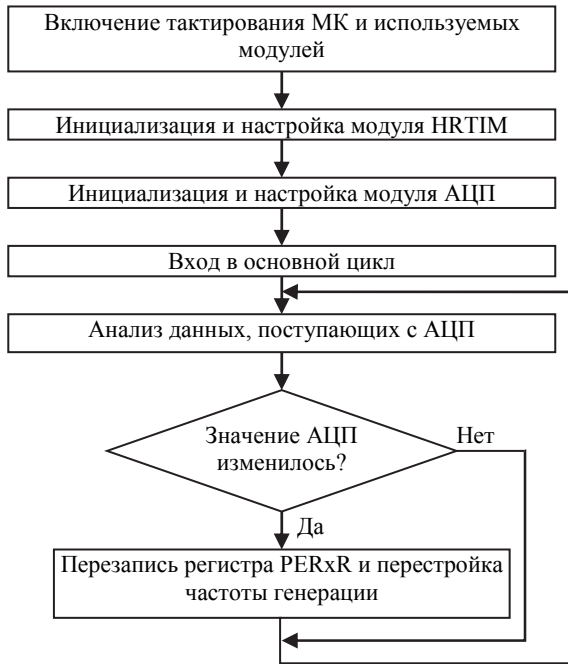
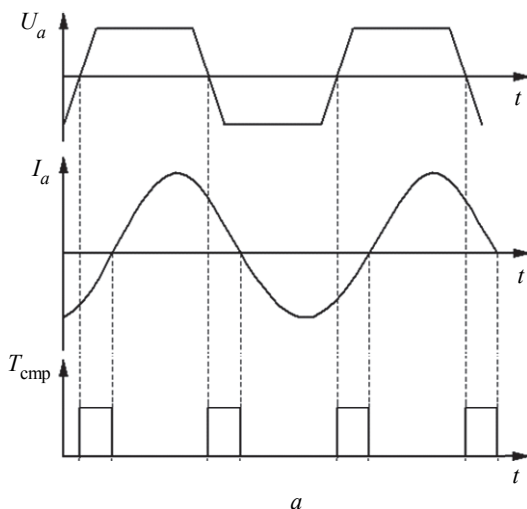


Рис. 7

образований непрерывно пишутся в память каналом прямого доступа к памяти (DMA, без участия процессора). Это позволило достичь максимальной производительности АЦП 5 млн преобр./с. Измерение I_d проводится на инжектированном канале АЦП2. Время одного измерения составляет 0.39 мкс в основном цикле.

В качестве датчиков для измерения U_a был выбран трансформатор напряжения, для измерения I_a – трансформатор тока, датчик измерения I_d – резистивный.

Регулирование по I_d осуществляется по усредненному значению за 10 измерений на инжектированном канале АЦП1, вычисляется в основном цикле – 3.9 мкс на расчет среднего значения (рис. 8).



а

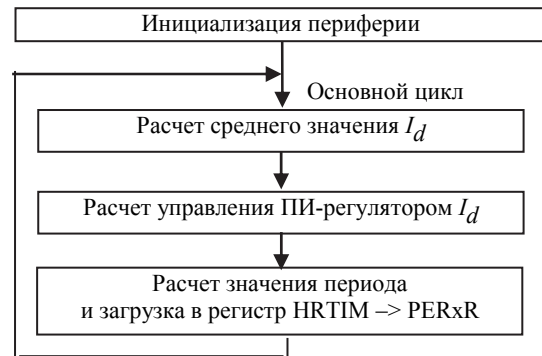


Рис. 8

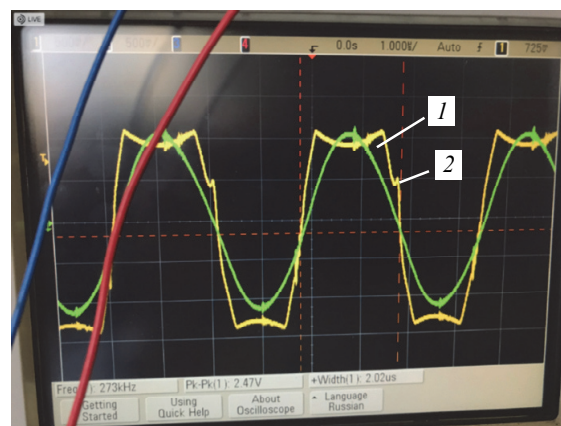
Регулирование по I_d осуществляется по средневыпрямленному значению, вычисляемому в прерывании, с регулярного канала АЦП (5 млн преобр./с).

Настройка ПИ-регулятора. Выполнен подбор коэффициентов пропорциональности K_p и интегрирования K_i при выходе на уставку по току I_d . Наилучшим результатом обладает набор со значениями $K_p = 0.5$, $K_i = 0.002$.

Время выхода на уставку при одноканальном регулировании (I_d) составляет около 2.5 мс, при многоканальном (по I_a и I_d) около 3.5 мс.

Ограничение частоты вблизи резонанса. Регуляторы обеспечивают устойчивую работу генератора только при индуктивной расстройке контура. При приближении частоты к резонансной ее необходимо ограничить снизу, иначе произойдет защитное отключение драйвером по жесткой коммутации.

Логика ограничения частоты реализована с использованием канала сравнения модуля HRTIM. Сигналы со встроенных в МК компараторов I_a и U_a подаются на входы захвата модуля HRTIM (рис. 9, а). Это позволяет измерить угол рассогласования между током и напряжением,



б

Рис. 9

точнее число тактов на интервале T_{cmp} . Заданное ограничение интервала рассогласования автоматически корректирует период импульсов управления транзисторами (т. е. частоту $f_{\text{вых}}$).

С учетом этого угла программно высчитывается минимально допустимая частота (f_{min}). На рис. 10 представлена временная диаграмма выхода на резонансную частоту с ограничением угла 3° .

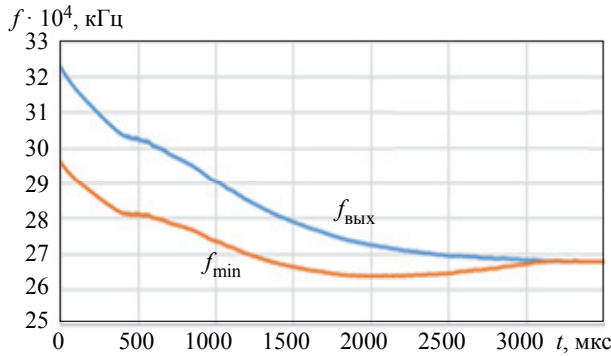


Рис. 10

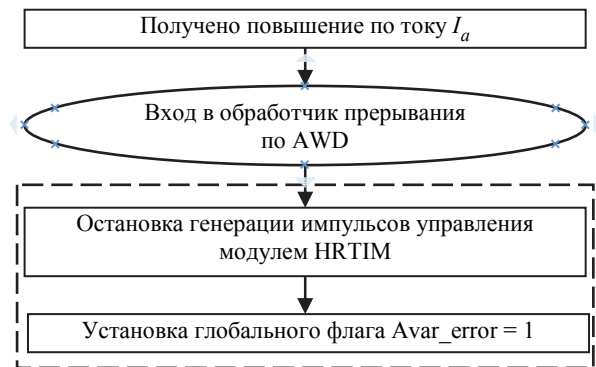


Рис. 11

На рис. 9, б представлена осциллограмма тока (1) и напряжения (2) в макете при выходе на рассогласование 3° .

Логгирование и создание дампа данных. Система управления современных ТГИ обеспечивает надежную защиту транзисторов инвертора от жесткой коммутации и превышения тока, но не позволяет выявить причину защитного отключения.

Система логгирования разрабатывается на базе буферов, получаемых по DMA, и при наступлении аварийной ситуации накопленные значения АЦП записываются в энергонезависимую флэш-память микроконтроллера (рис. 11).

В режиме реального времени возможно сохранение до 2000 точек измерений I_a и U_a в ОЗУ. Максимально возможное количество сохраненных во флэш-память точек равняется 16 000 (при условии 4-байтных буферов).

Далее флаг Avar_error обрабатывается в обработчике прерывания, генерируемом модулем прямого доступа к памяти DMA, алгоритм обработки флага Avar_error (рис. 12).

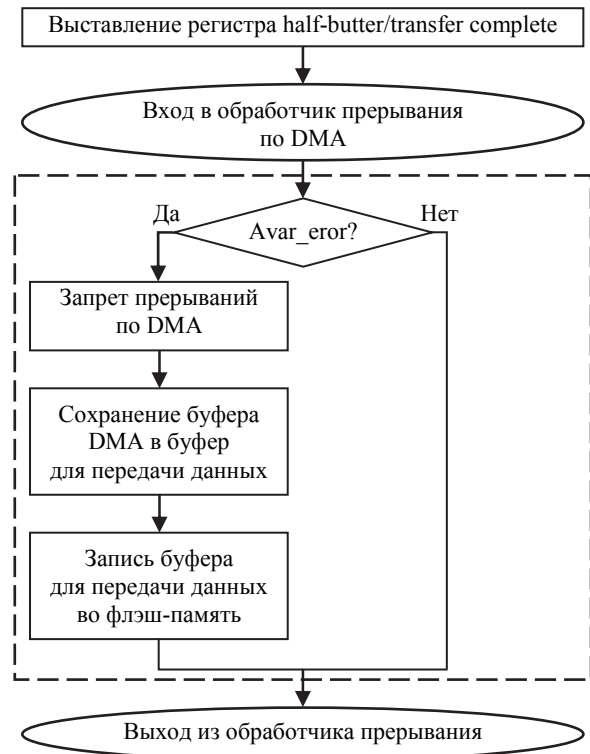


Рис. 12

В ходе выполнения работы были получены следующие результаты:

- разработан генератор импульсов с варьируемой частотой и цифровым управлением,
- разработаны алгоритмы многоканального ПИ-регулирования с ограничением частоты вблизи резонанса,
- разработан механизм логгирования аварийных процессов записью мгновенных значений тока и напряжения на выходе инвертора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Васильев А. С., Конрад Г., Дзлиев С. В. Источники питания высокочастотных электротермических установок. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2006. 426 с.
2. Бондаренко Д. Н., Дзлиев С. В., Патанов Д. А. Коммутационные процессы в транзисторных инверторах для индукционного нагрева // Изв. ГЭТУ. 1996. Вып. 497. С. 98–110.

3. Дзлиев С. В. Транзисторные генераторы для индукционного нагрева. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2012. 143 с.

4. STM32F3 series. Mainstream 32-bit MCUs. URL: <https://www.st.com/resource/en/brochure/brstm32f3.pdf/> (дата обращения: 28.02.2019 г.).

5. Самохвалов Д. В. Об учете квантования сигнала микроконтроллера в методике проектирования усилительно-преобразовательного устройства вентильного двигателя // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2008. № 9. С. 33–44.

6. STM32F3. Работа с ADC и DMA. MicroTechnics. URL: <http://microtechnics.ru/stm32f3-rabota-s-adc-i-dma/> (дата обращения: 2.05.2018 г.).

7. Хабр. Использование библиотеки stm32cube для создания платформонезависимых драйверов. URL: <https://habr.com/company/embox/blog/328866/> (дата обращения: 4.05.2018 г.).

8. Справочное руководство по серии МК STM32F334x: RM0364 Reference manual. STmicro-electronix, 2017. 1122 с.

D. N. Bondarenko, F. V. Chmilenko, V. E. Parmenov
Saint Petersburg Electrotechnical University «LETI»

ALGORITHM OF FREQUENCY REGULATION OF THE TRANSISTOR INVERTER FOR INDUCTION HEATING

An algorithm for frequency control of a resonant voltage inverter is presented when operating at an inductive load, taking into account the limitation of the frequency range by the inductive detuning necessary for the safe switching of the inverter power transistors. The structure of the analog control system of the serial generator for induction heating is considered. The links of the software implementation of the excitation and control algorithm, a mathematical model of an inverter with a resonant circuit, have been developed. The results of modeling the dynamics of the excitation and control algorithm are presented; the effect of the frequency limiting mechanism near the resonance is shown. The choice of a microcontroller with a hardware implementation of excitation and measurement nodes required for the digital implementation of the algorithm is substantiated. The structure of the software nodes of the implementation of the algorithm based on the STM32F334 microcontroller, a diagram of the laboratory layout of a half-bridge transistor inverter with control from the STM32 Nucleo-64 board, the results of debugging and testing are presented.

Induction heating, transistor generator, frequency regulation, microcontroller, algorithm

УДК 621.313

Г. Д. Баранов, К. И. Матус
ФГУП «Крыловский государственный научный центр»
Филиал «ЦНИИ СЭТ»

М. А. Ваганов, Е. А. Бубнов
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

Алгоритм спектрального анализа на базе дискретно-временного преобразования Фурье

Рассматриваются общие вопросы анализа сигналов при помощи преобразования Фурье в контексте задач электротехники. Приводится развернутое описание связи между непрерывным преобразованием Фурье, дискретно-временным преобразованием Фурье (ДВПФ) и дискретным преобразованием Фурье (ДПФ). Сравняются методы повышения разрешения ДПФ по частоте. Приводится алгоритм анализа результатов ДПФ. Основным инструментом анализа является переход от ДПФ к ДВПФ в окрестности отсчета, имеющего максимальную амплитуду, что позволяет уточнить значение частоты, соответствующей максимальной амплитуде. При последующем анализе уточненная гармоника удаляется из сигнала. Предложенный алгоритм позволяет повысить точность определения гармонического состава сигнала, а также выявлять близко расположенные гармоники, существенно отличающиеся по амплитуде. Приводится оценка минимальной амплитуды, пригодной для уточнения.

Спектральный анализ, БПФ, ДПФ, ДВПФ, дискретное преобразование Фурье, растекание спектра, гармоники тока, гармоники напряжения, дополнение нулями

В инженерной практике часто возникает необходимость проанализировать процессы, про-

исходящие в сложных системах, например в электрических машинах. Одним из подходов к этой