

Главный редактор

А. В. Лукин, д. т. н., профессор, академик АЭН РФ, генеральный директор ЗАО “ММП-Ирбис”

Заместитель Главного редактора

В. В. Крючков, к. т. н., доцент кафедры Микроэлектронных электросистем МАИ

Редакционный совет

В. Ф. Дмитриков, Заслуженный деятель науки РФ, д. т. н., профессор, директор факультета фундаментальной подготовки СПб ГУТ

В. Г. Еременко, д. т. н., профессор кафедры Электротехнические комплексы автономных объектов МЭИ

Ю. М. Иньков, д. т. н., профессор, главный ученый секретарь АЭН РФ

Ю. К. Розанов, д. т. н., академик АЭН РФ, профессор кафедры Электрических и электронных аппаратов МЭИ

И. Н. Соловьев, к. т. н., доцент, кафедры Микроэлектронных электросистем МАИ

Журнал зарегистрирован Министерством Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций 30 августа 2002 г., свидетельство о регистрации ПИ № 77-13452

Издатель и учредитель — Закрытое Акционерное Общество “ММП-Ирбис”

Полное или частичное воспроизведение или размножение каким бы то ни было способом материалов, опубликованных в журнале, допускается только с письменного разрешения редакции

Отпечатано в типографии ООО “Юнион Принт”, г. Нижинь Новгород, Окский съезд, д. 2.

Подписано в печать 03.12.2012. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

111024, Москва, Андроновское шоссе, 26, ЗАО “ММП-Ирбис”; Тел/факс: (495) 987-10-16; e-mail: 9871016@mmp-irbis.ru

Подписной индекс в каталоге Роспечати: **33154** (тематический указатель “Научно-популярные издания”, раздел “Журналы России”)

Журнал включен в перечень изданий, рекомендованных ВАК для апробации кандидатских и докторских диссертаций

Содержание

И. А. Ошурков, А. В. Лукин

К вопросу о пульсациях выходного напряжения (тока) драйверов для светодиодного освещения .. 2

Ю. Н. Либенко

Эксплуатационные возможности преобразователей напряжения с магистрально-модульной архитектурой..... 6

В. Ф. Дмитриков, Д. В. Шушпанов, А. В. Павлов, Д. А. Андреев, Ю. М. Мелихов

Исследование условий обеспечения устойчивости ИВЭП при высоком затухании входного фильтра 10

Т. В. Анисимова, В. И. Волков, В. В. Крючков

Синтез параметров ступенчатых напряжений с использованием вейвлетных преобразований 18

Г. С. Мыцык, Пью Мьинг Тхейн, Хлаинг Мин У

О влиянии структурно-алгоритмической организации инверторов напряжения на их показатели качества 25

Г. А. Белов, С. Г. Белов

Синтез системы управления двухфазным корректором коэффициента мощности на микросхеме UCC28070 34

Ю. Г. Следков, И. Н. Соловьев

Прецизионная обратная связь с гальванической развязкой для автономных преобразователей постоянного напряжения 46

М. М. Дудкин, Л. И. Цытович, О. Г. Брылина

Динамические спектральные характеристики разрывывающих преобразователей с широтно-импульсной модуляцией 49

И. А. Ошурков, А. В. Лукин

К ВОПРОСУ О ПУЛЬСАЦИЯХ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ (ТОКА) ДРАЙВЕРОВ ДЛЯ СВЕТОДИОДНОГО ОСВЕЩЕНИЯ

I. A. Oshurkov,
A. V. Lukin

About Output Voltage (Current) Ripples
of LED Lighting Drivers

Производители светотехнических установок и другие потребители источников питания (драйверов) для светодиодного освещения, среди ряда параметров, характеризующих энергетическую эффективность, точность и качество потребляемой электроэнергии, обращают повышенное внимание на такой параметр, как пульсации выходного напряжения (тока). Этот параметр весьма важен, поскольку напрямую определяет пульсации светового потока светотехнической установки (СУ).

Ключевые слова: светотехническая установка, светодиодное освещение, источник питания, драйвер, пульсации напряжения (тока).

Manufacturers of lighting facilities and other consumers of power sources (drivers) for LED lighting among other parameters, characterizing energy efficiency, such as accuracy and quality of power consumption, draw special attention to such parameter as output voltage (current) ripples. This parameter is extremely important as far as it directly determines light flux ripples of lighting facility (LF).

Key words: lighting facility, LED lighting, power source, driver, voltage (current) ripples.

Световой поток, являясь конечным продуктом светотехнической установки, определяет освещенность рабочего места, которая считается одним из наиболее важных гигиенических и санитарных показателей, поскольку влияет на организм человека и на безопасность труда. Значительные низкочастотные пульсации освещенности приводят к повышенной утомляемости, снижению производительности труда и возникновению травмоопасных ситуаций [1, 2]. Именно поэтому они ограничиваются в таких нормативных документах как СНиП и СанПиН.

Несмотря на то, что эти документы существуют достаточно давно, у потребителя, зачастую, нет четкого понимания границ применения количественных значений, оговоренных в этих документах. Нигде не обоснованы причины появления существующих норм. Нет ясности в вопросе влияния и вреда пульсаций освещенности для организма человека. Кроме того, существуют несогласованности и неясности в самих документах.

Это привело к возникновению максимы: “пульсации должны быть меньше 5%”. Такое требование справедливо далеко не всегда, и во многих случаях можно использовать источник, обеспечивающий освещенность с пульсациями 10 или 15%. Снижение требований к источнику питания по пульсациям выходного напряжения (тока) позволяет производителям использовать более дешевые компоненты или снизить их число.

Это положительным образом сказывается на стоимости источника питания, следовательно, выгодно и самому потребителю.

Слепое следование 5-ти процентному барьеру по пульсациям освещенности препятствует более широкому внедрению светодиодного освещения.

Отсутствие ясности в этом вопросе приводит к необоснованно завышенным требованиям, вплоть до 1%. Иногда этот параметр превращается в инструмент недобросовестного рекламирования своих источников в конкурсных торгах.

Сложившуюся ситуацию нельзя назвать нормальной, и она требует разрешения. В статье предпринята попытка внести ясность в данный вопрос, и разграничить требования к пульсациям освещенности для различных областей применения.

Вначале попробуем ответить на вопрос почему, собственно, пульсации освещенности нужно ограничивать.

С точки зрения техники безопасности пульсирующий источник света представляет угрозу, поскольку создает условия для возникновения стробоскопического эффекта. Чем он опасен? Например, поврежденными конечностями, если частота вращения диска циркулярной пилы совпадет с частотой пульсаций освещения, и невнимательному работнику покажется, что диск не вращается.

Актуализированная версия СНиП 23-05-95 дает определение этому эффекту только в контексте источника света, питаемого переменным током. Связано это, очевидно, с тем, что предыдущие версии СНиП были ориентированы в первую очередь на газоразрядные источники света, в частности, на люминесцентные лампы.

Формально, в таком изложении понятие о стробоскопическом эффекте к светодиодным источникам света неприменимо, поскольку они в абсолютном большинстве питаются постоянным током. Тем не менее, поскольку постоянный ток через светодиоды все же пульсирует, может возникнуть опасность травматизма.

Поэтому для производств, использующих фрезерные и токарные станки, циркулярные пилы и прочее оборудование с вращающимися деталями, стробоскопического эффекта следует избегать и обращать особое внимание на коэффициент пульсаций освещенности. Да и вообще везде, где есть “движущиеся, вращающиеся или сменяющиеся объекты” необходимо обращать на это внимание.

Как правило, стробоскопический эффект может возникнуть при глубине пульсаций освещенности больше 20%, но есть случаи, когда он может возникнуть уже при пульсациях более 5% [3].

Помимо прямой опасности получить травму от кажущегося неподвижным станка и прочих движущихся, вращающихся и перемещающихся объектов, есть неочевидное влияние пульсирующего излучения на головной мозг. Упомянутые во множестве статей исследования Института высшей нервной деятельности и нейрофизиологии АН СССР, послужившие основанием для выбора существующих на сегодняшний день норм по коэффициенту пульсаций освещенности, связывают пульсирующее освещение с изменением частотного спектра электрической активности головного мозга, утомляемостью и головными болями.

Основным исследованием по данной теме можно назвать материал, который представили В. А. Ильин и В. Г. Самсонова [4]. В своей статье они утверждают, что ритмическая деятельность разных групп нейронов мозга отражена в частотном спектре его суммарной электрической активности – электроэнцефалограмме (ЭЭГ). По характеру спектра ЭЭГ можно судить о функциональном состоянии мозга.

При действии ритмических световых раздражений наблюдается изменение частотного спектра ЭЭГ, заключающееся в резком усилении амплитуды навязываемой и воспроизводимой мозгом частоты (частота пульсаций светового потока/освещенности) и в снижении амплитуд всех других частот, особенно частот альфа-ритма (9–12 Гц), которые в обычной ЭЭГ наиболее выражены (рис. 1).

В работе были исследованы спектры ЭЭГ и их изменения в широком диапазоне частот при действии различных по частоте, интенсивности и длительности ритмических световых вспышек, при одновременном действии двух и более раз-

личных по частоте световых ритмов, а так же при различной глубине пульсаций светового потока. В опытах участвовало 120 взрослых людей в возрасте от 18 до 30 лет.

Выяснилось, что изменение спектра ЭЭГ длится на протяжении всего времени действия светового раздражителя. При наблюдении двух различных по частоте световых раздражителей, обе частоты были усвоены мозгом. В 70% случаев было выявлено усвоение мозгом трех частот. В 30% – четырех частот.

Так же было обнаружено, что воспроизведение мозгом частоты световых мельканий начиналось при 2–3%-й глубине пульсаций и достигало максимума уже при 20%.

В результате, рекомендуется использовать для освещения СУ, обеспечивающие глубину пульсаций светового потока не выше 5–8% на частоте 100 Гц. Так же утверждается, что при частоте пульсаций 300 Гц и выше никакого действия на электрическую активность мозга не наблюдается и глубина пульсаций роли не играет.

Какие можно сделать выводы из этого исследования?

1) На частоте 100 Гц пульсации светового потока следует ограничивать на уровне 5–8%.

2) Наблюдение одного источника пульсирующего излучения вредно для человека, а наблюдение нескольких таких источников (например, ЖК монитор и люминесцентная лампа) еще вреднее.

3) При освещении пульсирующим светом вращающихся предметов отражение света от них может привести к одновременному воздействию нескольких различных по частоте некротных друг другу ритмов световых мельканий. В таком случае к стробоскопическому эффекту приплюсовывается еще и воздействие на мозг.

4) При частоте мельканий выше 300 Гц глубина пульсаций не имеет значения.

Теперь взглянем на нормативные документы, регламентирующие уровень пульсаций освещенности:

1) “Естественное и искусственное освещение” свод правил СП 52.13330.2011, являющийся актуализированной редакцией СНиП 23-05-95*;

2) “Гигиенические требования к организации технологических процессов, производственному оборудованию и рабочему инструменту” санитарно-эпидемиологические правила СП 2.2.2.1327-03;

3) “Гигиенические требования к естественному, искусственному и совмещенному освещению жилых и общественных зданий” санитарные правила и нормы СанПиН 2.2.1/2.1.1.1278-03 с изменением и дополнением №1 (СанПиН 2.2.1/2.1.1.2585-10);

4) “Гигиенические требования к персональным электронно-вычислительным машинам и организации работы” санитарно-эпидемиологические правила и нормативы СанПиН 2.2.2/2.4.1340-03 с изменениями и дополнениями:

• №1 – СанПиН 2.2.2/2.4.2198-07;

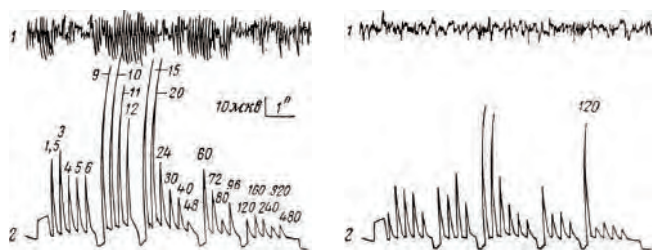


Рис. 1. Изменения в спектре ЭЭГ:

а – нормальный спектр в темноте (фон); б – появление доминанты при наблюдении световых пульсаций с частотой 120 Гц

- №2 – СанПиН 2.2.2/2.4.2620-10;
- №3 – СанПиН 2.2.2/2.4.2732-10.

Содержимое этих документов, касающееся минимального значения коэффициента пульсации освещенности представлено в табл. 1.

Из таблицы видно, что требование “не более 5 процентов” встречается лишь в двух случаях. Во всех же остальных случаях – 10% или даже 20%. А для некоторых типов помещений коэффициент пульсации освещенности вообще не ограничен.

Попробуем теперь разобрать подробно два самых жестких требования. Нормы СП 2.2.2.1327-03, очевидно, учитывают, что человеческий организм вполне способен реагировать на две различные частоты световых мельканий, и что для организма это тяжелее, чем работа в помещении с одним источником световых мельканий. Требование вполне справедливо и ясно.

Что же касается СанПиН 2.2.2/2.4.1340-03 со всеми изменениями, то тут необходимо иметь в виду, что цифры 2.4 означают отношение этих правил к гигиене детей и подростков, а “коэффи-

циент пульсаций не должен превышать 5%” можно одинаково применить к чему угодно. Безусловно, можно догадаться из контекста, что речь идет о пульсациях светового потока, но ведь это прямо не указано. Так же нет и прямого указания, что термин этот необходимо понимать в контексте свода правил СП 52.13330.2011.

В библиографических данных есть ссылка на устаревший СНиП 23-05-95.

Однако, во-первых, приложение №14 со списком библиографических данных в Минюст на регистрацию не представлялось (примечание “КонсультантПлюс”). Во-вторых, библиографические данные являются справочными, и на них нет ссылок в тексте. В-третьих, в устаревшем СНиП 23-05-95 коэффициент пульсаций освещенности относится только к газоразрядным лампам.

Таким образом, по сути, существует только один документ, обязывающий в помещениях компьютерными мониторами использовать СУ, пульсации освещенности которых будут менее 5%. Ни о каких трех и тем более одном проценте даже речи быть

Таблица 1. Различия в требованиях по коэффициенту пульсации освещенности

№ документа	Минимальное значение K_p , %	Цитата	Комментарий
1	10	Зрительная работа наивысшей точности, объект различения < 0,15 мм,	Требования к освещению помещений промышленных предприятий. Таблица 1.
1	10	Различение объектов при фиксированной и не фиксированной линии зрения. Очень высокая точность, объект различения от 0,15 до 0,3 мм.	Требования к освещению помещений жилых, общественных и административно-бытовых зданий. Таблица 2.
1	10	Коэффициент пульсации для I–III разрядов зрительных работ не должен превышать 10%.	Раздел 6. Совмещенное освещение. Пункт 6.4. В производственных помещениях при установлении нормируемых значений КЕО. (Подпункт в).
1	10	Коэффициент пульсации освещенности на рабочих поверхностях не должен превышать значений, указанных в таблице 1.	Раздел 7. Искусственное освещение. Подраздел Освещение помещений производственных и складских зданий. Пункт 7.17
1	100	Коэффициент пульсации не ограничивается для помещений с периодическим пребыванием людей при отсутствии в них условий для возникновения стробоскопического эффекта.	Раздел 7. Искусственное освещение. Подраздел: Освещение помещений производственных и складских зданий. Пункт 7.17. Склады готовой продукции, коридоры, лестничные площадки, туалеты и т.п.
1	10	В помещениях, где возможно возникновение стробоскопического эффекта, коэффициент пульсациоосвещенности должен быть менее 10% за счет применения источников света со специальными устройствами питания (светодиоды постоянного тока, люминесцентные лампы с электронными пускорегулирующими устройствами), включения соседних разрядных источников света в три фазы питающего напряжения.	Раздел 7. Искусственное освещение. Подраздел Освещение помещений производственных и складских зданий. Пункт 7.17
1	10	Коэффициент пульсации освещенности следует принимать по таблице 2.	Раздел 7. Искусственное освещение. Подраздел: Освещение помещений общественных, жилых и вспомогательных зданий Пункт 7.24
2	5	При организации работ с использованием электронно-вычислительных машин следует предусматривать мероприятия, снижающие зрительное, нервно-эмоциональное и мышечное напряжение, и соблюдать требования действующих санитарных правил. Коэффициент пульсации освещенности – не более 5%.	Раздел IX. Гигиенические требования к отдельным технологическим процессам и оборудованию. Пункты 34 и 39
3	10	Осветительные установки, независимо от используемых источников света и световых приборов, должны обеспечивать нормативные требования к общему искусственному освещению, изложенные в таблицах 1 и 2.	Раздел III. Гигиенические требования к искусственному освещению помещений жилых и общественных зданий Из таблицы 2.
3	20	Осветительные установки, независимо от используемых источников света и световых приборов, должны обеспечивать нормативные требования к общему искусственному освещению, изложенные в таблицах 1 и 2.	Раздел III. Гигиенические требования к искусственному освещению помещений жилых и общественных зданий Из таблицы 1.
4	5?	Коэффициент пульсации не должен превышать 5%.	VI. Требования к освещению рабочих мест, оборудованных ПЭВМ Пункт 6.14.

не может. Во всех остальных случаях, а их немало, требования по коэффициенту пульсаций освещенности можно назвать весьма щадящими для производителей источников питания.

Достойным внимания производителей и потребителей можно считать используемый для люминесцентных ламп способ снижения пульсаций освещенности за счет их включения в три различные фазы сети. Применение этого способа к светодиодным источникам питания, построенным по однокаскадной схеме (совмещение ККМ и РН), с пульсациями выходных параметров на двойной сетевой частоте приведет к тому, что пульсации освещенности будут уже на безопасных 300 Гц. Это тем более любопытно в виду появления проекта ГОСТ Р “Здания и сооружения. Методы определения коэффициента пульсации освещенности. Проект. Вторая редакция” [5], где коэффициент пульсаций освещенности учитывает пульсации до 300 Гц (см. примечание на стр.1 соответствующего документа). В случае если конечная версия ГОСТ сохранит это примечание, к чему есть все предпосылки, будет обеспечена возможность в самых требовательных применениях на законных основаниях использовать источники питания с пульсациями, превышающими 5%.

Литература

1. *Wilkins A. J.* Fluorescent lighting headaches and eye-strain / Wilkins A. J., Nimmo-Smith I., Slater A.I., Bedocs L. // *Lighting Research and Technology*. – 1989. – № 21. – P. 11-18.
2. *Veitch, J. A., McColl S.L.* Modulation of fluorescent light: flicker rate and light source effects on visual performance and visual comfort // *Lighting Research and Technology*. – 1995. – № 27.
3. *Ильина Е. И.* Почему не принимаются меры для снижения пульсации освещенности // *Светотехника*. – 2005. – №4.
4. *Ильянок В. А., Самсонова В. Г.* Влияние пульсирующих источников света на электрическую активность мозга человека // *Светотехника*. – 1963. – №5. – С. 1–5.
5. Проекты документов / НП Производителей Светодиодов и Систем на их основе, 2011. URL: <http://www.nprpss.ru/standarty/proekty-dokumentov.html> (дата обращения: 26.08.2012).

Ошурков Илья Анатольевич, магистр, ведущий инженер
ЗАО “ММП-Ирбис”, тел: 8-926-846-33-70, e-mail: oshurkin@gmail.com.

Ю. Н. Либенко

ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ С МАГИСТРАЛЬНО- МОДУЛЬНОЙ АРХИТЕКТУРОЙ

U. N. Libenko

Operational Capabilities of Voltage Converters
With Highway-Module Architecture

Рассмотрены некоторые эксплуатационные возможности преобразователя напряжения, выполненного на основе магистрально-модульной архитектуры, способствующие получению в условиях их применения на различных объектах эксплуатации ряда положительных эффектов.

Ключевые слова: система вторичного электропитания, преобразователь напряжения, магистрально-модульная архитектура, безотказность, параметрическая многовариантность, живучесть, адаптивность, интеллектуальность.

The paper reviews some operational capabilities of voltage converter designed on the basis of highway-module architecture that contribute to gaining several beneficial effects amidst conditions of practical application with different operated objects.

Key words: secondary electric power supply system, voltage converter, highway-module architecture, failure-free performance, parametric multiversion, survivability, intellectuality.

В [1–3] приведены общие сведения о системах вторичного электропитания (СВЭП) класса “AC–DC” с магистрально-модульной архитектурой (ММА), а также об особенностях их создания.

В [4] такие СВЭП рассмотрены в контексте современных понятий об “интеллектуальности” технических средств с учетом специфики устройств силовой электроники.

В данной статье с соблюдением связи с вышеупомянутыми публикациями приводятся некоторые специфические эксплуатационные возможности СВЭП с ММА, принципиально отсутствующие у СВЭП, реализованных в традиционном исполнении, и способствующие, по мнению автора, получению ощутимого положительного эффекта при их применении в составе или совместно с РЭА различных направлений.

Главной причиной, вызвавшей появление СВЭП с ММА, является необходимость увеличения значения безотказности перспективных СВЭП комбинированного вида для РЭА, предъявляющей повышенные требования к надежности электропитания ее функциональных узлов.

В СВЭП комбинированного вида, состоящей из двух частей: централизованной и распределенной, главной задачей централизованной части является создание в СВЭП промежуточной (внутренней) шины постоянного тока с одним номиналом напряжения и необходимым уровнем качества электроэнергии для питания от этой шины распределенной части СВЭП. Кроме того, на централизованную часть возлагается значительное количество функций СВЭП, обеспечивающих ее многоуровневое сопряжение с источником электроэнергии и являющихся общими для всех последующих ступеней преобразования электроэнергии в ее распределенной части.

Такое “разделение задач” внутри СВЭП комбинированного вида позволяет максимально упростить распределенную часть, возложив на нее две основные задачи: создание ряда номиналов напряжений, необходимых для электропитания функциональных узлов РЭА, и обеспечение, при необходимости, гальванической развязки от промежуточной шины и между выходными каналами.

При этом существенно упрощаются требования к элементной базе и конструкции устройств распределенной части СВЭП, улучшаются тепловые и электромагнитные условия их функционирования с одновременным упрощением задач повышения безотказности этих устройств.

Платой за это является повышение требования к безотказности централизованной части, как к наиболее “узкому месту” СВЭП, вызывающее необходимость пересмотра традиционных решений в этом вопросе, как с технической, так и с организационной стороны.

Первая составляющая изложена совокупно в вышеприведенных источниках информации. Под организационной стороной вопроса понимается учет некоторых положений, традиционно предусмотренных для эксплуатационной стадии жизненного цикла изделий, а именно, вариантов их использования по назначению, а также проведения технического обслуживания (регламентных работ).

Для терминологического упрощения, в полном соответствии с выполняемой ею функцией централизованную часть СВЭП в дальнейшем тексте представим в виде эквивалентного преобразователя напряжения (ПН) класса “AC–DC” с ММА, содержащего силовую и управляющую части.

Сведения о распределенной части СВЭП в дальнейшем тексте не приводятся, так как

не являются объектом рассмотрения в данной статье.

Примененная в ПН с ММА идеология функционирования позволяет практически исключить выполнение персоналом, обслуживающего РЭА, каких-либо действий в части СВЭП при использовании ее по назначению. Исключения составляют простейшие операции включения и отключения ее электропитания (подачи и снятия входного напряжения) и включения/отключения выходного напряжения.

При возникновении отказов отдельных функциональных узлов ПН, как в силовой, так и в управляющей частях выполняется их автоматическое резервирование, что в течение совокупного времени использования ПН по назначению можно приравнять к его “самовосстановлению” за счет имеющегося аппаратного резервного ресурса и соответствующего алгоритма работы, реализованного в программном обеспечении (ПО).

Таким образом, влияние на работу ПН пресловутого “человеческого фактора” практически полностью исключено.

Данное заключение становится очевидным при рассмотрении процесса восстановления традиционных ПН с модульной архитектурой и способом резервирования “ $N + 1$ ”, требующего: – отвлечения оператора РЭА на периодический контроль их технического состояния;

- изъятия отказавшей составной части, представляющей собой один из “ $N + 1$ ” силовых каналов;
- замены ее на аналогичную из состава одиночного ЗИП;
- контроля работоспособности замененной части в составе ПН.

Нетрудно представить к каким последствиям может привести такое, непредсказуемое во времени, отвлечение оператора от основных обязанностей по контролю и управлению основными процессами, реализуемыми с помощью РЭА.

С другой стороны, степень ответственности того же оператора РЭА за своевременное восстановление ПН в данном случае достаточно высока, т.к. в невозстановленном вовремя ПН следующий отказ его аналогичной составной части однозначно приведет к отказу ПН и РЭА, в целом. Поэтому применение традиционных ПН в составе СВЭП РЭА, необслуживаемой длительное время, или с ограниченными возможностями обслуживания вызывает различные проблемы.

Альтернативой здесь может быть применение N -кратного резерва самих ПН [3], что удорожает РЭА и создает ряд дополнительных сложностей.

Также обязательными условиями для эксплуатации традиционных ПН со способом резервирования “ $N + 1$ ” являются наличие на каждом объекте одиночного ЗИП, содержащего необходимую но-

менклатуру и количество сменных запасных частей ПН, его удобное местонахождение для сокращения времени восстановления, а также своевременное пополнение этого ЗИП, что, опять-таки, зависит от вышеупомянутого “человеческого фактора”.

С целью ориентировочного определения кратности резервирования силовых каналов ПН с ММА, следует уточнить вид показателя безотказности и его минимально-необходимое значение в рассматриваемой ситуации. Для определенности примем режим работы ПН – непрерывный круглосуточный с учетом времени, необходимого для выполнения всех предусмотренных уровней регламентных работ – от ежедневного до годового, а также учитывающий реальное для практики количество циклов включения (включено – отключено) электропитания ПН и его выходного напряжения.

Верхний уровень регламентных работ (годовой) предусматривает возможность замены всех отказавших за год составных частей ПН из состава ЗИП, причем этот ЗИП уже может быть не одиночным, а групповым, более насыщенным в номенклатурном и количественном отношении. Кроме того, для проведения годового регламента ПН отводится наиболее продолжительное время.

Теоретически расход ресурса ПН в таком режиме в течение календарного года не превышает 7–8 тысяч часов.

В плане уточнения показателя безотказности для рассматриваемого случая практически полезнее учитывать не среднюю наработку ПН на отказ за весь срок эксплуатации, а его наработку до первого отказа, после которой потребуются участие оператора РЭА в его восстановлении. Тогда в качестве исходного значения наработки до первого отказа можно принять вышеприведенное значение годового ресурса ПН.

Далее следует определить минимально достаточное значение вероятности безотказной работы ПН в течение этого времени, т. е. гамма (γ) – процентное значение наработки до его первого отказа.

Минимальное значение γ , традиционно нормируемое для устройств силовой электроники, равно 95% [5]. Более высоконадежными принято считать устройства со значением этого показателя в пределах (97–98)%.

Возвращаясь к необходимому реальному значению показателя наработки до первого отказа, следует увеличить принятое выше значение в (2–2,5) раза, компенсируя, тем самым, различные расчетные некорректности (в том числе, из-за отсутствия достоверных данных по комплектующим изделиям и других причин). Тогда значение наработки до первого отказа ПН составит порядка (16–20) тысяч часов при $\gamma = 95\%$ и может быть принято в качестве начального (базового) показателя для рассматриваемого ПН с ММА.

Это соответствует во времени периоду более, чем

двухлетней эксплуатации без необходимости его восстановления с участием обслуживающего персонала и создает достаточный “запас прочности” при возможной задержке годовых регламентных работ по различным организационным причинам.

С другой стороны, при выработке ПН ресурса в 7–8 тысяч часов и своевременном проведении предусмотренных регламентных работ базовое значение γ в этот период времени увеличивается до (98–99)%. Здесь следует особо отметить, что в данной области значений показателя γ каждый дополнительный процент сверх 95% достигается ценой значительных усилий.

Значительное влияние на значение рассматриваемых показателей безотказности оказывают конкретные условия эксплуатации, и, в большей степени, значение температуры воздуха, окружающего ПН. При неадаптивной работе системы охлаждения ПН с увеличением этой температуры возрастает перегрев его составных частей, снижающий примерно в 2 раза значение наработки до отказа его компонентов на каждые 10 °С, и, наоборот. Поэтому расчет базовых значений наработки до первого отказа и ее вероятности следует вести при максимальном значении рабочей температуры окружающей среды.

Особенности реализации ПН с ММА позволяют учесть и развить вышеизложенные зависимости для реализации оригинальной эксплуатационной возможности, принципиально отсутствующей у традиционных ПН и названной автором “параметрической многовариантностью”. Более подробные сведения о ее реализации и практическом использовании приведены в [6, 7].

Это свойство ПН с ММА заключается в наличии практически предсказуемой зависимости значения каждого из трех основных эксплуатационных параметров ПН: выходной мощности ($P_{\text{вых}}$), рабочей температуры окружающей среды ($T_{\text{окр ср}}$) и времени наработки до первого отказа – минимальной наработки ($T_{\text{н м}}$) от значений двух других.

Это свойство создает возможность оперативно-го изменения в ПН с ММА (по отношению к его базовому варианту) значений взаимосвязанных параметров в определенных пределах технических (в том числе, ресурсных) возможностей, исходя из их приоритетов для различных объектов эксплуатации и существующих на них условий функционирования. Данное свойство реализуется на основе наличия в ПН с ММА избыточного аппаратного ресурса в виде не включенных резервных силовых каналов, выходы которых соединены параллельно на общую шину нагрузки ПН, а также оперативно изменяемого ПО.

Рассмотрим три возможных варианта реализации этого свойства. Первый – производственный, заключающийся (при возникновении такой потребности) в быстром создании нового исполнения ПН

на предприятии – изготовителе на основе выпускаемого базового варианта путем замены версии ПО в модуле контроля и управления при неизменности его аппаратной реализации (по сути – замены исполнения данного модуля). Кроме того, замене подлежат шильдики на новых исполнениях этого модуля, на промежуточной сборки с полным составом модулей и на ПН, в целом, а также паспорт изделия.

Второй вариант – эксплуатационный, при котором то же самое могут провести на объекте эксплуатации ранее поставленного базового варианта (или предыдущего исполнения) ПН представители предприятия–изготовителя.

В первом варианте не требуется остановки производства ранее существующих изделий (изготовление нового исполнения осуществляется параллельно) и существенного переоснащения производства (разрабатывается лишь новая версия ПО для наладочного технологического оборудования).

Во втором варианте оперативность смены исполнения ПН практически исключает ощутимый перерыв в эксплуатации РЭА.

Третий вариант основан на адаптивных способностях ПН с ММА, как устройства, обладающего определенным уровнем интеллекта. Он заключается в возможности априорной установки в модуль контроля и управления версии ПО, автоматически учитывающей изменения значений вышеперечисленных параметров и требует дополнительного пояснения.

Во-первых, в ПО такого варианта ПН должны быть учтены минимально допустимые значения параметров безотказности ПН и максимально допустимое значение рабочей температуры окружающей среды для конкретных условий его применения. Тогда возможно обеспечить оперативное изменение значения выходной мощности ПН в зависимости от значения тока, потребляемого его нагрузкой.

Во-вторых, во входных и выходных цепях ПН априорно должны быть применены элементы, способные нормально функционировать в заданных диапазонах значений входного и выходного токов. Должны быть также определены ограничения на длительность и скорость изменения значения тока нагрузки.

В-третьих, порог срабатывания защиты от превышения значения выходного тока должен изменяться программно, в зависимости от текущего значения выходной мощности ПН.

Данный вариант ПН с ММА позволяет адаптироваться к изменению значения тока нагрузки не за счет усложнения режима работы устройства (увеличения коэффициента нагрузки по мощности в традиционных ПН), а за счет подключения к его выходной шине дополнительных силовых каналов, каждый из которых функционирует с постоянным и комфортным значением коэффициента нагрузки,

обеспечивающим заданное значение его показателя безотказности.

Дополнением здесь может быть применение адаптивной системы воздушного охлаждения ПН, реализованной на основе распределенной структуры вентиляторов, включаемых и отключаемых индивидуально в зависимости от возникновения локальных перегревов отдельных силовых каналов ПН.

При потреблении от ПН с ММА тока нагрузки с небольшими отклонениями от номинального значения адаптация на основе параметрической многовариантности может быть реализована относительно значения температуры среды, окружающей ПН.

Описанные свойства ПН с ММА обеспечивают также его повышенную “живучесть”, под которой в данном случае понимается обязательное обеспечение ПН основной характеристики – выходного напряжения с заданным качеством при возникновении в нем отказов различных внутренних узлов. При этом допускается некоторое ухудшение какой-либо другой характеристики, которая в таких условиях менее важна для потребителя. Это ухудшение носит временный характер – восстановление исходного значения характеристики происходит после замены отказавших узлов в штатный период соответствующего технического обслуживания.

Так, при выявлении управляющей частью ПН устойчивой тенденции перегрева какого-нибудь силового канала, например, по причине отказа соответствующего вентилятора системы воздушного охлаждения, к выходной шине ПН могут быть автоматически подключены дополнительные силовые каналы из числа не включенных резервных (все или поочередно по заданному алгоритму), разгружающие по мощности канал, в котором выявлен перегрев.

В данном случае “живучесть” ПН обеспечивается за счет временного снижения запаса в части показателей безотказности.

Другим примером может быть неотключение выходного напряжения ПН при отсутствии в нем минимально допустимого ресурса силовых каналов при пониженном значении тока нагрузки в течение относительно длительного времени. При этом автоматически обеспечивается снижения порога перегрузки по току, а “живучесть” ПН обеспечивается за счет снижения номинального значения выходной мощности.

Если в ПН класса “DC–DC” применена “линейчатая” ММА – все его функциональные узлы, входящие в один силовой канал, включены последовательно (“вытянуты в линейку”) – то, при условии применения отдельных выпрямителя (моста) и корректора коэффициента мощности, можно автоматически зашунтировать последний коммутатором. В этом случае, при отказе корректора и применении преобразователя напряжения с

соответствующим диапазоном входного напряжения, на выходе ПН будет обеспечиваться выходное напряжение при номинальном значении мощности нагрузки.

Этот прием можно использовать при исчерпании в ПН ресурса силовых “линеек” и отсутствии возможности снижения номинального значения выходной мощности (как в предыдущем случае). Здесь “живучесть” ПН обеспечивается путем автоматического восстановления ранее отказавших силовых “линеек” (с отказавшим корректором) за счет некоторого снижения значения коэффициента мощности. Это снижение ощутимо тем меньше, чем меньше значение выходной мощности одной силовой “линейки”.

Применение ММА в ПН в зависимости от особенностей условий его эксплуатации (мощности нагрузки, температуры окружающей среды, требований к безотказности, организации применения по назначению и технического обслуживания, а также других) позволяет оперативно создавать ряды исполнений ПН и расширять области его применения.

Литература

1. Колосов В. А., Либенко Ю. Н. Проблемы создания современных систем вторичного электропитания РЭА // Электрическое питание. Научно-технический сборник. – Санкт-Петербург, Вып. 7, 2007 г.
2. Колосов В. А., Либенко Ю. Н. СВЭП с повышенной надежностью для формирования промежуточных напряжений электропитания РЭА // Электрическое питание, № 1, 2009 г.
3. Либенко Ю. Н., Четин А. Н. Пути повышения безотказности систем вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры // Электрическое питание, № 4, 2010 г.
4. Ю. Н. Либенко. Эволюция интеллектуализации средств вторичного электропитания // Практическая силовая электроника, № 2(46), 2012 г.
5. ГОСТ В 24425-90 Источники электропитания вторичные унифицированные радиоэлектронной аппаратуры. Общие технические требования.
6. Либенко Ю. Н., Четин А. Н. Способы обеспечения параметрической многовариантности СВЭП с магистрально-модульной архитектурой // Электрическое питание, № 1, 2011 г.
7. Либенко Ю. Н., Михальченко Г. Я., Четин А. Н. Специфические возможности систем вторичного электропитания с магистрально-модульной архитектурой // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, № 2 (24), часть 1, 2011 г.

Либенко Юрий Николаевич, главный специалист НИИВК им. М. А. Карцева, доктор электротехники АЭН РФ, ученый секретарь секции “Научные проблемы электропитания” Научного совета РАН по комплексной проблеме “Электрофизика, электроэнергетика, электротехника”.

В. Ф. Дмитриков, Д. В. Шушпанов, А. В. Павлов, Д. А. Андреев, Ю. М. Мелихов

ИССЛЕДОВАНИЕ УСЛОВИЙ ОБЕСПЕЧЕНИЯ УСТОЙЧИВОСТИ ИВЭП ПРИ ВЫСОКОМ ЗАТУХАНИИ ВХОДНОГО ФИЛЬТРА

V. F. Dmitrikov, D. V. Shushpanov,
A. V. Pavlov, D. A. Andreev

Power Supply Stabilization Conditions Investigation
By High Attenuation Of Input Filter

Показана особенность расчета частотных характеристик (затухания и выходного сопротивления) для двухзвенного фильтра с учетом резистивных потерь. Предложены приближенные формулы расчета параметров двухзвенного фильтра, которые позволяют достаточно просто получить требуемые характеристики: затухание и выходное сопротивление. Показана возможность уменьшения выходного сопротивления двухзвенного фильтра, что необходимо для обеспечения устойчивой работы системы "входной фильтр – преобразователь", и увеличения его затухания по сравнению с однозвенным фильтром.

Ключевые слова: система электропитания, входной фильтр, однозвенный фильтр, двухзвенный фильтр, затухание, ЛАЧХ, выходное сопротивление, корректирующий множитель, аппроксимация, устойчивость.

The paper shows the peculiarity of two-section filter frequency response (attenuation and output impedance) design with an allowance for ohmic loss. Approximate equations for two-section filter parameters determination that allow rather simple derivation of necessary attenuation characteristics and output impedance are presented. The possibility of two-section filter output impedance reduction that is necessary for stable operation of "input filter – converter" system as well as increasing its attenuation compared to one-section filter is shown.

Key words: electric power system, input filter, single-mesh filter, two-section filter, filter attenuation, decibel-log frequency characteristic, output impedance, correcting multiplier, approximation, stability.

Входные фильтры в источниках вторичного электропитания (ИВЭП) существенно повышают качество поставляемой электроэнергии, но одновременно создают проблему обеспечения устойчивости системы "входной фильтр – преобразователь" [1–3]. В [1, 2] показано, что для обеспечения устойчивости необходимо уменьшать выходное сопротивление входного фильтра. Но это, как правило, приводит к снижению его фильтрующих свойств. Настоящая работа посвящена выявлению возможности преодоления этих двух противоречивых требований.

На рис. 1 приведена схема двухзвенного входного фильтра с резистивными потерями. Комплексная передаточная функция такого фильтра равна [4]:

$$H(j\omega) = H_2(j\omega) \cdot K_H(j\omega), \quad (1)$$

где $H_2(j\omega)$ – комплексная передаточная характеристика второго звена фильтра, $K_H(j\omega)$ – корректирующий множитель передаточной функции, равный:

$$K_H(j\omega) = \frac{H_1(j\omega)|_{XX}}{1 + Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega) / Z_{\text{ВХ}}^{(2)}(j\omega)}$$

где $H_1(j\omega)|_{XX}$ – комплексная передаточная характеристика первого звена фильтра на холостом ходу;

$Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega)$ – комплексное выходное сопротивление первого звена фильтра;

$Z_{\text{ВХ}}^{(2)}(j\omega)$ – комплексное входное сопротивление второго звена фильтра.

Комплексное выходное сопротивление двухзвенного фильтра равно [4]:

$$Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega) = Z_{\text{ВЫХ}}^{(2)}(j\omega) \cdot K_Z, \quad (2)$$

где $Z_{\text{ВЫХ}}^{(2)}(j\omega)$ – комплексное выходное сопротивление второго звена фильтра, а $K_Z(j\omega)$ – корректирующий множитель выходного сопротивления, равный:

$$K_Z(j\omega) = \frac{1/Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega) + 1/Z_{\text{ВХкз}}^{(2)}(j\omega)}{1/Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega) + 1/Z_{\text{ВХкк}}^{(2)}(j\omega)}, \quad (3)$$

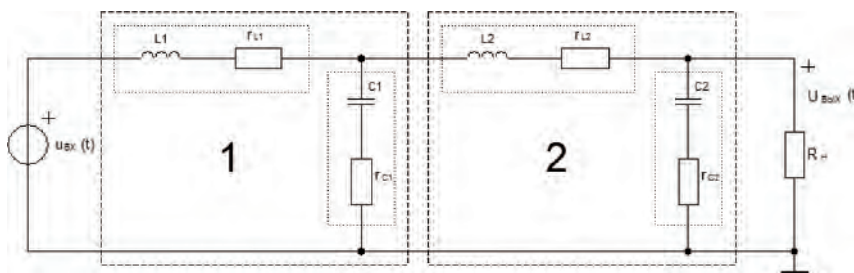


Рис. 1. Схема двухзвенного фильтра с резистивными потерями

где:

$Z_{ВХкз}^{(2)}(j\omega)$ и $Z_{ВХкx}^{(2)}(j\omega)$ – комплексные входные сопротивления второго звена фильтра в режиме короткого замыкания и холостого хода, соответственно.

Из (1) и (2) следует, что фильтрующие свойства фильтра зависят от корректирующего множителя K_H , а его выходное сопротивление зависит от корректирующего множителя K_Z . Исследование взаимного поведения корректирующих множителей K_H и K_Z позволяет найти компромисс в обеспечении устойчивости системы “входной фильтр – преобразователь” при необходимом уровне затухания фильтра. Таким образом, необходимо разработать методику расчета двухзвенного входного фильтра, обеспечивающую и заданное (низкое) значение выходного сопротивления, и требуемый уровень затухания на заданной частоте.

Исследование корректирующего множителя передаточной функции K_H

Затухание фильтра описывается логарифмической АЧХ, которая определяется с помощью выражения (1):

$$A(f) = 20 \lg |H(j\omega)| = 20 \lg |H_2(j\omega)| + 20 \lg |K_H(j\omega)|. \quad (4)$$

С целью упрощения данного выражения обозначим:

$$C(\omega) = \left| \frac{Z_{ВЫХ}^{(1)}(j\omega)}{Z_{ВХ}^{(2)}(j\omega)} \right|; \quad (5)$$

$$\varphi_c(j\omega) = \arg[Z_{ВЫХ}^{(1)}(j\omega)] - \arg[Z_{ВХ}^{(2)}(j\omega)].$$

Тогда выражение для модуля корректирующего множителя примет вид:

$$|K_H(j\omega)| = \frac{|H_1(j\omega)|_{ХХ}}{\sqrt{1 + C^2(\omega) + 2 C(\omega) \cos \varphi_c(\omega)}}. \quad (6)$$

В свою очередь, выражение для $|H_1(j\omega)|_{ХХ}$, как показано в [4], можно представить в виде:

$$|H_1(j2\pi f)|_{ХХ}|_{ПР} = \begin{cases} 1, & f < f_{01}; \\ f_{01}^2 / f^2, & f_{01} \leq f < f_{11}; \\ f_{01}^2 / f_{11} f, & f \geq f_1, \end{cases} \quad (7)$$

где $f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$; $f_{02} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}}$;

$$\rho_1 = (L_1 / C_1)^{0.5}; f_{11} = f_{01}(\rho_1 / r_{C1}).$$

Из приведенных выражений следует, что в области низких частот ($f \ll f_{01}, f_{02}$): $|H_1(j\omega)|_{ХХ} \approx 1$, $Z_{ВЫХ}^{(1)}(j\omega) = r_{L1}$, $Z_{ВХ}^{(2)}(j\omega) = r_{L2} + R_H$ [4]. Тогда из (6) получаем:

$$|K_H(j\omega)| \approx 1 / \left(1 + \frac{r_{L1}}{r_{L2} + R_H} \right). \quad (8)$$

Если $R_H \gg r_{L1}$, то $|K_H(j\omega)| \approx 1$.

В области высоких частот ($f \ll f_{01}, f_{02}$) согласно [4] $Z_{ВЫХ}^{(1)} \rightarrow 0$, $Z_{ВХ}^{(2)} \rightarrow \infty$, т. е. $Z_{ВЫХ}^{(1)} / Z_{ВХ}^{(2)} \ll 1$. Отсюда получаем:

$$|K_H(j\omega)| \approx |H_1(j\omega)|_{ХХ}. \quad (9)$$

Анализ формул для $|K_H(j\omega)|$ в промежуточном диапазоне частот (между областями $f \ll f_{01}, f_{02}$ и $f \gg f_{01}, f_{02}$) показывает, что наблюдаются резонансные всплески значений $|K_H(j\omega)$ в полосе пропускания фильтра в окрестности его граничной частоты, приводящие к аналогичным всплескам ЛАЧХ (рис. 2). Для уменьшения этих всплесков и обеспечения тем самым минимальной неравномерности затухания в полосе пропускания следует выбирать значения резонансных частот звеньев фильтра из условия $f_{01} < f_{02}$.

С целью упрощения расчетов с использованием (7), (8) и (9) были получены приближенные формулы для расчета корректирующего множителя $|K_H(j\omega)|$ и ЛАЧХ второго звена фильтра:

$$20 \lg |K_H(j2\pi f)|_{ПР} = \begin{cases} 20 \lg \{1 / [1 + r_{L1} / (r_{L2} + R_H)]\}, & f < f_{01}; \\ 20 \lg (f_{01}^2 / f^2), & f_{01} \leq f < f_{11} \\ 20 \lg (f_{01}^2 / f_{11} f), & f \geq f_{11}. \end{cases} \quad (10)$$

$$20 \lg |H_2(j2\pi f)|_{ПР} = \begin{cases} 20 \lg (K_{12} / K_{02}), & f < f_{02}; \\ 20 \lg (f_{02}^2 / f^2), & f_{02} \leq f < f_{12}; \\ 20 \lg [(K_{02} K_{12} r_{C2} / \rho_2) f_{02} / f], & f \geq f_{12}, \end{cases} \quad (11)$$

где $f_{12} = f_{02} \left(\frac{\rho_2}{R_H} + \frac{\rho_2}{r_{C2}} \right)$; $K_{02} = \sqrt{\frac{r_{L2} + R_H}{r_{C2} + R_H}}$;

$$K_{12} = \frac{R_H}{\sqrt{(r_{L2} + R_H)(r_{C2} + R_H)}}.$$

С помощью (4), (10) и (11) можно достаточно просто построить приблизительный график ЛАЧХ двухзвенного фильтра $A(f)$. А для учета резонансных всплесков $A(f)$ необходимо воспользоваться (5), (6).

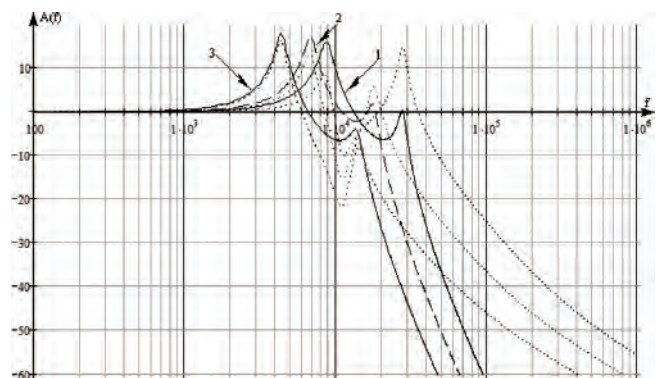


Рис. 2. ЛАЧХ двухзвенного фильтра (линия) и ЛАЧХ корректирующего множителя K_H (точки) в зависимости от расположений резонансных частот первого и второго звена фильтра: 1 – $f_{01} < f_{02}$, 2 – $f_{01} = f_{02}$, 3 – $f_{01} > f_{02}$

Исследование корректирующего множителя выходного сопротивления K_Z

Как следует из (3), значение корректирующего множителя K_Z определяется значениями выходного сопротивления первого $Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega)$ звена фильтра и входными сопротивлениями второго звена в режимах короткого замыкания $Z_{\text{ВХХЗ}}^{(2)}(j\omega)$ и холостого хода $Z_{\text{ВХХХ}}^{(2)}(j\omega)$. В [4] получено выражение для выходного сопротивления первого звена фильтра:

$$Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega) = r_{L1} \sqrt{1 + \left(\frac{\rho_1^2 + r_{C1}^2}{r_{L1}^2 \rho_1^2}\right) \frac{\omega^2}{\omega_{01}^2} + K_{C1}^2 \frac{\omega^4}{\omega_{01}^4}} \times \exp \left[j \arctg \frac{\left(\frac{\rho_1 - r_{L1}}{r_{L1} \rho_1}\right) \frac{\omega}{\omega_{01}} + \left(K_{C1} \frac{r_{C1} - r_{L1}}{\rho_1 \rho_1}\right) \frac{\omega^3}{\omega_{01}^3}}{1 + \frac{r_{C1}(r_{L1} + r_{C1})}{\rho_1^2} \frac{\omega^2}{\omega_{01}^2} + K_{C1} \frac{r_{C1}}{\rho_1} \frac{\omega^4}{\omega_{01}^4}} \right] \quad (12)$$

где $K_{C1} = r_{C1} / r_{L1}$.

Там же получены выражения для входного сопротивления второго звена фильтра в режиме короткого замыкания $Z_{\text{ВХХЗ}}^{(2)}(j\omega)$ и холостого хода $Z_{\text{ВХХХ}}^{(2)}(j\omega)$:

$$Z_{\text{ВХХЗ}}^{(2)}(j\omega) = r_{L2} \sqrt{1 + \frac{\rho_2^2}{r_{L2}^2} \frac{\omega^2}{\omega_{02}^2}} \cdot \exp \left(j \arctg \frac{\rho_2}{r_{L2}} \cdot \frac{\omega^2}{\omega_{02}^2} \right); \quad (13)$$

$$Z_{\text{ВХХХ}}^{(2)}(j\omega) = (r_{L2} + r_{C2}) \sqrt{1 + \frac{\rho_2^2}{(r_{L2} + r_{C2})^2} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_{02}} + \frac{\omega_{02}}{\omega}\right)^2} \times \exp \left[j \arctg \frac{\rho_2}{r_{L2} + r_{C2}} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_{02}} - \frac{\omega_{02}}{\omega}\right) \right]. \quad (14)$$

На рис. 3 приведен график модуля корректирующего множителя K_Z , полученный с использованием формул (3), (12)–(14).

В области низких частот ($f \ll f_{01}, f_{02}$) сопротивление $Z_{\text{ВХХХ}}^{(2)}(j\omega)$ в соответствии с (14) имеет емкостной характер и большое абсолютное значение, а сопротивление $Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega)$ на этих частотах в соответствии с (12) приблизительно равно r_{L1} . Отсюда следует, что $Z_{\text{ВХХХ}}^{(2)}(j\omega) \gg Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega)$. Это неравенство позволяет

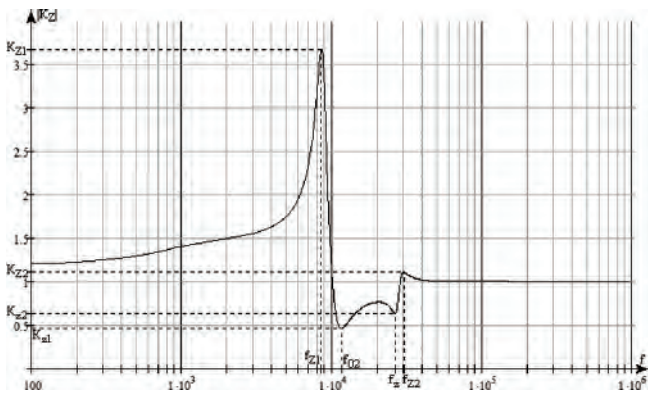


Рис. 3. График функции $|K_Z(j\omega)|$

упростить выражение (3) для области низких частот

$$K_Z(j\omega) \approx 1 + \frac{Z_{\text{ВЫХ}}^{(2)}(j\omega)}{Z_{\text{ВХХЗ}}^{(2)}(j\omega)}.$$

Кроме того, в соответствии с (13) на этих частотах $Z_{\text{ВХХЗ}}^{(2)}(j\omega) \approx r_{L2}$. Тогда окончательное выражение для корректирующего множителя K_Z для области низких частот принимает вид:

$$K_Z(j\omega) \approx 1 + r_{L1} / r_{L2}. \quad (15)$$

Выражение (15) показывает, что большое различие в паразитных резистивных параметрах дросселей первого и второго звеньев фильтра, когда $r_{L1} / r_{L2} \gg 1$, приводит к существенному увеличению сопротивления фильтра в области низких частот (рис. 3).

В области высоких частот ($f \gg f_{01}, f_{02}$) из (13) и (14) следует, что $Z_{\text{ВХХЗ}}^{(2)}(j\omega) \approx Z_{\text{ВХХХ}}^{(2)}(j\omega)$. Поэтому корректирующий множитель K_Z не зависит от частоты и $K_Z(j\omega)$. Следовательно, добавление нового (первого) звена практически не влияет на его выходное сопротивление в области высоких частот (рис. 3).

В области “средних” частот, т. е. в диапазоне между рассмотренными выше крайними случаями, частотная зависимость $|K_Z(j\omega)|$ имеет сложный резонансный характер (рис. 3). Наибольшая вероятность нарушения устойчивости системы возникает на частоте f_{Z1} , на которой наблюдается наибольшее значение $|K_Z(j\omega)|$.

Чтобы получить удобные выражения для определения частоты f_{Z1} , а также K_{Z1} , введем следующие обозначения в выражении (3):

$$\begin{aligned} A(\omega) &= |Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega) / Z_{\text{ВХХЗ}}^{(2)}(j\omega)|; \\ \varphi_a(\omega) &= \arg Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega) - \arg Z_{\text{ВХХЗ}}^{(2)}(j\omega); \\ B(\omega) &= |Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega) / Z_{\text{ВХХХ}}^{(2)}(j\omega)|; \\ \varphi_b(\omega) &= \arg Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega) - \arg Z_{\text{ВХХХ}}^{(2)}(j\omega). \end{aligned} \quad (16)$$

С учетом (16) выражение (3) приобретает вид:

$$K_Z(j\omega) = |K_Z(j\omega)| e^{j\varphi_Z(\omega)},$$

где

$$\begin{aligned} |K_Z(j\omega)| &= \sqrt{\frac{1 + A^2(\omega) + 2A(\omega)\cos\varphi_a(\omega)}{1 + B^2(\omega) + 2B(\omega)\cos\varphi_b(\omega)}}; \\ \varphi_Z(\omega) &= \arctg \frac{A(\omega)\cos\varphi_a(\omega)}{1 + A(\omega)\cos\varphi_a(\omega)} - \arctg \frac{B(\omega)\cos\varphi_b(\omega)}{1 + B(\omega)\cos\varphi_b(\omega)}. \end{aligned} \quad (17)$$

В рассматриваемом фильтре с потерями $\varphi_b(\omega_{Z1}) < 180^\circ$, а $\varphi_a(\omega_{Z1}) \approx 0^\circ$. Тогда максимальное значение модуля корректирующего множителя K_Z на частоте ω_{Z1} в соответствии с (17) равно

$$|K_Z(j\omega)|_{\max} = |K_Z(j\omega_{Z1})| \approx \frac{|1 + A(\omega_{Z1})|}{\sqrt{2(1 - \cos\alpha)}}, \quad (18)$$

где $\alpha = 180^\circ - \varphi_a(\omega_{Z1}) + \varphi_b(\omega_{Z1}) = 180^\circ + \arg[Z_{\text{ВХкз}}^{(2)}(j\omega_{Z1})] - \arg[Z_{\text{ВХхх}}^{(2)}(j\omega_{Z1})]$.

Значение частоты f_{Z1} находится из условия:

$$|Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega_{Z1})| = Z_{\text{ВХхх}}^{(2)}(j\omega_{Z1}). \quad (19)$$

Для решения уравнения (19) целесообразно воспользоваться приближенными формулами, полученными в [4]:

$$|Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega)|_{\text{ПР}} = \begin{cases} \rho_1 \frac{f/f_{01}}{1 - f^2/f_{01}^2}, & f < f_{01} \\ \rho_1 \sqrt{1 + \left[\frac{\rho_1}{r_{L1} + r_{C1}} - \frac{r_{L1}r_{C1}}{\rho_1(r_{L1} + r_{C1})} \right]^2}, & f = f_{01} \\ \rho_1 \frac{f/f_{01}}{f^2/f_{01}^2 - 1}, & f > f_{01} \end{cases} \quad (20)$$

$$\arg[Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega)]_{\text{ПР}} = \arctg\left(\rho_1 \frac{f}{f_{01}} \cdot \frac{1 - f^2/f_{01}^2}{r_{L1} + r_{C1} f^4/f_{01}^4}\right); \quad (21)$$

$$|Z_{\text{ВХхх}}^{(2)}(j\omega)|_{\text{ПР}} = \begin{cases} \rho_2(1 - f^2/f_{02}^2)/(f/f_{02}), & f < f_{02}; \\ r_{L2} + r_{C2}, & f = f_{02}; \\ \rho_2(f^2/f_{02}^2 - 1)/(f/f_{02}), & f > f_{02}. \end{cases} \quad (22)$$

Используя (20) и (22), получаем уравнение для нахождения частоты f_{Z1} :

$$\rho_1 \frac{f_{Z1,2}/f_{01}}{1 - f_{Z1,2}^2/f_{01}^2} = \rho_2 \frac{1 - f_{Z1,2}^2/f_{02}^2}{f_{Z1,2}/f_{02}}. \quad (23)$$

Решая уравнение (23), получаем выражение для частоты f_{Z1} , на которой наблюдается максимум функции $|K_Z(j\omega)|$:

$$f_{Z1} = \sqrt{\frac{f_{01}f_{02}}{2} \left[\left(\frac{f_{02} + \frac{f_{01}}{\rho_2} + \frac{\rho_1}{f_{02}}} \right) - \sqrt{\left(\frac{f_{02} + \frac{f_{01}}{\rho_2} + \frac{\rho_1}{f_{02}}} \right)^2 - 4} \right]}.$$

Используя (13), (16) и (20), из (18) получаем значение максимума K_{Z1} функции $|K_Z(j\omega)|$ (рис. 3):

$$K_{Z1} \approx \left(1 + \frac{\rho_1 f_{02}}{\rho_2 f_{01} |1 - f_{Z1}^2/f_{01}^2|} \right) \times \left\{ 2 \left[1 - \cos \arctg \left(\frac{r_{C2} f_{Z1}^2 + f_{02}^2}{\rho_2 f_{Z1} \cdot \frac{r_{L2}}{f_{Z1}^2 - f_{02}^2}} \right) \right] \right\}^{-0.5}, \quad (24)$$

Кроме максимума, функция $|K_Z(j\omega)|$ имеет минимум, который позволяет уменьшить выходное сопротивление фильтра. Частота, на которой наблюдается минимум K_{Z1} (рис. 3), совпадает с частотой, при которой наблюдается минимум $|Z_{\text{ВХхх}}^{(2)}(j\omega)|$ так

как в данной области частот $|Z_{\text{ВХхх}}^{(2)}(j\omega)| < |Z_{\text{ВХкз}}^{(2)}(j\omega)|$, и, следовательно, $B(\omega) > A(\omega)$, $\varphi_b(\omega) = \arg Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega)$, $\varphi_a(\omega) = \arg Z_{\text{ВХхх}}^{(1)}(j\omega) - \arctg(\rho_2/r_{L2})$. Согласно (14) минимум $|Z_{\text{ВХхх}}^{(2)}(j\omega)|$ находится на частоте f_{02} . Так как $\rho_2 \gg r_{L2}$, то $\arctg(\rho_2/r_{L2}) \approx 90^\circ$, следовательно, $\varphi_a(\omega) = \varphi_b(\omega) - 90^\circ$. В зависимости от взаимного расположения резонансных частот первого и второго звеньев фильтра получаем различные значения минимума K_{z1} .

При $f_{01} < f_{02} - \varphi_b(\omega_{02}) \approx -90^\circ$ и $\varphi_a(\omega_{02}) \approx -180^\circ$. Тогда, согласно (13), (14), (20) и (21), минимум K_{z1} равен

$$K_{Z1} \approx \frac{|1 - A(2\pi f_{02})|}{\sqrt{1 + B^2(2\pi f_{02})}} \approx \frac{r_{L1} + r_{C1}}{\rho_2} \times \frac{|(f_{02}/f_{01} - f_{01}/f_{02})\rho_2 - \rho_1|}{\sqrt{(f_{02}/f_{01} - f_{01}/f_{02})^2(r_{L1} + r_{C1})^2 + \rho_1^2}}. \quad (25)$$

При $f_{01} = f_{02} = f_0 - \varphi_b(\omega_{02}) \approx 0^\circ$ и $\varphi_a(\omega_{02}) \approx -90^\circ$. Тогда, согласно (13), (14), (20) и (21), минимум K_{z1} равен

$$K_{Z1} \approx \frac{\sqrt{1 + A^2(2\pi f_0)^2}}{1 + B(2\pi f_0)} \approx \frac{r_{L1} + r_{C1}}{\rho_2} \sqrt{1 + \frac{\rho_2^2(r_{L1} + r_{C1})^2}{\rho_1^4}}. \quad (26)$$

При $f_{01} > f_{02} - \varphi_b(\omega_{02}) \approx 90^\circ$ и $\varphi_a(\omega_{02}) \approx 0^\circ$. Тогда, согласно (13), (14), (20) и (21), минимум K_{z1} равен

$$K_{Z1} \approx \frac{|1 - A(2\pi f_{02})|}{\sqrt{1 + B^2(2\pi f_{02})}} \approx \frac{r_{L1} + r_{C1}}{\rho_2} \times \frac{|(f_{02}/f_{01} - f_{01}/f_{02})\rho_2 - \rho_1|}{\sqrt{(f_{02}/f_{01} - f_{01}/f_{02})^2(r_{L1} + r_{C1})^2 + \rho_1^2}}. \quad (27)$$

Величины второго максимума и второго минимума практически не оказывают сильного влияния (рис. 3) и поэтому могут не учитываться.

Таким образом, получены выражения для определения выходного сопротивления двухзвенного фильтра с резистивными потерями, которые вместе с выражениями для затухания фильтра, позволяют рассчитать двухзвенный фильтр с требуемыми затуханием и выходным сопротивлением.

Анализ результатов исследования

Для уменьшения выходного сопротивления двухзвенного фильтра необходимо уменьшать значения величин K_{Z1} и K_{z1} . Чтобы уменьшить K_{Z1} согласно (24) необходимо выбирать $\rho_1 < \rho_2$. А для уменьшения K_{z1} в зависимости от взаимного расположения резонансных частот звеньев фильтра получаем следующие соотношения.

Для достижения минимально возможного K_{Z1} при $f_{01} < f_{02}$ из (25) можно получить простое условие, исходя из того, что $\rho_2 > r_{L2} + r_{C2}$:

$$|(f_{02}/f_{01} - f_{01}/f_{02})\rho_2 - \rho_1| \ll 1. \quad (28)$$

Выражение (28) можно переписать в виде:

$$(f_{02}/f_{01} - f_{01}/f_{02})\rho_2 - \rho_1 = 1. \quad (29)$$

Решая выражение (29), получаем значение резонансной частоты первого звена фильтра f_{01} , при которой наблюдается наименьший минимум K_{z1} :

$$f_{01} = (f_{02}/2) \left(-\rho_1/\rho_2 + \sqrt{\rho_1^2/\rho_2^2 + 4} \right). \quad (30)$$

Как видно из (30) частота f_{01} зависит как от f_{02} так и от соотношения волновых сопротивлений звеньев фильтра ρ_1, ρ_2 . Чтобы определить какое взять соотношение ρ_1/ρ_2 , рассмотрим выражение (24). Числитель и знаменатель дроби K_{z1} монотонно возрастают с увеличением ρ_1/ρ_2 . Чтобы определить минимум K_{z1} достаточно определить либо минимум числителя, либо максимум знаменателя. Исходя из этого, получаем выражение

$$\frac{\rho_1}{\rho_2} \cdot \frac{f_{02}}{f_{01}} \cdot \frac{1}{|1 - f_{z1}^2/f_{01}^2|} < 1, \quad (31)$$

которое вместе с (30), позволяет вычислить параметры первого (дополнительного) звена фильтра при котором получается меньшее значение выходного сопротивления по сравнению с однозвенным фильтром.

Если $f_{z1} \gg f_{01}$, то (31) упрощается к виду:

$$\frac{\rho_1}{\rho_2} \cdot \frac{f_{01}f_{02}}{f_{z1}^2} < 1.$$

А так как f_{z1} и f_{02} близки, т. е. $f_{z1} \approx f_{02}$ (рис. 3), то данное неравенство можно упростить до

$$\frac{\rho_1}{\rho_2} \cdot \frac{f_{01}}{f_{02}} < 1. \quad (32)$$

В случае из (31) получаем:

$$\frac{\rho_1}{\rho_2} \cdot \frac{f_{02}}{f_{01}} < 1. \quad (33)$$

Так как $f_{01} < f_{02}$, то выражение (33) накладывает более жесткое требование к соотношению ρ_1/ρ_2 , чем выражение (32). Для минимизации получившейся погрешности (в случае близости частот f_{z1} и f_{02}) следует использовать более жесткое требование к соотношению ρ_1/ρ_2 , т. е. использовать выражение (33). И тогда для данного случая ($f_{01} < f_{02}$) можно записать уравнения для расчета параметров первого звена фильтра:

$$\begin{cases} \frac{\rho_1}{\rho_2} \cdot \frac{f_{02}}{f_{01}} < 1 \quad (\rho_1/\rho_2 < 0,5; \rho_1/\rho_2 \approx 0,1); \\ f_{01} = \frac{f_{02}}{2} \left(-\frac{\rho_1}{\rho_2} + \sqrt{\frac{\rho_1^2}{\rho_2^2} + 4} \right). \end{cases} \quad (34)$$

Решая (34), получаем, что $\rho_1/\rho_2 < 0,5$. Наименьший максимум K_{z1} и наименьший минимум K_{z1}

наблюдаются при соотношении $\rho_1/\rho_2 \approx 1$ (найденно численно). Из (34) получаем значения параметров первого звена фильтра, при которых модуль выходного сопротивления всего фильтра меньше модуля выходного сопротивления второго звена фильтра (рис. 4а). Кроме того, добавление дополнительного звена фильтра увеличивает его затухание (рис. 4б).

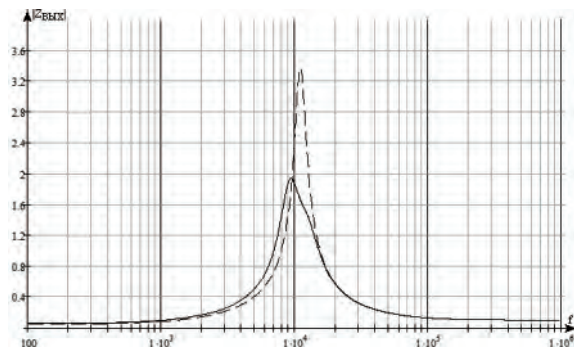
Для достижения минимально возможного K_{z1} при $f_{01} = f_{02}$ из (26) получаем:

$$\begin{cases} \frac{r_{L2} + r_{C2}}{\rho_2} \ll 1; \\ \frac{\rho_2^2 (r_{L2} + r_{C2})^2}{\rho_1^2} \ll 1, \end{cases}$$

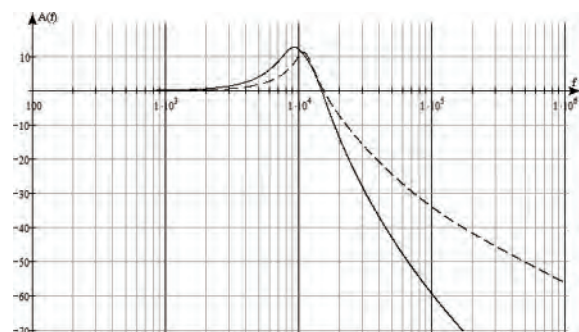
решая которое, получаем:

$$\begin{cases} \rho_2 \gg r_{L2} + r_{C2}; \\ \rho_1 \gg \sqrt{\rho_2 (r_{L2} + r_{C2})}. \end{cases} \quad (35)$$

Но при условии (35) согласно (26) можно получить большое значение максимума K_{z1} (чем больше соотношение (35), тем больше K_{z1}). Чтобы этого не было необходимо учесть, чтобы $\rho_1 < \rho_2$. Так как увеличение волнового сопротивления первого звена



а



б

Рис. 4. Графики: а – модуль выходных сопротивлений второго звена фильтра (пунктирная линия) и всего фильтра (сплошная линия); б – ЛАЧХ второго звена фильтра (пунктирная линия), ЛАЧХ фильтра (сплошная линия) ($L_1 = 1,5$ мкГн; $C_1 = 150$ мкФ; $L_2 = 10$ мкГн; $C_2 = 20$ мкФ; $r_{L1} = 10$ мОм; $r_{C1} = 50$ мОм; $r_{L2} = 50$ мОм; $r_{C2} = 100$ мОм; $R_H = 10$ Ом)

может привести к значительному увеличению K_{Z1} , то условие $\rho_1 < \rho_2$ более предпочтительно, чем выражение (35), даже если оно вступает в противоречие с (35), т. е. $\rho_1 < \sqrt{\rho_2(r_{L2} + r_{C2})}$. Тогда для случая $f_{01} = f_{02}$ можно записать уравнения для расчета параметров первого звена фильтра:

$$\begin{cases} \rho_1 < \rho_2, (\rho_1/\rho_2 \approx 0,1); \\ f_{01} = f_{02}. \end{cases} \quad (36)$$

Численно было установлено, что для данного режима наилучшие результаты получаются также при $\rho_1/\rho_2 \approx 1$. Результаты практически совпадают с предыдущим случаем.

Для достижения минимально возможного K_{Z1} при $f_{01} > f_{02}$ из (27) можно получить простое условие, исходя из того, что $\rho_2 > r_{L2} + r_{C2}$:

$$(f_{02}/f_{01} - f_{01}/f_{02})\rho_2 + \rho_1 \ll 1. \quad (37)$$

Так как левое выражение положительное (согласно выражению (27)), то условие (37) можно переписать в виде:

$$(f_{02}/f_{01} - f_{01}/f_{02})\rho_2 + \rho_1 = 1. \quad (38)$$

Из (38) получим значение резонансной частоты первого звена фильтра f_{01} , при которой наблюдается наименьший минимум K_{Z1} :

$$f_{01} = \frac{f_{02}}{2} \left(\frac{\rho_1}{\rho_2} + \sqrt{\frac{\rho_1^2}{\rho_2^2} + 4} \right).$$

Так же как и в случае $f_{01} < f_{02}$ для данного варианта ($f_{01} > f_{02}$) необходимо учесть выражение (31). Так как $f_{01} > f_{02}$, а $f_{02} > f_{Z1}$ (рис. 3), то $f_{01} > f_{Z1}$, и нам следует использовать выражение (33). Численно получаем соотношение $\rho_1/\rho_2 \approx 1$, при котором наблюдаются наименьший максимум K_{Z1} и наименьший минимум K_{Z1} . Таким образом, для данного режима ($f_{01} > f_{02}$) имеем следующие условия:

$$\begin{cases} \frac{\rho_1}{\rho_2} \cdot \frac{f_{02}}{f_{01}} < 1 \quad (\rho_1/\rho_2 < 0,5; \rho_1/\rho_2 \approx 1); \\ f_{01} = \frac{f_{02}}{2} \left(\frac{\rho_1}{\rho_2} + \sqrt{\frac{\rho_1^2}{\rho_2^2} + 4} \right). \end{cases} \quad (39)$$

Численно было установлено, что для данного режима наилучшие результаты получаются также при $\rho_1/\rho_2 \approx 0,1$. Результаты практически совпадают с предыдущим случаем.

Таким образом получены выражения для вычисления параметров (L и C) первого (дополнительного) звена двухзвенного фильтра, при добавлении которого увеличивается подавление фильтра и уменьшается его выходное сопротивление по сравнению с однозвенным фильтром. Они получены в зависимости от расположения резонансных частот f_{01} и f_{02} звеньев фильтра. Как показали расчеты с

использованием выражений (34), (36), (39), расчет параметров первого звена двухзвенного фильтра, при котором наблюдается наименьшее значение выходного сопротивления, сводится к следующим соотношениям:

$$\begin{cases} \rho_1/\rho_2 \approx 0,1; \\ f_{01} \approx f_{02}. \end{cases}$$

При данных параметрах двухзвенный Г-образный фильтр фактически становится однозвенным П-образным фильтром ($\rho_1 \leq r_{L1}, r_{C1}$). Для увеличения затухания фильтра следует наоборот увеличивать соотношение ρ_1/ρ_2 и выполнять условие, чтобы выходное сопротивление двухзвенного фильтра не превышало выходное сопротивление однозвенного фильтра (рис. 5).

Для определения оптимального выбора параметров дополнительного (первого) звена фильтра с помощью выражений (34), (36) и (39) были построены графики, показывающие зависимость увеличения выходного сопротивления $|Z_{\text{ВЫХ}}|_{\text{max}} / |Z_{\text{ВЫХ}}^{(2)}|_{\text{max}}$ и дополнительного ослабления на тактовой частоте АДОП(f_K) от соотношения волновых сопротивлений ρ_1/ρ_2 для различных соотношений резонансных частот f_{01}, f_{02} (рис. 6). Данные зависимости показы-

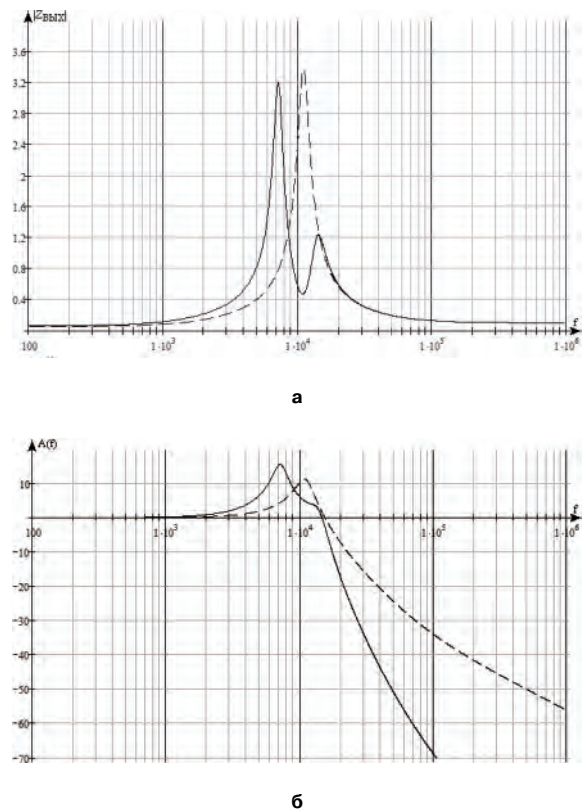


Рис. 5. Графики: а – модуль выходных сопротивлений второго звена фильтра (пунктирная линия) и всего фильтра (сплошная линия); б – ЛАЧХ второго звена фильтра (пунктирная линия), ЛАЧХ фильтра (сплошная линия) ($L_1 = 4,9$ мкГн; $C_1 = 61$ мкФ; $L_2 = 10$ мкГн; $C_2 = 20$ мкФ; $r_{L1} = 10$ Ом; $r_{C1} = 50$ Ом; $r_{L2} = 50$ Ом; $r_{C2} = 100$ Ом; $R_n = 10$ Ом)

вают возможность увеличения затухания и одновременного уменьшения выходного сопротивления фильтра при включении дополнительного звена. Из них видно, что при $f_{01} < f_{02}$ наблюдается наименьшее значение выходного сопротивления и наибольшее значение подавление фильтра.

Для получения наименьшего значения выходного сопротивления следует выбирать $\rho_1/\rho_2 \approx 0,15-0,2$ при $f_{01} < f_{02}$. Кроме того, при этих условиях увеличивается затухание фильтра на 25–30 дБ.

Пример расчета двухзвенного фильтра

Приведем пример расчета двухзвенного LC-фильтра с резистивными потерями, включенного на входе ИВЭП. Преобразователь напряжения работает на частоте коммутации $f_k = 40$ кГц и имеет дифференциальное входное сопротивление $Z_{ВЫХ}^{ИВЭП}(0) = -1,6$. Рассчитать LC-фильтр, который имеет подавление $A_0 = 40$ дБ на частоте $f_k = 40$ кГц. Кроме того, для устойчивой работы системы “входной фильтр–ИВЭП” необходимо, чтобы выходное сопротивление фильтра $Z_{ВЫХ}^{(Ф)}(j\omega)$ было меньше 1,6 Ом.

В [4] был показан аналогичный пример расчета для однозвенного фильтра.

Рассчитанный однозвенный фильтр ($L = 20$ мкГн и $C = 80$ мкФ, $f_0 = 4$ кГц; $r_L = r_C = 100$ мОм, $R_H = 1,6$ Ом) не удовлетворяет требованиям по затуханию: 33 дБ вместо 40 дБ [4].

Таким образом, надо рассчитать дополнительное звено фильтра, которое увеличит общее затухание фильтра и не увеличит его выходное сопротивление. Для более устойчивой системы “входной фильтр–преобразователь” следует еще и уменьшить выходное сопротивление фильтра.

Из рис. 6 видно, что при включении дополнительного звена фильтра его подавление может увеличиться на 20–30 дБ и уменьшиться его выходное сопротивление в 1,6 раза. Так как нам не достает по условию затухания фильтра ≈ 10 дБ (33 дБ вместо требуемых 40 дБ), а дополнительное звено может увеличить подавление, как указано выше, на 20 дБ, то уменьшим затухание рассчитанного фильтра на 10 дБ, т. е. сместим его резонансную частоту f_0 в область высоких частот (10,6 кГц вместо 4 кГц). Получаем значения элементов фильтра: $L = 7,5$ мкГн и $C = 30$ мкФ при том же самом ρ . Так как параметры фильтра стали значительно меньше, то надо скорректировать величину потерь. Возьмем $r_L = 30$ мОм. Тогда согласно [4]:

$$\rho < \sqrt{1,6(r_C + r_L)}$$

Получаем $\rho < 0,45$ Ом. Скорректируем волновое сопротивление фильтра – возьмем $\rho = 0,4$ Ом. Тогда получаем следующие параметры фильтра: $L = 6$ мкГн, $C = 37,5$ мкФ, $r_{L2} = 30$ мОм, $r_{C2} = 100$ мОм.

В случае если однозвенный фильтр еще не рассчитан, то можно воспользоваться методикой, изложенной в [4], уменьшив требуемое затухание на 20 дБ.

Рассчитанный фильтр сделаем вторым звеном: $L_2 = 6$ мкГн, $C_2 = 37,5$ мкФ, $r_{L2} = 30$ мОм, $r_{C2} = 100$ мОм.

Теперь рассчитаем первое (дополнительное) звено фильтра. Для первого звена, используя рис. 6, рассчитаем $\rho_1 = 0,168$ Ом, тогда согласно (34) получаем $f_{01} = 9,88$ кГц. По известным параметрам ρ_1 и f_{01} первого звена рассчитаем: $L_1 = 2,7$ мкГн, $C_1 = 96,2$ мкФ.

На рис. 7 приведены графики ЛАЧХ и модуля выходного сопротивления полученного двухзвенного фильтра. Из них видно, что данный фильтр удовлетворяет заданным требованиям ($A_0 = A(40 \text{ кГц}) \leq 40$ дБ и $Z_{ВЫХ}^{(Ф)}(j\omega) < 1,6$). Также на рис. 7 приведены графики ЛАЧХ и модуля выходного сопротивления однозвенного фильтра, рассчитанного и скорректированного в [4]. Из них видно, что рассчитанные одно- и двухзвенные фильтры имеют одинаковые значения затухания ($A_0 = A(40 \text{ кГц}) \leq 40$ дБ) и выходного сопротивления $Z_{ВЫХ\text{MAX}}^{(Ф)}(j\omega) < 1,3$. Однако, двух-

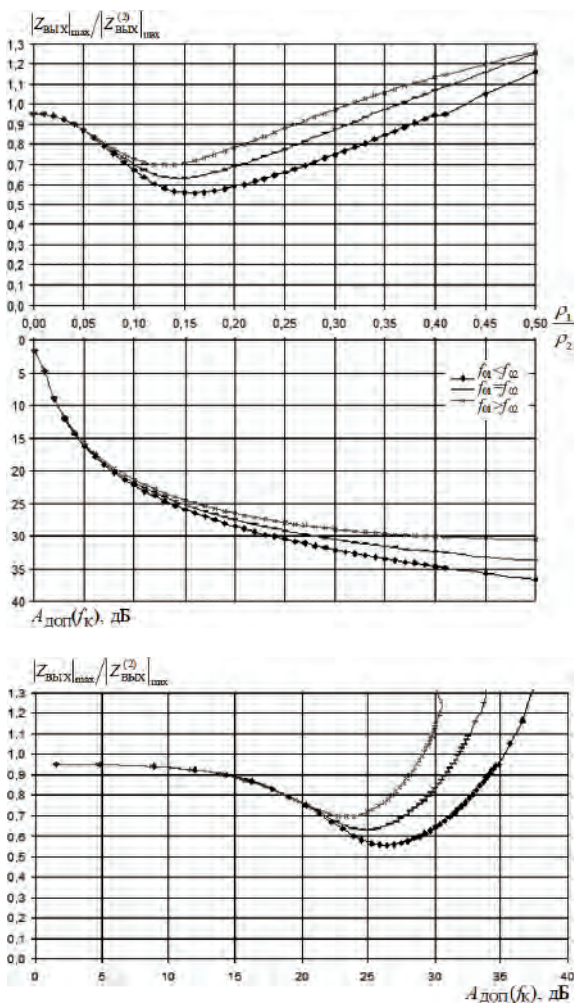


Рис. 6. Зависимости относительного изменения выходного сопротивления $|Z_{ВЫХ}|_{\text{max}}/|Z_{ВЫХ}^{(2)}|_{\text{max}}$

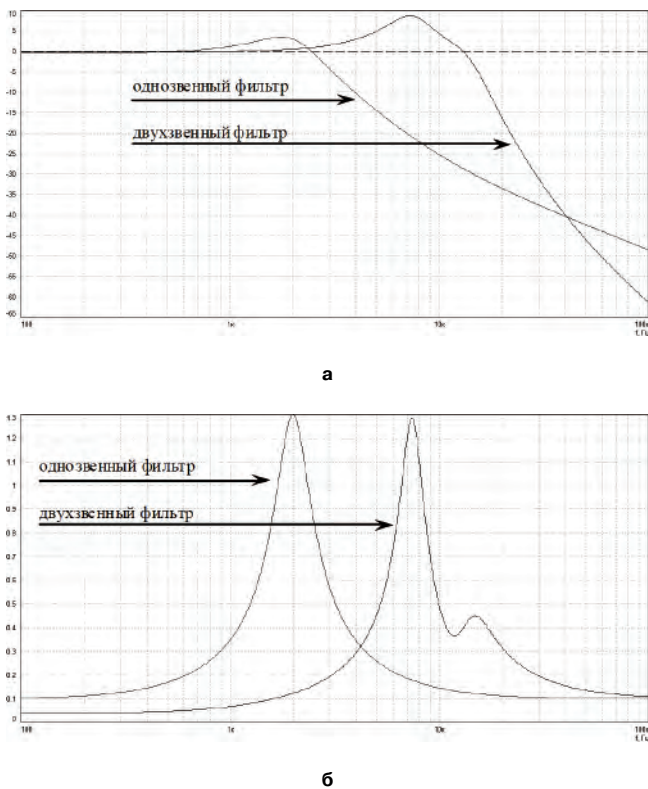


Рис. 7. ЧХ однозвенного и двухзвенного фильтров: а – ЛАЧХ; б – $|Z_{\text{вых}}(j\omega)|$ (однозвенный фильтр, рассчитанный в [4]: $L = 40$ мкГн; $C = 160$ мкФ; $r_L = r_C = 100$ мОм; $R_H = 1,6$ Ом; двухзвенный фильтр: $L_1 = 2,7$ мкГн; $C_1 = 96,1$ мкФ; $L_2 = 6$ мкГн; $C_2 = 37,5$ мкФ; $r_{L1} = 10$ мОм; $r_{C1} = 50$ мОм; $r_{L2} = 30$ мОм; $r_{C2} = 100$ мОм; $R_H = 1,6$ Ом)

звенный фильтр имеет гораздо меньшие номиналы индуктивности дросселя и емкости конденсатора, а, следовательно, и меньшие массогабаритные показатели по сравнению с однозвенным фильтром, что делает его более предпочтительным при проектировании фильтра радиопомех.

Выводы

Предложена методика расчета параметров двухзвенного фильтра, и показана возможность уменьшения выходного сопротивления двухзвенного фильтра для обеспечения устойчивой работы системы “входной фильтр – преобразователь” и увели-

чения его затухания по сравнению с однозвенным фильтром. Предложены приближенные формулы расчета параметров двухзвенного фильтра, которые позволяют достаточно просто получить требуемые значения затухания и выходного сопротивления.

Литература

1. Дмитриков В. Ф., Коржавин О. А., Шушпанов Д. В. Устойчивость распределенной системы электропитания с учетом промежуточных фильтров // Практическая силовая электроника. 2010. № 4 (40) С. 28–35.
2. Дмитриков В. Ф., Сергеев В. В., Самылин И. Н. Повышение эффективности преобразовательных и радиотехнических устройств. – М.: Радио и связь, 2005. 423 с.
3. Коржавин О. А. Динамические характеристики импульсных источников электропитания постоянного напряжения с входными фильтрами / Самара, 2009. 224 с.
4. Шушпанов Д. В., Куприянов А. А., Павлов А. В., Ягубов З. Г. Расчет входных фильтров с потерями в устойчивой системе электропитания // Практическая силовая электроника № 2 (42), 2011, С. 23–36.

Дмитриков Владимир Федорович, Заслуженный деятель науки РФ, д. т. н., профессор, заведующий кафедрой “Теория электрических цепей”, директор департамента фундаментальной подготовки Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, тел.: (812) 589951997, e-mail: Dmitr-VF@tec.sut.ru;

Шушпанов Дмитрий Викторович, к. т. н., доцент кафедры “Теория электрических цепей” Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, e-mail: dimasf@inbox.ru;

Павлов Алексей Владимирович, сотрудник ООО “Перспектива”, аспирант Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича;

Андреев Дмитрий Александрович, инженер, ОАО “НИИ “Гириконд”, НПК Керамических фильтров тел.: (812) 297-76-30;

Мелихов Юрий Михайлович, к. т. н., доцент кафедры “Прикладная физика” Санкт-Петербургского государственного университета сервиса и экономики, e-mail: Y_Melikhov@mail.ru.

Т. В. Анисимова, В. И. Волков, В. В. Крючков

СИНТЕЗ ПАРАМЕТРОВ СТУПЕНЧАТЫХ НАПРЯЖЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

T. V. Anisimova, V. I. Volkov,
V. V. Kryuchkov

Multilevel Voltages Parameters Synthesis
Based On Wavelet Transforms

В статье рассмотрен вопрос формирования на выходе инвертора напряжения ступенчатых напряжений с улучшенным спектральным. Синтез таких напряжений проведен с использованием наборов ортогональных вейвлетов. В статье дан краткий обзор вейвлетов Хаара и приведен способ синтеза многоуровневых напряжений на основе вейвлетных преобразований. Проведено сравнение синтезированных ступенчатых напряжений с традиционно используемыми формами многоуровневых напряжений. Приведены результаты моделирования.

Ключевые слова: вейвлеты Хаара, вейвлетные преобразования, многоуровневое напряжение, синтез напряжений, инвертор со ступенчатым выходным напряжением.

The paper tackles the problem of voltage source inverter stepped voltages with improved harmonic content shaping. The synthesis of such voltages was carried out using sets of orthogonal wavelets. The paper gives a short survey of Haar wavelets as well as a method of synthesis of multilevel voltages based on wavelet transform. Comparison of obtained stepped voltages with conventional multilevel waveforms is given, as well as simulation results.

Key words: Haar wavelets, wavelet transforms, multilevel voltage, voltage synthesis, inverter with stepped output voltage.

В настоящее время существует большой спрос на устройства преобразования электрической энергии, используемых на борту летательных аппаратов, промышленных предприятиях и в бытовых приборах. Преобразователи постоянного напряжения в переменное (инверторы), являются источниками питания различного электрического и электромеханического оборудования в широком диапазоне мощностей. Эти устройства должны удовлетворять определенным, но крайне разнообразным требованиям, что подразумевает многообразие целей и способов преобразования электроэнергии. Например, в случае приводов двигателей переменного тока, где наиболее важно регулирование скорости вращения, инвертор напряжения должен обеспечивать регулирование основной гармоники выходного напряжения и частоты.

В промышленности и в быту инверторы широко применяются, как силовая часть источников бесперебойного питания (ИБП), в распределенных системах генерирования электроэнергии, где необходимо вырабатывать синусоидальное напряжение с частотой 50 Гц. При этом, качество вырабатываемого напряжения, особенно если существует потребность в регулировании выходного напряжения, должно изменяться в достаточно небольшом диапазоне.

Во многих устройствах, например ИБП, активных фильтрах или регуляторах напряжения в электроэнергетических сетях главными и наиболее важными показателями являются высокое качество формируемых напряжений и их стабильность, а также КПД устройств. Аналогичные требования необходимо выполнять для преобразователей, предназначенных для энергосистем с возобновляемыми

источниками электроэнергии. На ветровых фермах преобразование вырабатываемой электроэнергии необходимо для решения проблем выравнивания несбалансированных уровней напряжения и синхронизации частоты, вырабатываемых большим числом отдельных источников энергии. Аналогичная проблема возникает в случае использования статических источников постоянного напряжения, например солнечных батарей и топливных элементов, когда выработанная энергия постоянного тока должна быть преобразована в энергию переменного тока.

На первом этапе развития силовых полупроводниковых преобразователей инверторы с двух- и трехуровневыми выходными напряжениями считались наиболее пригодными для преобразования электроэнергии для такого класса устройств. Особенности и характеристики, а также недостатки и ограничения таких преобразователей признаны всеми, что подтверждается практикой их применения. Последние достижения в области технологии силовых полупроводниковых приборов позволяют работать на значительно более высоких частотах переключений. Однако эти высокие скорости переключений при использовании режимов ШИМ вызывают повышенные потери в силовых переключающих компонентах, что приводит к снижению КПД инвертора.

Диапазон выходных мощностей является крайне важным и очевидным ограничением применения инверторов с двух- и трехуровневыми выходными напряжениями. Полная мощность определяется свойствами полупроводниковых ключей. Этот существенный недостаток может быть уменьшен за счет применения инверторов с многоуровневыми

(ступенчатыми) выходными напряжениями. В последнее время такие инверторы начинают выделять в новый класс преобразовательных устройств. Благодаря их весьма перспективным характеристикам, инверторы с многоуровневым выходным напряжением все более и более становятся альтернативой традиционным инверторам с двух- и трехуровневым выходным напряжением. Они дают возможность решения проблемы ограничения мощности и формирования выходного напряжения, более близкого по форме к синусоидальному. В результате, инверторы с многоуровневым выходным напряжением начинают находить применение в промышленности.

Разработка преобразователей с многоуровневым выходным напряжением включает в себя такие области, как исследование новых структур, стратегий управления и теоретические исследования. Формирование требуемых форм напряжения возможно самыми различными способами, например, режим ШИМ по синусоидальному закону (ШИМ-СИН), селективное исключение гармоник (СИГ), пространственно-векторная модуляция (ПВМ), формирование ступенчатых форм напряжения. Разработаны разнообразные способы управления преобразователями, например, вычисление соответствующих углов моментов переключения при формировании ступенчатых напряжений, либо для исключения заданных высших гармоник [1]. При реализации любого способа требуется большое число силовых полупроводниковых ключей. Силовые ключи не всегда имеют одинаковые параметры, а их допустимые параметры не всегда полностью используются. Это приводит к снижению КПД преобразователя, что является серьезным недостатком при использовании их на больших уровнях мощностей.

Упомянутые ранее недостатки можно частично преодолеть за счет использования новых структур и стратегий управления, базирующихся на математическом аппарате. В статье рассмотрены способы формирования ступенчатых выходных напряжений инверторов на основе вейвлетных преобразований. Синтез ступенчатых напряжений проведен с использованием набора ортогональных вейвлетов. Рассмотрено вейвлетное преобразование Хаара. Проведено сравнение способов формирования и их влияния на структуру инвертора. Сравнительный анализ проведен с использованием трех критериев – необходимого числа источников постоянного напряжения, коэффициента гармоник и коэффициента режекции.

Вейвлеты Хаара

Вейвлеты – это математические функции, позволяющие анализировать различные частотные компоненты данных (вейвлет – точный перевод французского слова *ondelettes*, означающего ма-

ленькая волна или всплеск). Однако это частное определение – в общем случае анализ сигналов производится в плоскости вейвлет-коэффициентов (масштаб – время – уровень). Вейвлет-коэффициенты определяются интегральным преобразованием сигнала. Полученные вейвлет-спектрограммы принципиально отличаются от обычных спектров Фурье тем, что дают четкую привязку спектра различных особенностей сигналов ко времени. Благодаря настраиваемой “области обзора” вейвлеты можно использовать для выделения и анализа как отдельных деталей, так и всего процесса в целом. Они особенно полезны при анализе разрывных или ступенчатых процессов.

До настоящего времени вейвлеты применялись преимущественно для анализа процессов или сигналов на основе декомпозиции элементов процесса. Дальнейший анализ покажет, что в области силовой электроники вейвлеты можно использовать также при формировании сигналов и структур.

Для этой цели целесообразно применить вейвлеты Хаара [2]. Базовый вейвлет Хаара может быть получен преобразованием следующей масштабирующей функции $\varphi(t)$:

$$\varphi(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0, 1]; \\ 0, & t \notin [0, 1]. \end{cases} \quad (1)$$

Объединив две ступенчатые масштабирующие функции

$$\varphi(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0, 0,5]; \\ 0, & t \notin [0, 0,5] \end{cases} \quad \text{и} \quad \varphi(2t-1) = \begin{cases} 1, & t \in [0,5; 1]; \\ 0, & t \notin [0,5; 1], \end{cases} \quad (2)$$

получим основной вейвлет Хаара $\psi(t) = \varphi(2t) - \varphi(2t-1)$, определяемый как

$$\psi(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0, 0,5]; \\ -1, & t \in [0,5; 1]; \\ 0, & t \notin [0, 1]. \end{cases} \quad (3)$$

Масштабирующие функции и основной вейвлет Хаара показаны на рис. 1.

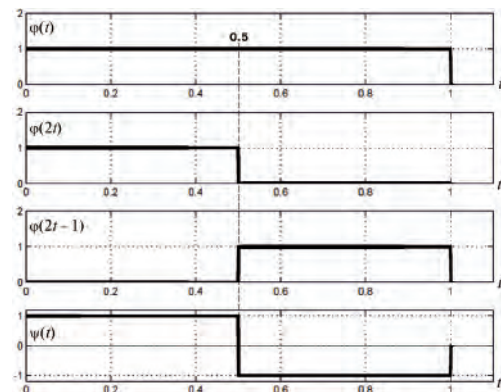


Рис. 1. Масштабирующие функции и основной вейвлет Хаара

Введя параметры: m – масштабный коэффициент и n – коэффициент сдвига получаем возможность записать выражения для семейства ортонормированных вейвлетов:

$$\psi_{mn}(t) = \frac{\psi(2^{-m}t - n)}{\sqrt{2^m}}, \quad (4)$$

при $m, n = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$

Масштабный коэффициент m задает длительность и амплитуду вейвлета, а коэффициент сдвига n – положение вейвлета на оси времени.

Таким образом, основной вейвлет Хаара соответствует коэффициентам $m = n = 0$ и может быть обозначен, как $\psi(t) = \psi_{00}(t)$.

Синтез сигналов с помощью вейвлетов

Форма вейвлетов Хаара во многом схожа с формами напряжений, формируемых в однофазных инверторах с помощью мостового коммутатора. Сдвигом и длительностью вейвлетов легко управлять. Благодаря этим свойствам имеется возможность применения вейвлетов для синтеза выходных ступенчатых напряжений для многуровневых инверторов.

Определим масштабирующую функцию $\phi(x)$ на интервале $0 \leq x \leq 2\pi$:

$$\phi(x) = \begin{cases} 1, & x \in [0, 2\pi); \\ 0, & x \notin [0, 2\pi). \end{cases} \quad (5)$$

Тогда основной вейвлет Хаара согласно (3)

$$\psi(x) = \begin{cases} 1, & x \in [0; \pi]; \\ -1, & x \in [\pi; 2\pi]; \\ 0, & x \notin [0; 2\pi]. \end{cases} \quad (6)$$

Вейвлетом (6) определяется один период сигнала прямоугольной формы, поэтому он является материнской функцией семейства вейвлетов

$$\psi_{mn}(x) = \psi(2^{-m}x - 2\pi n) \quad (7)$$

где $m, n = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$

Ширина вейвлета определяется выражением $2^m + 1\pi$, а сдвиг $-2^m + 1\pi n$. Чем меньше m , тем уже вейвлет, и, соответственно, тем более мелкими шагами он сдвигается, чтобы покрыть заданный временной отрезок (в данном случае $[0; 2\pi]$). Коэффициентом m определяется масштабирование вейвлета. Ряд полученных из масштабирующей функции вейвлетов показан на рис. 2.

Все вейвлеты $\psi_{mn}(x)$ ортогональны на интервале $x \in [0, 2\pi]$. С помощью полученного выражения (7) определяется семейство ортогональных функций. При этом может быть определен базис вейвлетного преобразования. Непрерывное вейвлетное преобразование определяется как

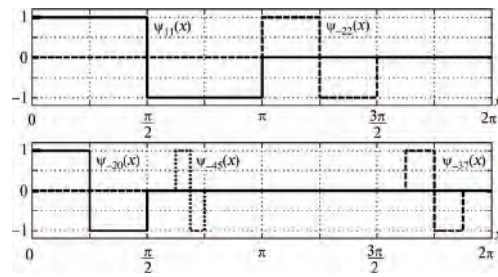


Рис. 2. Масштабирующая функция $\phi(x)$ и вейвлеты $\psi(x)$

$$Wf(m, n) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x)\psi_{mn}(x)dx \quad (8)$$

и представляет собой скалярное произведение функций $f(x)$ и $\psi_{mn}(x)$. Полная реконструкция функции $f(x)$ имеет место когда применено обратное вейвлетное преобразование

$$f(x) = C \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Wf(m, n)\psi_{mn}(x)dm dn \quad (9)$$

где C – константа, вычисляемая с помощью преобразования Фурье функции $\psi_{mn}(x)$.

На практике более удобно использовать дискретное обратное вейвлетное преобразование, определяемое следующим выражением:

$$f(x) = C \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} Wf(m, n)\psi_{mn}(x). \quad (10)$$

Выражение (10) можно переписать в виде суммы вейвлетов, умножаемых на коэффициент a_{mn}

$$f(x) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{mn}\psi_{mn}(x) \quad (11)$$

Коэффициенты a_{mn} , называемые коэффициентами вейвлетов, являются скалярными произведениями функции $f(x)$ и вейвлетов $\psi_{mn}(x)$. На интервале $[0, 2\pi]$ они задаются выражением

$$a_{mn} = C_m \int_0^{2\pi} f(x)\psi_{mn}(x)dx \quad (12)$$

Константа C_m зависит только от коэффициента m и имеет одно и тоже значение для различных значений n .

Обозначив

$$f_{mn}(x) = a_{mn}\psi_{mn}(x) \quad (13)$$

запишем функцию $f_{\psi}(x)$, аппроксимирующую $f(x)$, как сумму элементов $f_{mn}(x)$:

$$f_{\psi}(x) = \sum_{m=-3}^0 \sum_{n=0}^{2^{-m}-1} f_{mn}(x) \quad (14)$$

Элементы $f_{mn}(x)$ представляют собой составляющие вейвлеты, амплитуда и фаза которых определяются коэффициентами a_{mn} .

На практике для устройств силовой электроники аппроксимация синусоидального напряжения должна быть выполнена с помощью конечного числа вейвлетов. Естественным желанием разработчиков является как можно меньшее число составляющих. При этом нужно помнить, что от их числа зависит точность аппроксимации. В математике точность определяется среднеквадратической ошибкой δ – в данном случае крайне полезный критерий. В то же время, в электронике для оценки качества аппроксимирующих напряжений наиболее важным критерием является коэффициент гармоник.

Обозначим $f_{\psi}(x)$ функцию, аппроксимирующую функцию $f(x) = \sin(x)$ на интервале $[0; 2\pi]$. Полагая, что $f_{\psi}(x)$ является комбинацией вейвлетов, определяемых индексами $m = -3; -2; -1; 0$, запишем

$$f_{\psi}(x) = \sum_{m=-3}^0 \sum_{n=0}^{2^{-m}-1} a_{mn} \psi_{mn}(x) = \sum_{m=-3}^0 \sum_{n=0}^{2^{-m}-1} f_{mn}(x). \quad (15)$$

Значения коэффициентов a_{mn} приведены в табл. 1.

Таблица 1. Значения коэффициентов a_{mn}

a_{mn}	$n=0$	$n=1$	$n=2$	$n=3$	$n=4$	$n=5$	$n=6$	$n=7$
a_{0n}	0,6336	–	–	–	–	–	–	–
a_{-1n}	0	0	–	–	–	–	–	–
a_{-2n}	–0,2637	0,2637	0,2637	–0,2637	–	–	–	–
a_{-3n}	–0,1791	–0,0742	0,0742	0,1791	0,1791	0,0742	–0,0742	–0,1791
a_{-4n}	–0,096	–0,081	–0,054	–0,019	0,019	0,054	0,081	0,096
	$n=8$	$n=9$	$n=10$	$n=11$	$n=12$	$n=13$	$n=14$	$n=15$
	0,096	0,081	0,054	0,019	–0,019	–0,054	–0,081	–0,096

Последовательные шаги аппроксимации вейвлетами функции $f_{\psi k}(x)$ при $k = 1, 2, 3, 4$ показаны на рис. 3–6.

На первом шаге реконструкции в виде набора вейвлетов создается функция $f_{\psi 1}(x)$

$$f_{\psi}(x) = \sum_{m=-3}^0 \sum_{n=0}^{2^{-m}-1} f_{mn}(x) = f_{-20}(x) + f_{-21}(x) + f_{-22}(x) + f_{-23}(x) + f_{-10}(x) + f_{-11}(x) + f_{00}(x), \quad (16)$$

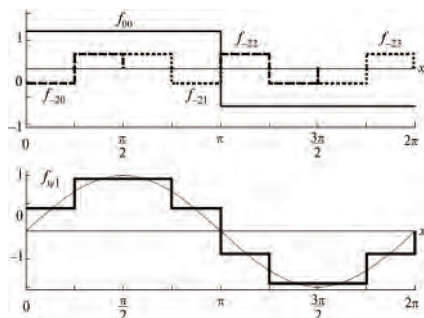


Рис. 3. Первый шаг аппроксимации вейвлетами

в которой два элемента согласно табл. 1 равны нулю. Полученная в результате форма сигнала показана на рис. 3.

Результаты второго шага аппроксимации, на котором часть (но не все) вейвлетов f_{-3n} добавлены к функции $f_{\psi 1}(x)$, показаны на рис. 4. Функция $f_{\psi 2}(x)$ состоит из следующих вейвлетов

$$f_{\psi 2}(x) = f_{\psi 1}(x) + f_{-30}(x) + f_{-33}(x) + f_{-34}(x) + f_{-37}(x). \quad (17)$$

Наконец, собрав вместе все вейвлеты для коэффициентов $m = 0, m = -2$ и $m = -3$, получаем аппроксимирующую из следующего набора вейвлетов:

$$f_{\psi 3}(x) = f_{\psi 2}(x) + f_{-30}(x) + f_{-31}(x) + \dots + f_{-36}(x) + f_{-37}(x). \quad (18)$$

Полученная в результате форма аппроксимирующей функции показана на рис. 5.

На четвертом шаге аппроксимации создается функция

$$f_{\psi 4}(x) = f_{\psi 3}(x) + f_{-40}(x) + \dots + f_{-47}(x) + f_{-48}(x) + \dots + f_{-415}(x).$$

Форма аппроксимирующей функции $f_{\psi 4}(x)$ показана на рис. 6.

Спектральные составы аппроксимирующих функций $f_{\psi 1}(x), f_{\psi 2}(x), f_{\psi 3}(x)$ и $f_{\psi 4}(x)$ показаны на рис. 7–10. Кроме того, для этих функций рассчита-

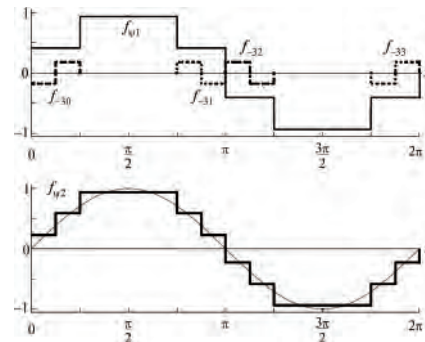


Рис. 4. Второй шаг аппроксимации вейвлетами

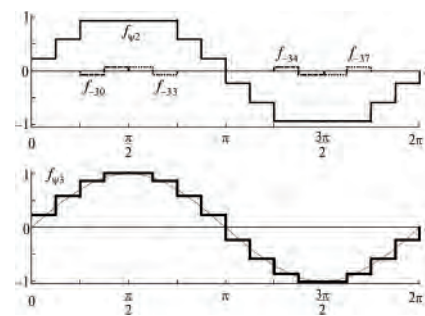


Рис. 5. Третий шаг аппроксимации вейвлетами

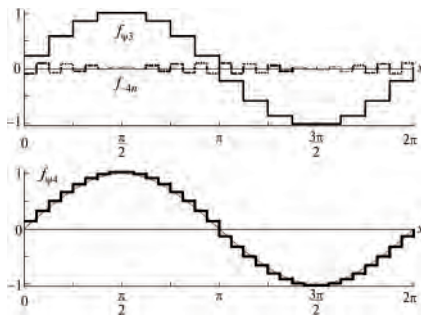


Рис. 6. Четвертый шаг аппроксимации вейвлетами

ны величины коэффициентов гармоник и суммарный коэффициент режекции.

Выбранные параметры, описывающие свойства вейвлетов при формировании ступенчатых сигналов, собраны в табл. 2. Кроме величин коэффициента гармоник k_T и коэффициента режекции $k_{N\Sigma}$ в таблицу включены параметры N и s_L . Параметр N отображает номер первой неисключенной высшей гармоники, а параметр s_L — число уровней выходного напряжения за четверть периода основной гармоники. Этот параметр непосредственно относится к определению необходимого числа источников постоянного напряжения. Угловой величиной α определяется наименьшая длительность ступеньки, равная половине масштаба наименьшего вейвлета, используемого при аппроксимации. Значение функции $f_{\psi 0}(x)$ определяет один период прямоугольного сигнала, который можно рассматривать, как наименьший шаг аппроксимации.

Сравнительный анализ ступенчатых напряжений

Данные, приведенные в табл. 2, обобщают способ синтеза выходного напряжения инвертора с помощью вейвлетных преобразований, т. е. раз-

ложение функции $f(x) = \sin(x)$ с помощью набора вейвлетов. Эти данные дают возможность провести сравнение свойств синтезированных напряжений с типовыми формами ступенчатых напряжений, традиционно используемыми при разработке многоуровневых инверторов.

Таблица 2. Основные параметры синтезированных напряжений

$f_{\psi k}(x)$	α	s_L	k_T	N	$k_{N\Sigma}$
$f_{\psi 0}(x)$	π	1	0,4800	3	18,815
$f_{\psi 1}(x)$	$\pi/4$	2	0,2250	7	217,00
$f_{\psi 2}(x)$	$\pi/8$	3	0,1320	3	68,395
$f_{\psi 3}(x)$	$\pi/8$	4	0,1080	15	2076,0
$f_{\psi 4}(x)$	$\pi/16$	8	0,0537	31	18080,0

В качестве объекта для сравнения взят каскадный многоуровневый инвертор, в котором напряжения питания всех мостовых каскадов одинаковы. Напряжение источника постоянного напряжения делится на число уровней выходного напряжения, при этом каждая ячейка активна в один и тот же интервал времени. Таким образом, предполагается, что сигналы, формируемые на выходе такого инвертора, состоят из ступенек с одинаковым напряжением и длительностью α . Угловая длительность одной ступени (α) определяется числом ступенек за один период выходного напряжения. Сравнение параметров, позволяющее противопоставить формы, полученные с помощью вейвлетов, традиционным формам представлено в табл. 3.

Данные, относящиеся к традиционной модели, обозначены индексом ψ , а относящиеся к вейвлетам — индексом k . В таблице приняты следующие обозначения:

- α_{\min} — минимальная угловая длительность ступеньки;
- s_L — число ступенек выходного напряжения за четверть периода основной гармоники (не-



Рис. 7. Спектральный состав аппроксимирующей функции $f_{\psi 1}(x)$



Рис. 9. Спектральный состав аппроксимирующей функции $f_{\psi 3}(x)$



Рис. 8. Спектральный состав аппроксимирующей функции $f_{\psi 2}(x)$



Рис. 10. Спектральный состав аппроксимирующей функции $f_{\psi 4}(x)$

Таблица 3. Сравнение параметров ступенчатых напряжений

Аппроксимир.- Ф-ция		α_{min}		S_L		N		$k_{N\Sigma}$	
$f_{\psi k}$	f_k	$f_{\psi k}$	f_k	$f_{\psi k}$	f_k	$f_{\psi k}$	f_k	$f_{\psi k}$	f_k
$f_{\psi 0}$	$f_k=2$	π	π	1	1	0,4800	0,4800	18,7500	18,7500
$f_{\psi 1}$	$f_k=6$	$\pi/4$	$\pi/3$	2	2	0,2250	0,3060	217,00	81,8220
$f_{\psi 2}$	$f_k=12$	$\pi/8$	$\pi/6$	3	3	0,1320	0,1630	68,395	152,993
$f_{\psi 3}$	$f_k=16$	$\pi/8$	$\pi/8$	4	4	0,1080	0,1320	2076,0	68,1200
$f_{\psi 4}$	$f_k=24$	$\pi/16$	$\pi/12$	8	6	0,0537	0,1100	18080,0	81,785

обходимое число источников постоянного напряжения);

k_T — коэффициент гармоник ступенчатого напряжения;

$k_{N\Sigma}$ — суммарный коэффициент режекции ступенчатого напряжения.

Сравнение параметров, приведенных в табл. 3, показывает, что для одинакового числа независимых источников постоянного напряжения коэффициент гармоник изменяется в зависимости от используемого режима аппроксимации. Вейвлетная аппроксимация имеет преимущества относительно традиционного способа при низких уровнях аппроксимации.

На первом шаге разложения вейвлетная модель дает меньшие углы $\alpha_{min} = \pi/4$ по сравнению с традиционным, где $\alpha_{min} = \pi/3$, что позволяет сформировать сигнал с меньшими k_T и $k_{N\Sigma}$. В обоих случаях для формирования сигнала необходимы два источника постоянного напряжения, но в случае вейвлетной аппроксимации величины напряжений источников различаются. За счет диадического масштабирования при вейвлетном преобразовании (8) из спектра сформированного напряжения $f_{\psi 1}$ исключены третья и пятая гармоники. Полученное при этом значение коэффициента гармоник $k_T = 0,225$ является наименьшим для трехуровневых инверторов.

На втором шаге аппроксимации лучшие показатели имеет ступенчатое напряжение, сформированное традиционным способом, поскольку несмотря на меньшие величины $\alpha_{\psi 2min} = \pi/8$ и $k_{T\psi 2} = 0,132$, суммарный коэффициент режекции $k_{N\Sigma\psi 2} = 68,395$ меньше $k_{N\Sigma k=2} = 152,993$, поскольку в спектре напряжения, сформированного с помощью вейвлетного преобразования, присутствует 3-я гармоника.

Последующие шаги вейвлетной аппроксимации дают результаты, превосходящие традиционную аппроксимацию синусоидального напряжения. Однако, уже на четвертом шаге для реализации синтезированных форм с помощью вейвлетов по-

требуется большее число источников постоянного напряжения, чем при традиционных способах аппроксимации. Поэтому дальнейшие шаги вейвлетной аппроксимации нецелесообразны.

Инвертор с выходным напряжением, сформированным на основе вейвлетных преобразований

Структура силовой части многоуровневого однофазного инвертора показана на рис. 11.

В однофазном инверторе с выходным напряжением, сформированным с помощью первого шага вейвлетных преобразований, напряжение формируется с помощью двух соединенных последовательно мостовых инверторов И1 и И2 (транзисторы VT1–VT4 и VT5–VT8 соответственно). Каждый мостовой коммутатор питается от отдельного источника постоянного напряжения $E_{п1}$ и $E_{п2}$, напряжения которых пропорциональны составляющим вейвлетам. Например, если необходимо обеспечить выходное напряжение инвертора 300 В, $E_{п1} = 200$ В, а $E_{п2} = 84$ В.

Алгоритм управления мостовыми коммутаторами такого инвертора вытекает из описанной выше вейвлетной модели. На выходе инвертора И1 (транзисторы VT1–VT4) на каждом периоде выходного напряжения формируется напряжение $U_{и1}$, соответствующее вейвлету f_{00} , т. е. транзисторы VT1 и VT4 открыты на первом полупериоде, а транзисторы VT3 и VT2 — на втором полупериоде выходного напряжения. На выходе инвертора И2 на каждом периоде выходного напряжения формируется напряжение $U_{и2}$, соответствующее вейвлету f_{-2n} . Поскольку вейвлеты f_{-2n} на середине выходного напряжения сдвинуты по фазе относительно первых, периодический порядок переключения транзисторов мостового коммутатора И2 имеет вид: VT7–VT6, VT5–VT8; VT5–VT8, VT7–VT6; VT5–VT8, VT7–VT6; VT7–VT6, VT5–VT8.

Результаты моделирования инвертора — сигналы управления, напряжения, формируемые мостовыми коммутаторами, и выходное напряжение — представлены на рис. 12, а начальный участок спектра выходного напряжения — на рис. 13.

Суммирование вейвлетов в каскаде осуществляется за счет последовательного соединения выходов инверторов. В любом случае, вследствие изменения фазы на каждом периоде выходного напряжения дважды будут появляться выбросы напряжения (рис. 12).

Видно, что результаты моделирования полностью совпадают с результатами расчетов.

Следует отметить, что номинальные мощности составляющих инверторов не одинаковы. Мощность инвертора И2 (VT5–VT8), на выходе которого формируются вейвлеты f_{-2n} , значительно ниже чем у инвертора И1 (VT1–VT4).

Структура многоуровневого инвертора зави-

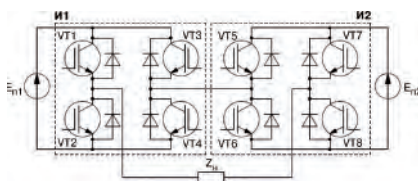


Рис. 11. Структура силовой части однофазного инвертора

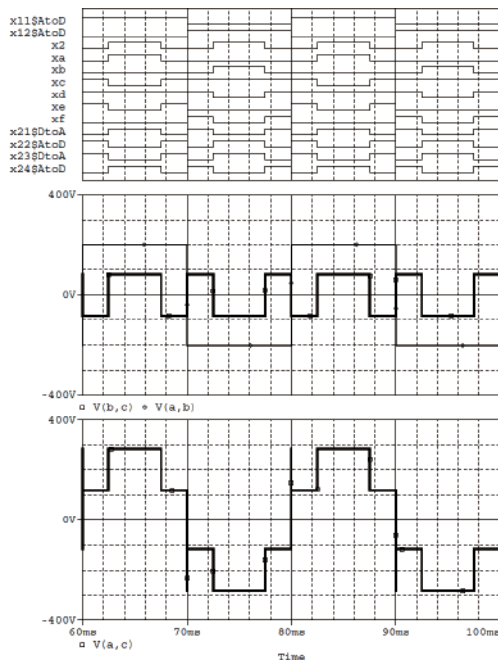


Рис. 12. Результаты моделирования: сигналы управления (вверху), выходные напряжения мостовых коммутаторов (в середине), выходное напряжение инвертора (внизу)

сит от способа формирования синтезированного выходного напряжения. Рассмотренный способ, основанный на вейвлетных преобразованиях, хорошо реализуется в каскадных инверторах, но для его реализации требуются независимые источники постоянного напряжения.

Выводы

Свойства вейвлетов позволяют использовать их не только для анализа процессов декомпозиции, но и для обратного процесса — суммирования сигналов. Рассмотренный способ синтеза на основе вейвлетных преобразований — полезный математический аппарат для формирования ступенчатых напряжений при разработке многоуровневых инверторов и алгоритмов управления такими инверторами.

Способ формирования ступенчатых напряжений на основе вейвлетных преобразований имеет ряд преимуществ по сравнению с традиционными способами. Инвертор с выходным напряжением, сформированным на основе вейвлетных преобразований позволяет обеспечить лучшую и более быструю адаптацию формы выходного напряжения к синусоидальной. Для аппроксимации низкого уровня, включая трех- и четырехуровневые инверторы, синтез с помощью вейвлетных преобразований имеет лучшие показатели и позволяет обеспечить лучшие формы аппроксимации (табл. 3). Кроме того, в формировании выходных напряжений с помощью вейвлетных преобразований обладает следующими свойствами:

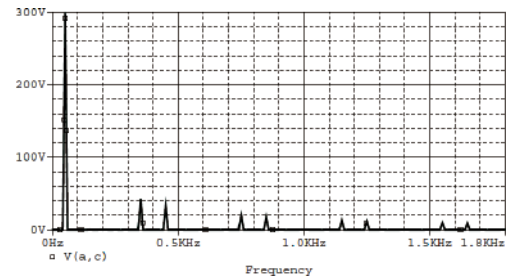


Рис. 13. Спектр выходного напряжения инвертора

- ☞ исключение низших из высших гармоник из спектра выходного напряжения при минимальном числе ступенек (уровней);
- ☞ относительно небольшая частота переключений всех мостовых коммутаторов инвертора;
- ☞ различные уровни мощностей мостовых коммутаторов (ячеек) инвертора;
- ☞ достаточно простая схема управления инвертором;
- ☞ возможность реализации схемы управления инвертором на основе микроконтроллера.

Благодаря своей универсальности, математическая модель инвертора, основанная на обратном вейвлетном преобразовании, позволяет разрабатывать структуры и алгоритмы управления инверторами.

Инверторы, разработанные на основе предложенного способа, могут быть использованы в мощных источниках бесперебойного питания, распределенных системах генерирования электроэнергии с источниками постоянного напряжения, например, солнечными батареями, ветроэнергетическими установками или топливными источниками с дискретными уровнями напряжения. Наличие таких источников позволяет легко группировать ячейки для обеспечения необходимых уровней ступенек многоуровневых инверторов.

Литература

1. Смоленцев Н. К. Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в MATLAB. — М.: ДМК Пресс, 2005. — 304 с., ил.
2. Добеши И. Десять лекций по вейвлетам. — Ижевск: НИЦ “Регулярная и хаотическая динамика”, 2001, — 464 с.
3. М. С. Беспалов. Математические методы в информатике и вычислительной технике. Учебное пособие в двух частях. Часть 2. Введение в прикладной гармонический анализ. — Владимир, 2007.

Анисимова Татьяна Викторовна, аспирант кафедры “Микроэлектронные системы” МАИ, тел.: +7 499 158-45-02;

Волков Вадим Иосифович, к. т. н., доцент кафедры “Вычислительные машины, системы и сети” МАИ, тел.: +7 499 158-43-82, e-mail: lasdov@gmail.com.

Г. С. Мыцык, Пью Мьинт Тхейн, Хлаинг Мин У

О ВЛИЯНИИ СТРУКТУРНО-АЛГОРИТМИЧЕСКОЙ ОРГАНИЗАЦИИ ИНВЕРТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ НА ИХ ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА

G. S. Mytsyk, Phyo Myint Thein,
Hlaing Min Uo

The Effect Of Voltage Inverters Structural And Algorithmic
Organization On Their Quality Characteristics

Статья посвящена исследованию алгоритмических возможностей улучшения показателей качества (уменьшения массы выходного фильтра, массы трансформатора и потерь в ключевых элементах) однофазного инвертора напряжения (ОИН) по нулевой схеме двухканального типа при фильтрации его выходного напряжения с помощью фильтров 2-х типов. На основе имитационного компьютерного моделирования представлены результаты сопоставительного анализа влияния фильтрации выходного напряжения на выбор параметров ОИН при четырех алгоритмах его формирования: меандр, квазимеандр, двухполярная ШИМ и однополярная ШИМ по синусоидальному закону. Даются рекомендации по проектированию такого типа устройств.

Ключевые слова: инвертор, фильтрация напряжения, алгоритмы формирования напряжения, LC фильтр, резонансная цепочка, имитационное компьютерное моделирование, параметрическая оптимизация.

The article deals with the algorithmic possibilities for improving quality (reducing the mass of output filter, mass of transformer and losses in the switching elements) of two-channel center-tap single-phase voltage inverter (SVI) scheme when filtering its output voltage by means of two types of filters. On the basis of computer simulation comparative analysis results of the influence of output voltage filtering on the choice of SVI parameters under four algorithms of its formation (meander, quasi-meander, bipolar and unipolar sinusoidal PWM) are presented.

Keywords: inverter, filtering the voltage, voltage forming algorithms, LC filter, resonance filter, computer simulation, parametric optimization.

В электротехнике в различного рода системах (в различных ее областях) широкое применение находят устройства силовой электроники (УСЭ), которые обеспечивают согласование параметров электроэнергии располагаемого первичного источника питания с требуемыми для конкретного потребителя (или совокупности потребителей) ее параметрами. Инверторы напряжения (ИН) являются одним из классов УСЭ, широко используемых для решения этой задачи.

Первый этап проектирования ИН начинается с процедуры их структурно-алгоритмического синтеза (САС). Неоднозначное решение этой задачи определяется многообразием областей их применения, связанным с этим различным перечнем требований технического задания (ТЗ) и различной совокупностью показателей качества, по которым осуществляется проектирование ИН. Показатели качества (ПК) ИН определяются его структурой и алгоритмом переключения ключей (АПК). Таким образом, этап САС ИН определяется, прежде всего, процедурой выбора (или синтеза) рациональной для данного применения структуры и его АПК. Проведенные исследования показывают, что такие ПК, как массогабаритные показатели ИН и искажения выходного напряжения, во многом определяются именно выбранным АПК или иначе – алгоритмом формирования его напряжений (АФН). В данной статье на конкретном примере показаны алгорит-

мические возможности (от простого к сложному) улучшения ПК ИН при условии фильтрации его выходного напряжения.

Рассматриваемый объект и уровень системности его проектирования

В качестве исследуемой схемы возьмем однофазный инвертор (ОИН) по нулевой схеме, которую в многоканальном варианте будем обозначать нулевой инверторной ячейкой (НИЯ). По энергетическому критерию (КПД) это наиболее рациональное решение при использовании напряжения питания низкого уровня ($E_{\Pi} = 12 \dots 30 \text{ В}$) [1, 2, 3]. Для выходной мощности ОИН $S_2 = 1000 \text{ ВА}$ при современной элементной базе целесообразно использовать именно двухканальную структуру ОИН, т. е. выполненную в виде двух НИЯ (рис. 1). По сравнению с одноканальным вариантом она позволяет использовать менее мощные транзисторы и диоды, а также несколько снизить суммарные потери в них. Каждая НИЯ содержит два явно выраженных звена: полупроводниковую часть и трансформатор напряжения. Выходное напряжение ОИН формируется посредством соответствующего АПК НИЯ. Для решения поставленной в настоящей работе задачи рассматриваются четыре АФН (рис. 2): 1) – меандр; 2) – квазимеандр с паузой $\pi/3$ между полуволнами напряжения; 3) – двухполярная широтно-импульсная модуляция – ШИМ (ДШИМ); 4) – однополяр-

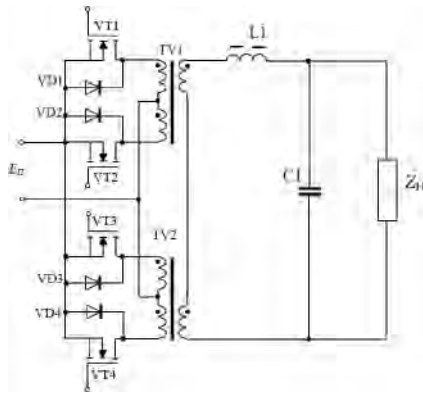


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема силовой части двухканального однофазного инвертора напряжения (ОИН) по нулевой схеме

ная ШИМ (ОШИМ). Закон модуляции у ДШИМ и ОШИМ синусоидальный. Результирующее выходное напряжение ОИН по рис. 1 формируется путем последовательного суммирования выходных напряжений первого и второго каналов.

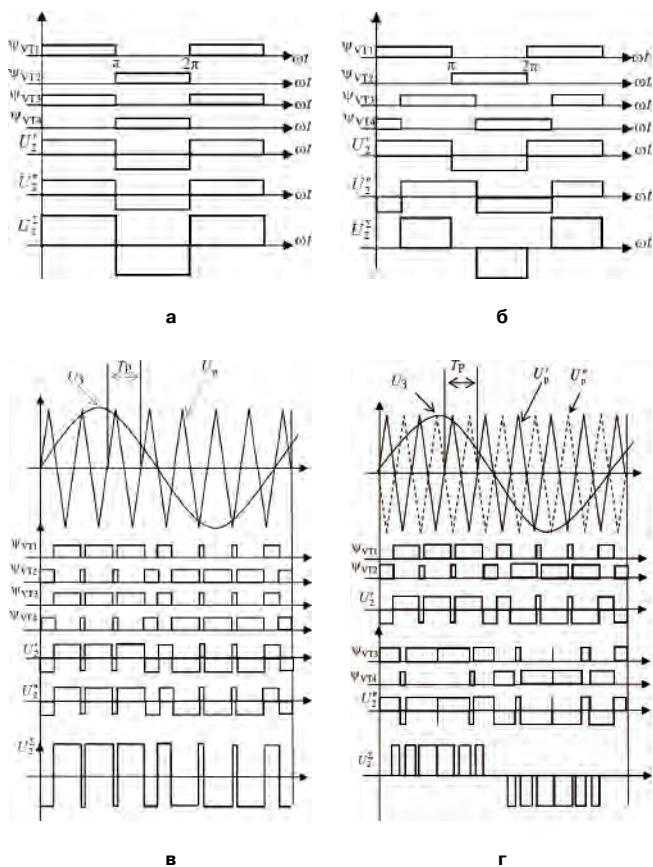


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие 4 варианта алгоритма формирования выходного напряжения ОИН по рис. 1:
 а – меандр; б – квазимеандр; в – ДШИМ; г – ОШИМ;
 $\psi_{VT1} - \psi_{VT4}$ – алгоритмы переключения ключей;
 $U_2'; U_2''$ – напряжения двух вторичных обмоток трансформатора;
 U_2^{Σ} – суммарное напряжение вторичных обмоток трансформатора;
 $U_2^{\Sigma} = U_2' + U_2''$; U_a, U_p – напряжения задающего и развертывающего генераторов; T_p – период развертки

Полученное напряжение по критерию его искажений не приемлемо, и для доведения его до требуемого уровня используется фильтрация. Дальнейшее исследование включает в себя следующие шаги: 1) – для каждой формы напряжения определяется произведение параметров фильтра LC , обеспечивающее заданное значение его коэффициента гармоник; 2) – при выбранном произведении $LC = const$ проводится серия (например, $N = 4$) численных экспериментов для различных сочетаний значений параметров L и C , и в соответствии с заданными критериями проектирования определяется наиболее рациональное значение параметров L и C ; 3) – для каждого варианта (из серии N) определяются: габаритная мощность трансформаторов, дросселя индуктивности фильтра и результирующая масса фильтра, потери в ключевых элементах (КЭ) ОИН и их коэффициент токовой подгрузки, а также коэффициент переразмеривания габаритной мощности трансформаторов, обусловленный не жесткостью внешней характеристики ОИН; 4) – для простейших АФН рассматриваются две топологии выходного фильтра – Г-образный LC -фильтр и комбинированный фильтр (его топология рассмотрена далее) и дается их сопоставительная оценка по установленной мощности и массе.

Решение поставленной задачи в общем виде крайне сложно. Поэтому исследование проводится на конкретном примере ОИН со следующими исходными данными: напряжение питания – $E_{п} = 12$ В; выходная мощность – $S_{2(1)} = 1000$ ВА; действующее значение основной гармоники выходного напряжения – $U_{2(1)} = 220$ В; выходная частота – $f_2 = 50$ Гц; коэффициент мощности нагрузки – $\cos\varphi_{2(1)} = 0,8$ (индуктивный); коэффициент гармоник выходного напряжения – $K_{Г(L)} \leq 0,05$. В качестве средства решения поставленной задачи использовалось имитационное компьютерное моделирование (ИКМ) на основе программного обеспечения OrCAD 9.2 (*PSpice Schematics*).

Принятые при ИКМ допущения и упрощения

1) В качестве КЭ используется идеализированный ключ, управляемый напряжением и имеющий большое значение сопротивления в закрытом состоянии ($R_{off} = 1$ МОм) и малое значение сопротивления в открытом состоянии ($R_{on} = 0,0028$ Ом), которые соответствуют параметрам конкретного транзистора IRFP3077PbF, выпускаемого фирмой “International Rectifier” [4];

2) Чтобы избежать сквозных токов (типа КЭ-диод) в НИЯ в качестве диодов необходимо использовать в реальных решениях сверхбыстрые диоды. При моделировании можно (и целесообразно) использовать идеальные диоды, которые характеризуются весьма малыми значениями времен включения и выключения (порядках единиц нс). Это позволяет

получить при ИКМ качественные осциллограммы (без паразитных процессов), близкие к идеальным;

3) потери в магнитопроводах трансформаторов и дросселя фильтра, а также нелинейность материалов их магнитопроводов не учитываются; 4) активное сопротивление дросселя не учитывается, поскольку оно не менее, чем на два порядка меньше индуктивного сопротивления. Нужно заметить, что, хотя замена транзисторов и диодов упрощенными и их моделями и характеризует исследование как макромоделирование, однако, такой подход в данном случае правомерен и оправдан, так как обеспечивает достаточно точное воспроизведение рабочих процессов в соответствии с проектным замыслом и позволяет при этом решить большинство проектных задач с вполне приемлемой (допустимой) для инженерной практики точностью – не хуже, по крайней мере, 5%.

С позиции же решаемых в данной работе задач принятые допущения и упрощения мало влияют на получаемые результаты. Функциональная модель трансформатора, отражающая две его основные функции – коэффициент трансформации и гальваническую развязку, в среде *OrCAD* задается значениями главных (рабочих) индуктивностей обмоток, посредством которых и осуществляется собственно процесс трансформации параметров энергетического потока. Значения этих индуктивностей задаются, исходя из представлений о типовом значении тока холостого хода трансформатора – I_{1xx} , который определяется мощностью трансформатора и значением частоты, на которой он работает: $I_{1xx} = (0,03...0,06) \cdot I_{1(ном)}$.

На первом этапе исследования для ОИН с рассматриваемыми вариантами АФН сформированы имитационные компьютерные модели (ИК-модели). Результаты ИКМ подтвердили полное их соответствие проектному замыслу (рис. 3).

В начале исследования возьмем самую простую форму выходного напряжения – меандр. На практике выходное напряжение с такой формой часто не приемлемо, и требуется дополнительная его фильтрация. Для решения этой задачи на первом этапе возьмем простейший Г-образный L_1C_1 фильтр, предварительные значения параметров которого рассчитаем в режиме холостого хода (ХХ). Согласно методике, изложенной в [6], требуемое значение произведения L_1C_1 определяется путем использования зависимости $K_{Г(U)} = f(K_{oc(n)})$, полученной с учетом нескольких ближайших высших гармоник (рис. 4), а также путем использования известной из [6] модели

$$L_1C_1 = \frac{K_{oc(n)}}{n^2 \cdot \omega_1^2} \quad (1)$$

где n – номер ближайшей по частоте высшей гармоники; ω_1 – частота основной гармоники; $K_{oc(n)}$ – коэффициент ослабления n -ой гармоники.

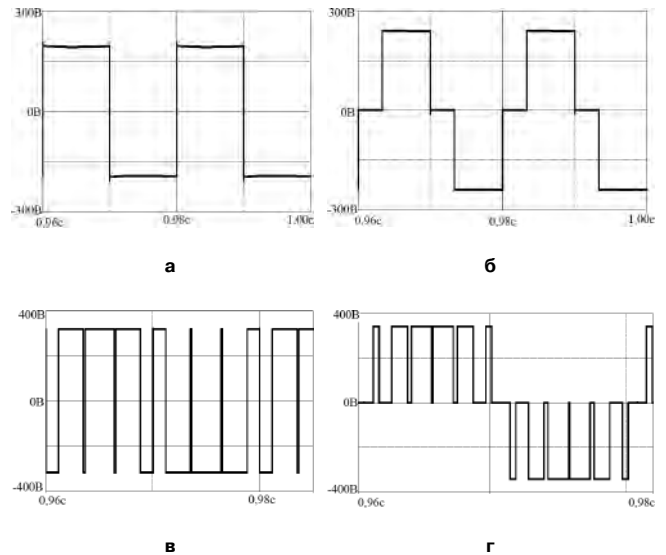


Рис. 3. Полученные на основе ИКМ временные диаграммы выходного напряжения ОИН с 4-мя исследуемыми алгоритмами формирования выходного напряжения (АФН): а – меандр; б – квазимеандр; в – ДШИМ; г – ОШИМ

Алгоритм определения L_1C_1 следующий: зная частоту $\omega_1 = 2\pi L_1C_1$ (50Гц), значение n (для меандра $n=3$), на основе графика на рис. 4 для требуемого значения $K_{Г(U)} = 0,05$ получаем необходимое значение коэффициента $K_{oc(n)} = K_{oc(3)} = 3, 5$, а затем искомое значение произведения L_1C_1 :

$$L_1C_1 = \frac{3,5+1}{3^2 \cdot (2\pi \cdot 50)^2} = 5066 \text{ мГн} \cdot \text{мкФ}.$$

При необходимости дальнейшее его уточнение (в том же режиме ХХ) наиболее целесообразно произвести, используя ИКМ.

Корректировка найденного значения произведения L_1C_1 с учетом R_L

Дальнейшая конкретизация постановки задачи

Поставленную задачу решим при следующих критериях проектирования: а) заданное качество выходного напряжения с $K_{Г(U)} \leq 0,05$; б) минималь-

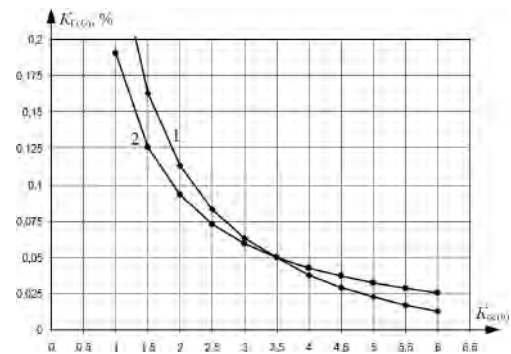


Рис. 4. Зависимость коэффициента гармоник выходного напряжения после Г-образного фильтра – $K_{Г(U)}$ от коэффициента ослабления ближайшей высшей гармоники напряжения – $K_{oc(n)}$ для 2-х различных АФН: 1 – меандр ($n=3$) и 2 – пьедестал ($n=5$)

ная результирующая масса фильтра и трансформатора; в) минимальные потери в КЭ, определяемые коэффициентом токовой подгрузки $K_{тп} = I_{L1}/I_H$; г) допустимая не жесткость внешних характеристик. В теории принятия оптимальных решений данная постановка задачи характеризуется как многокритериальное проектирование. Для ее решения потребовалось бы определение весовых коэффициентов для каждого из критериев, что возможно лишь при конкретно поставленном техническом задании. Целью настоящей статьи не является точное решение такой задачи. Ее цель состоит в формировании подхода в направлении системного проектирования многопараметрической задачи путем создания (применительно к рассматриваемому здесь типу устройств) необходимого информационно-методического базиса.

Алгоритм решения

Масса дросселя индуктивности фильтра и трансформатора определяется путем использования зависимостей $G_{L1} = f(W_{L1})$ и $G_{TV} = f(S_{TV}^r)$, полученных на основе методики [5] (рис. 5), где $W_{L1} = I_L^2 L_1 / 2$ – энергия дросселя фильтра; (S_{TV}^r) – габаритная мощность трансформатора, определяемая по формуле:

$$S_{TV}^r = \frac{1}{2} [2 \cdot U_1 I_1 + U_2 I_2], \quad (2)$$

где U_1, I_1 и U_2, I_2 – действующие значения напряжения и тока в первичной полуобмотке и вторичной обмотке трансформатора соответственно. Модельное описание зависимостей $G_{L1} = f(W_{L1})$ и $G_{TV} = f(S_{TV}^r)$ по рис. 5, полученное на основе программы *Excel*, может быть представлено в виде следующих полиномов, знание которых может быть полезным при автоматизации системного проектирования:

$$G_{L1} = 0,1154 W_{L1}^3 - 0,998 W_{L1}^2 + 6,1118 W_{L1} + 0,184; \quad (3)$$

$$G_{TV} = 3 \cdot 10^{-12} (S_{TV}^r)^4 - 10^{-10} (S_{TV}^r)^3 - 5 \cdot 10^{-6} (S_{TV}^r)^2 + 0,0134 (S_{TV}^r) + 0,1613; \quad (4)$$

Общие потери в КЭ определяют также с помощью ИКМ, используя следующее известное выражение:

$$\Delta P_{VT} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} u_{VT} \cdot i_{VT} \cdot dt. \quad (5)$$

Алгоритм расчета потерь по выражению (5) на основе ИКМ следующий.

1-й шаг: определение мгновенного значения напряжения на ключевом элементе (КЭ) – $u_{VT}(t)$ на отрезке времени, равном одному или нескольким периодам, например, $T_2, 2T_2$, где $T_2 = 20$ мс – период выходного напряжения;

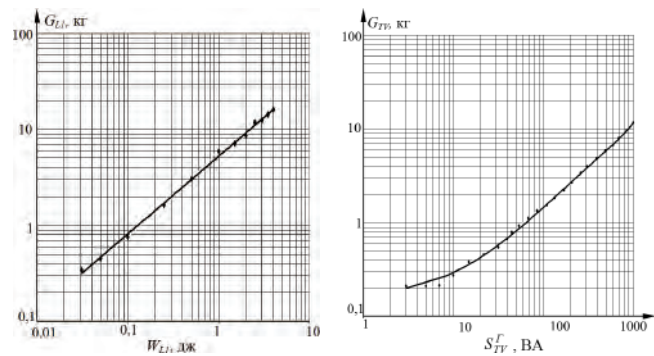


Рис. 5. Зависимости массы активных материалов дросселей от их энергии] (а); массы трансформатора от габаритной мощности (б), полученные на основе методики [5] для $f = 50$ Гц при использовании ленточных магнитопроводов из стали марок 3411 (Э310) толщиной $\Delta_{ст} = 0,35$ мм

2-й шаг: определение мгновенного значения тока через КЭ – $i_{VT}(t)$;

3-й шаг: вычисление произведения этих 2-х функций:

$$\Delta p_{VT}(t) = u_{VT}(t) \cdot i_{VT}(t); \quad (6)$$

4-й шаг: интегрирование этого произведения – берется неопределенный интеграл:

$$\int \Delta p_{VT}(t) dt; \quad (7)$$

5-й шаг: Используя результаты, определим далее значение потерь в КЭ путем взятия определенного интеграла в соответствии с моделью (5) следующим образом:

$$\Delta P_{VT} = \frac{B - A}{T}, \quad (8)$$

где: A, B – значения функционала в начале и в конце периода соответственно; T – значение расчетного периода.

Далее выбираем тип конденсатора, например К75-10, и определяем его массу, используя справочные данные в [7].

На рис. 6 представлены результаты ИКМ процедуры выбора уточненного значения произведения $L_1 C_1$ и рационального значения его сомножителей L_1 и C_1 . Задача решается численным методом. Вариационное исследование выполнено при 5-ти значениях произведения $L_1 C_1$ ($L_1 C_1 = 5066; 5600; 6500; 8000; 8500$ мГн·мкФ) в зависимости от изменения отношения L_1/C_1 [мГн/мкФ]. На основе полученных результатов (рис. 6) можно сделать следующие выводы.

► С ростом $L_1 C_1$ коэффициент гармоник выходного напряжения – $K_{Г(U)}$ улучшается, что и следовало ожидать (рис. 6а).

► При одном и том же значении $L_1 C_1$ с ростом значения параметра L_1/C_1 показатель $K_{Г(U)}$ ухудшается (возрастает). Основная причина этого заключается в дополнительном уменьшении эффективного

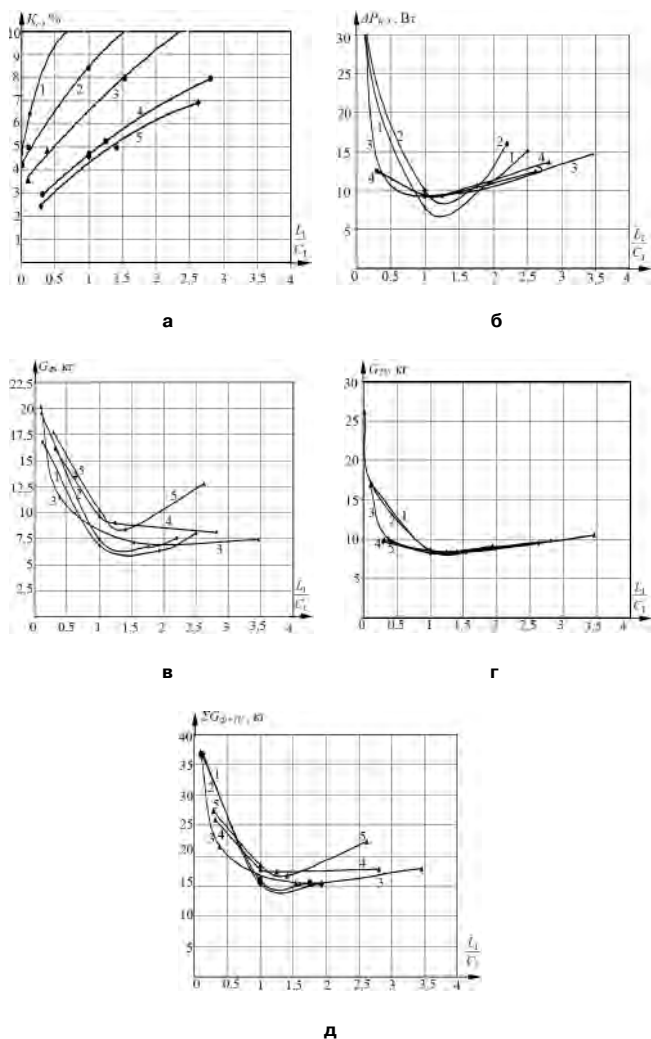


Рис. 6. Результаты корректировки значения произведения $L_1 C_1$ с учетом R_L нагрузки и определения рациональных значений L_1 и C_1 в зависимости от заданных критериев проектирования: зависимости коэффициента гармоник выходного напряжения $K_{T(\omega)}$ после фильтрации (а); потерь ΔP_{K3} в КЭ (б); массы фильтра G_F (в); массы трансформатора G_{TV} (г); суммарной массы фильтра и трансформатора ΣG_{F+TV} (д) от параметра (L_1/C_1) [мГн/мкФ] для различных значений произведения $L_1 C_1$:
 1 – 5066 мГн·мкФ; 2 – 5600 мГн·мкФ; 3 – 6500 мГн·мкФ;
 4 – 8000 мГн·мкФ; 5 – 8500 мГн·мкФ

значения произведения $L_1 C_1$ фильтра ($L_1 C_{1эфф} < L_1 C_1$) из-за компенсации емкости фильтра индуктивностью нагрузки, которое может быть определено следующим образом:

$$L_1 C_{1эфф} = L_1 C_{1(p)} = L_1 (C_{1(0)} - C_{1(k)}) = L_\Phi \cdot \left(C_{1(0)} - \frac{I_H^2}{U_C^2} L_H \right), \quad (9)$$

где L_1 – значение индуктивности дросселя; $C_{1эфф} = C_{1(p)}$ – резонансное значение емкости фильтра; $C_1 = C_{1(0)}$ основное (базовое) значение емкости фильтра; $C_{1(k)}$ – часть емкости, скомпенсированная индуктивностью нагрузки; I_H – ток нагрузки; L_H – индуктивность нагрузки; U_C – напряжение на конденсаторе.

► Проведенный анализ также показал, что диапазон изменения отношения $L_1/C_1 = 1 \dots 1,5$ обеспечивает наименьшие значения: а) потерь в КЭ; и б) массы фильтра и трансформатора (рис. 6б–д). Таким образом, для напряжения с формой меандр при выше указанных критериях проектирования (и заданной мощности) наиболее рациональное значение параметра $L_1 C_1$ находится в области $L_1 C_1 = 8000 \dots 8500$ мГн·мкФ. Для конкретного применения можно рекомендовать следующие значения параметров: $L_1 C_1 = 8200$ мГн·мкФ; $L_1/C_1 = 1,2$ [мГн/мкФ] ($L_1 = 100$ мГн; $C_1 = 82$ мкФ).

Фильтрация напряжения с формой меандр с помощью комбинированного фильтра

Известно, что для фильтрации “плохих” (т. е. низкочастотных) спектров целесообразно использовать комбинированный фильтр, выполненный в виде основного Г-образного $L_1 C_1$ фильтра (с параметрами, выбранными из условия требуемого ослабления 5-й гармоники напряжения) и резонансной цепочки $L_p C_p$ (с параметрами, рассчитанными на резонанс 3-й гармоники) [8] – (рис. 7). Параметры $L_1 C_1$ Г-образного фильтра для ослабления 5-й гармоники выбираем по методике, изложенной в [5], а параметры $L_p C_p$ резонансной цепочки для 3-й гармоники определяем по формуле (10):

$$L_p C_p = \frac{1}{(2\pi f_p)^2}, \quad (10)$$

где $f_p = 3f_2$ – резонансная частота 3-й гармоники. Отношение L_p/C_p возьмем таким же, как и при однозвенном Г-образном фильтре.

Проверим эффективность комбинированного фильтра для ОИН с АФН меандр. Конечной целью исследования является сопоставительный анализ по суммарной массе фильтра и трансформатора выходных фильтров 2-х модификаций: Г-образного фильтра и комбинированного фильтра. На основе серии проведенных вариационных экспериментов установлено, что при данном АФН комбинированный фильтр обеспечивает лучший результат по суммарной массе указанных элементов в сравнении с одиночным Г образным $L_1 C_1$ фильтром. Результаты минимизации параметров 2-х типов фильтров – Г-образного фильтра и комбинированного фильтра, полученные на основе проведенного ИКМ, представлены в табл. 1.

Алгоритм исследования процессов фильтрации напряжения со 2-м АФН аналогичен выше приве-

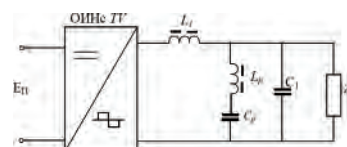


Рис. 7. Блок схема однофазного инвертора напряжения (ОИН) двухканального типа с выходным комбинированным фильтром

Таблица 1. Результаты анализа 2-х топологий выходного фильтра для ОИН с АФН меандр при $S_2 = 1000$ ВА, $f_2 = 50$ Гц, $U_{2(1)} = 220$ В

Параметр	Топология фильтра		
	Г-образный фильтр	Комбинированный фильтр	
	$L_1 C_1 = 8200$ мГн · мкФ $L_1 = 100$ мГн; $C_1 = 82$ мкФ	$L_1 C_1 = 2800$ мГн · мкФ (на 5 гармонику) $L_1 = 56$ мГн; $C_1 = 50$ мкФ	$L_3 C_3 = 1126$ мГн · мкФ (на 3 гармонику) $L_3 = 50$ мГн; $C_3 = 22,52$ мкФ
Коэффициент гармоник напряжения после фильтра – K_r [%]	4,94	4,97	
Энергия дросселя – W_{L1} [дж]	1,152	0,5313	0,1134
Активная масса дросселя – G_{L1} [кг]	6,077	3,167	0,864
Масса конденсатора при использовании К75-10 – G_C [кг]	3,24	1,95	0,924
Суммарная масса фильтра – $G_\Phi = G_{L\Sigma} + G_{C\Sigma}$ [кг]	9,317	6,905	
Габаритная мощность трансформатора – S_{TV} [ВА]	769	845,7	
Масса трансформатора – G_{TV} [кг]	8,513	9,392	
Суммарная масса фильтра и трансформатора $G_\Phi + G_{TV}$ [кг]	17,83	16,297	
Суммарные потери в ключевых элементах (в транзисторах и диодах) – ΔP_{VT} [Вт]	9,93	10	

денному алгоритму. Исследования показали, что использование комбинированного фильтра при 3-м и 4-м АФН положительного результата не дает. Временные диаграммы, полученные на осно-

ве ИКМ рабочих процессов в ОИН с 4-ми АФН представлены на рис. 8 и 9. Результаты численных экспериментов сведены в табл. 1 и 2, а также представлены графиками на рис. 11 и 12.

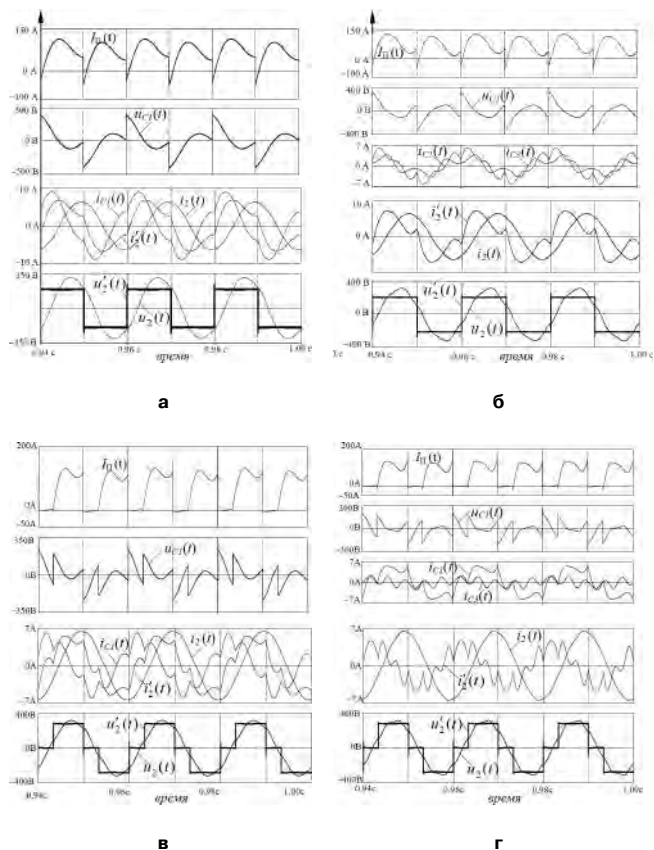


Рис. 8. Результаты ИКМ процессов ОИН с 2-мя топологиями выходного фильтра при АФН меандр (а), (б) и квазигеандр (в), (г): $i_n(t)$ – потребляемый ОИН ток; $i_2(t)$ – ток через индуктивность фильтра; $i_{c1}(t)$ – ток через конденсатор; $i_2(t)$ – ток нагрузки; $u_2'(t)$, $u_2(t)$ – напряжения до и после фильтра; $i_{c3}(t)$ – ток через резонансную цепочку

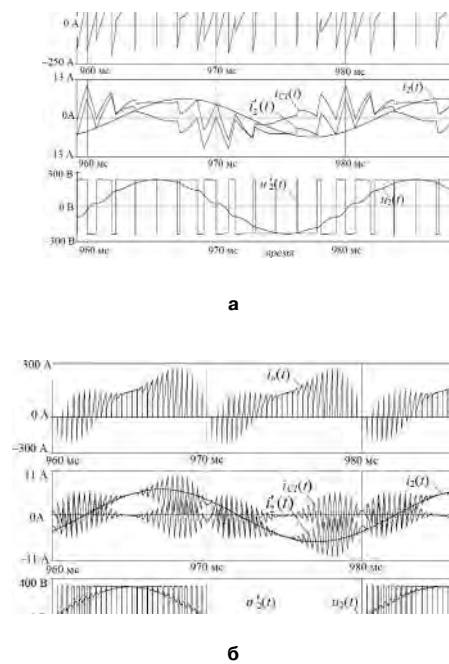


Рис. 9. Результаты ИКМ процессов ОИН с выходным Г-образным фильтром:
 а – при ДШИМ с параметрами: $L_1 = 25$ мГн; $C_1 = 50$ мкФ; $K_{r(u2)} = 4,9\%$; $\xi = f_T/f_2 = 12$;
 б – при ОШИМ с параметрами: $L_1 = 3$ мГн; $C_1 = 9$ мкФ; $K_{r(u2)} = 4,99\%$; $\xi = f_T/f_2 = 30$.
 Для исходных данных: $S_2 = 1000$ ВА; $U_2 = 220$ В; $f_2 = 50$ Гц. Обозначения величин всех рабочих процессов такие же, как и на рис. 8.
 Значения показателей качества:
 – при ДШИМ: масса фильтра $G_\Phi = 3,318$ кг; масса трансформатора $G_{TV} = 12,83$ кг; суммарная масса $G_{\Sigma(TV+\Phi)} = 16,145$ кг; потери в КЭ $\Delta P_{КЭ} = 21$ Вт;
 – при ОШИМ: $G_\Phi = 0,894$ кг; $G_{TV} = 11,833$ кг; $G_{\Sigma(TV+\Phi)} = 12,73$ кг; $\Delta P_{КЭ} = 19,95$ Вт

Таблица 2. Результаты анализа 2-х топологий выходного фильтра для ОИН с АФН – квазимеандр при $S_2=1000$ ВА, $f_2 = 50$ Гц, $U_{2(1)} = 220$ В

Параметр	Вариант	Г-образный фильтр			Комбинированный фильтр	
		1	2	3	L_1C_1 на 7-ю гармонику	L_2C_3 на 5-ю гармонику
L_1C_1 [мГн · мкФ]		2500	2500	2500	1120	405,3
Распределение параметров L_1 [мГн] и C_1 [мкФ]		$L_1 = 60$ $C_1 = 41,67$	$L_1 = 50$ $C_1 = 50$	$L_1 = 25$ $C_1 = 100$	$L_1 = 28$ $C_1 = 40$	$L_1 = 50$ $C_1 = 8,106$
Коэффициент гармоник выходного напряжения после фильтра – K_r [%]		4,83	4,5	3,74	4,88	
Энергия дросселя – $W_L = I_L^2 L_{\Phi} / 2$ [Дж]		0,4152	0,363	0,4147	0,215	0,035
Активная масса дросселя – G_L [кг]		2,558	2,277	2,555	1,453	0,396
Масса конденсатора при использовании К75-10 – G_C [кг]		1,668	1,950	3,900	1,560	0,368
Суммарная масса выходного Г – образного фильтра – $G_{\Phi} = G_L + G_C$ [кг]		4,226	4,227	6,455	3,777	
Габаритная мощность трансформатора – S_{TV} [ВА]		866,8	844,48	1098,7	867,83	
Масса трансформатора – G_{TV} [кг]		9,53	9,377	–	9,658	
Суммарная масса фильтра и трансформатора $G_{\Phi} + G_{TV}$ [кг]		13,756	13,604	–	13,435	
Потери в 4-х ключевых элементах на основе ИКМ [Вт]		13,76	12,57	21,26	13,210	

Для иллюстрации достаточно сложных физических процессов, происходящих при фильтрации напряжения, а также с целью дополнительной проверки на адекватность полученных с помощью ИКМ результатов выполнена серия численных экспериментов, на основе которых построены векторные диаграммы (рис. 10). Факт полной сходимости (с высокой точностью) векторных диаграмм свидетельствует о том, что при ИКМ ошибки отсутствуют. Диаграммы построены при $U_{2(1)m} = 310$ В = const; $I_{2(1)m} = 6,43$ А = const; $\cos\varphi_{2(1)} = 0,8 = \text{const}$. Они соответствуют наиболее рациональным значениям параметров фильтров, представленным: для 1-го и 2-го АФН в табл. 1 и 2 соответственно, а для 3-го и 4-го АФН в подрисунковой подписи к рис. 9.

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы.

➤ Для заданной выходной мощности ОИН ($S_2 = 1000$ ВА, $U_2 = 220$ В, $\cos\varphi U_2 = 0,8$) при алго-

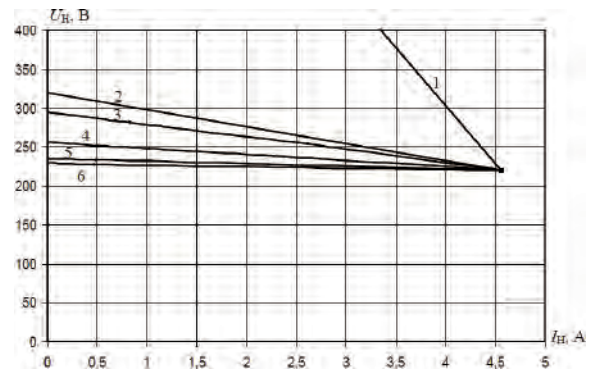


Рис. 11. Внешняя характеристика ОИН для 4-х вариантов алгоритма формирования напряжения (АФН): для меандра: 1 – Г-образный фильтр (ГФ); 2 – комбинированный фильтр (КФ); для квазимеандра: 3 – ГФ; 4 – КФ; для ДШИМ (5) и ОШИМ (6) с ГФ

ритме формирования его выходного напряжения (АФН) с ОШИМ (с параметрами: тактовая частота – $f_T = 1500$ Гц; выходная частота – $f_2 = 50$ Гц; кратность этих частот – $\xi = f_T/f_2 = 30$) и заданном пара-

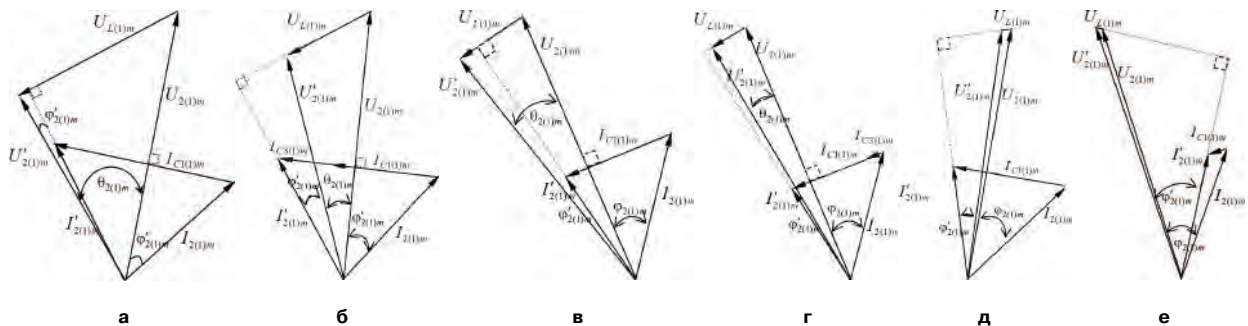


Рис. 10. Векторные диаграммы, построенные для амплитуд основных гармоник напряжений и токов в элементах фильтра и нагрузки: $U_{2(1)m}$, $I_{2(1)m}$ – напряжение и ток после фильтра; $U_{L(1)m}$ – напряжение на индуктивности дросселя фильтра; $U_{C(1)m}$, $I_{C(1)m}$ – напряжение и ток после фильтра; $I_{C1(1)m}$ – ток через конденсатор Г-образного фильтра; $I_{C3(1)m}$ – ток через конденсатор резонансной цепочки. а, б – для меандра; в, г – для квазимеандра при использовании 2-х топологий фильтра (Г-образный – а, в; комбинированный – б, г; д, е – для ДШИМ и ОШИМ соответственно (с Г-образным фильтром))

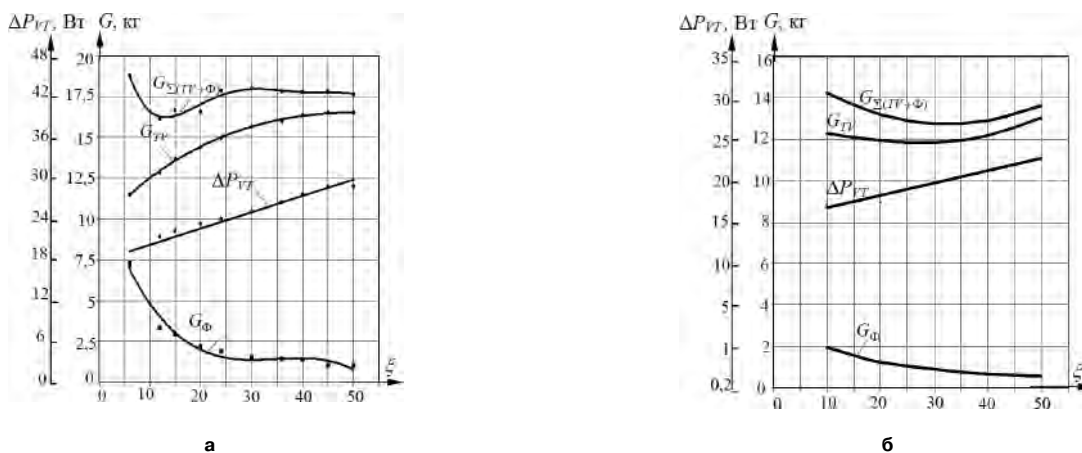


Рис. 12. Результаты системного проектирования ОИН для двух АФН (ДШИМ – а, ОШИМ – б): масса трансформатора – G_{TV} ; масса фильтра – G_{Φ} ; суммарная их масса – $G_{\Sigma(TV+\Phi)}$, потери в ключевых элементах – ΔP_{TV} в функции параметра ξ (отношения тактовой частоты f_T к выходной частоте f_2)

метре $K_{\Gamma(U)} \leq 0,05$ масса выходного фильтра ОИН уменьшается примерно в 11 раз по сравнению с простейшим АФН (вида меандр).

► Наиболее рациональное значение параметра ξ , обеспечивающее минимальную суммарную массу электромагнитных узлов – ЭМУ (трансформатор + фильтр) $\Sigma G_{TV+\Phi}$, находится в области $\xi = 12...15$ для АФН с ДШИМ, а для АФН с ОШИМ $\xi = 30...35$ (рис. 12а, б).

► Масса трансформатора при 1-м и 2-м АФН несколько лучше, чем при 3-м 4-м АФН. Объяснение этого, на первый взгляд, неожиданного факта заключается в следующем: при 1-м и 2-м АФН для фильтрации требуется большие значения параметров L и C фильтра. Увеличение параметров L и C приводит к уменьшению собственной частоты – f_0 . Однако, с приближением частоты f_0 к выходной частоте f_2 из-за резонансного усиления основной гармоники ее напряжение возрастает, что приводит к необходимости снижения напряжения вторичной обмотки и, в конечном счете, к уменьшению массы трансформатора.

► Суммарная масса ЭМУ при использовании АФН с ОШИМ с параметрами (по п.1) меньше примерно в 1,5 раза, чем при АФН (вида меандр), а по сравнению с АФН кваземеандр при использовании только Г-образного фильтра выигрыш по массе $\Sigma G_{TV+\Phi}$ равен 870 грамм; при использовании же комбинированного фильтра этот выигрыш снижается до 700 г. Что касается общих потерь в ключевых элементах (КЭ) при АФН с ОШИМ, то они возрастают примерно в 2 раза по сравнению с 1-м АФН и в 1,5 раза по сравнению со 2-м АФН.

► 2-й АФН (кваземеандр) при использовании комбинированного фильтра на выходе ОИН обеспечивает лучшие результаты по суммарной массе ЭМУ по сравнению с 3-м АФН (ДШИМ) по той же причине, что и в п. 2.

► При низкочастотных спектрах выходного

напряжения ОИН (т. е. при 1-м и 2-м АФН) для фильтрации целесообразно использовать комбинированный фильтр, а для высокочастотных спектров (при ДШИМ и ОШИМ) достаточно использовать Г-образный фильтр.

Выводы

1. Систематизирована информация по использованию алгоритмических возможностей для улучшения показателей качества однофазного инвертора напряжения (ОИН), преобразующего напряжение постоянного тока низкого уровня (порядка 12 В) в напряжение переменного тока (с частотой 50 Гц) более высокого уровня (220 В) при условии фильтрации его выходного напряжения.

2. Представлены результаты сопоставительного анализа показателей качества (искажений выходного напряжения, массы фильтра, массы трансформатора, потерь в ключевых элементах) ОИН, полученные на основе имитационного компьютерного моделирования (ИКМ), при различных алгоритмах формирования его выходного напряжения.

3. Полученные (на количественном уровне) результаты дают основание для следующего вывода: наилучшие показатели качества (по суммарной массе трансформатора и фильтра) и по искажениям выходного напряжения обеспечивает алгоритм ОШИМ.

4. Предложен подход к системному проектированию одного класса устройств силовой электроники – инверторов напряжения, и на основе имитационного компьютерного проектирования созданы информационно-методические предпосылки, обеспечивающие его реализацию.

Литература

1. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.

2. *Мыцык Г. С., Михеев В. В., Фридман П. М.* Многоканальное построение преобразователей с промежуточным высокочастотным преобразованием // *Электричество*. – 1992, № 4, С. 22–31.

3. *Мыцык Г. С.* Основы теории структурно-алгоритмического синтеза источников вторичного электропитания. Учебное пособие. – М.: Моск. энерг. ин.-т, 1989. – 109 с.

4. <http://www.newark.com/international-rectifier/irfp3077pbf/n-ch-mosfet-75v-200a-to-247ac/dp/08N6349>.

5. *Белопольский И. И., Каретникова Е. И., Пикалова Л. Г.* Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Энергия, 1973. – 399 с.

6. *Мыцык Г. С., Берилов А. В., Михеев В. В.* Поиск проективное проектирование устройств силовой электроники (трансформаторно-полупроводниковые устройства): учебное пособие. – М.: Издательский дом МЭИ, 2010. – 284 с.

7. *Берзан В. П., Геликман Б. Ю., Гураевский М. Н.* и др. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки: Справочник; Под ред. Г. С. Кучинского. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 656 с.

8. *Мыцык Г. С., Хлаинг Мин У.* Вопросы структурно-алгоритмического и параметрического синтеза бортовых инверторов напряжения с промежуточным высокочастотным преобразованием // Научно-технические проблемы электропитания / Труды Всероссийской науч.-техн.-конф. – М.: Изд-во МАИ, 2006. – С. 53–58.

Мыцык Геннадий Сергеевич, д. т. н., профессор кафедры ЭКАО МЭИ, тел.: +7(916) 967-39-73, e-mail: mytsykgs@rambler.ru;

Пью Мьинт Тхейн (Союз Мьянма), аспирант 2-го года кафедры ЭКАО МЭИ, тел.: +7(926) 484-54-93.

Г. А. Белов, С. Г. Белов

СИНТЕЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДВУХФАЗНЫМ КОРРЕКТОРОМ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ НА МИКРОСХЕМЕ UCC28070

G. A. Belov,
S. G. BelovSynthesis of Control System for Two-Phase Power Factor
Correction Based On IC UCC28070

Анализируются особенности структуры и функционирования микросхемы UCC28070 в составе двухфазного корректора коэффициента мощности (ККМ), обосновываются методики синтеза контуров управления входным током и выходным напряжением ККМ, которые базируются на разработанных авторами динамических моделях импульсных преобразователей и ККМ. Полученные при этом расчетные соотношения сравниваются с формулами, приведенными без обоснования в рекомендациях компании-изготовителя микросхемы.

Ключевые слова: двухфазный корректор коэффициента мощности, микросхема управления, анализ, синтез контуров управления.

The IC UCC28070 specific features and functioning when operating as a part of two-phase PFC are analyzed, and input current and output voltage control synthesis methods based on switched mode converters and PFCs dynamic models developed by the authors are validated. Design equations obtained herewith are compared to the equations given without any vindication in IC manufacturer's application notes.

Key words: two-phase power factor corrector, control microcircuit, analysis, synthesis of control contours.

Микросхемы управления многофазными корректорами коэффициента мощности (ККМ) появились сравнительно недавно и методики расчета параметров их внешних компонентов остаются недостаточно обоснованными. Эти методики основываются на теории многофазных импульсных преобразователей, которая сложна для практических специалистов и до сих пор продолжает развиваться [1, 2, 10].

В предлагаемой статье анализируются особенности структуры и функционирования микросхемы UCC28070 в составе двухфазного ККМ и обосновываются методики синтеза контуров управления входным током и выходным напряжением, которые базируются на разработанных авторами динамических моделях импульсных преобразователей и ККМ. Полученные при этом расчетные соотношения сравниваются с формулами, приведенными без обоснования в рекомендациях компании-изготовителя микросхемы [3–5] и не всегда совпадают с последними. Предполагается, что фазы нагружаются равномерно без использования дополнительных средств, рассмотренных, например, в [10]. Дополнительные цепи, реализующие, например, функции защиты ККМ, подробно не рассматриваются.

Микросхема UCC28070 представляет собой усовершенствованное устройство управления двухфазным ККМ, состоящее из двух широтно-импульсных модуляторов (ШИМ), работающих со сдвигом по фазе, равным 180° . В двухфазном ККМ существенно уменьшаются высокочастотные пульсации входного и выходного токов, удваивается частота этих пульсаций, упрощается и облегчается фильтрация электромагнитных помех, создаваемых на входе

и выходе. Существенно улучшена конструкция умножителя, вырабатывающего задающий сигнал для двух отдельных регуляторов входных токов фаз и обеспечивающего изменение среднего за период переключений значения входного тока по синусоидальному закону.

Новым по сравнению с ранее выпускавшимися микросхемами управления ККМ является квантование по уровню вырабатываемого умножителем напряжения прямого регулирования по входному напряжению, что позволяет исключить применение в цепи прямого регулирования громоздкого двухзвенного сглаживающего RC-фильтра, работающего на удвоенной частоте питающей сети. Из напряжения прямого регулирования устраняется вторая гармоника, что способствует уменьшению искажений тока питающей сети.

Усовершенствованы схемы измерения токов дросселей фаз, в которых использованы синтезаторы кривых токов дросселей, что обеспечивает гальваническую развязку силовой цепи от цепи управления. Для улучшения спектра создаваемых ККМ электромагнитных помех предусмотрена возможность дополнительной модуляции частоты переключений f по треугольному закону с задаваемыми пользователем отклонениями частоты на $f_{DM}/2$ вверх и вниз от средней частоты переключений f_0 и периодом отклонений $1/f_{DR}$ (рис. 1). Здесь f_{DM} – амплитуда отклонений частоты, f_{DR} – частота отклонений частоты. Например, амплитуда отклонения частоты $f_{DM} = 20$ кГц при средней (номинальной) частоте $f_0 = 100$ кГц соответствует изменению частоты в диапазоне 100 ± 10 кГц, при частоте отклонения $f_{DR} = 1$ кГц

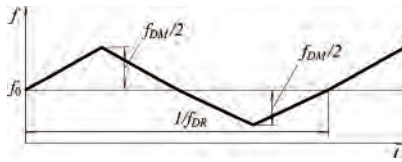


Рис. 1. Закон дополнительной частотной модуляции в двухфазном преобразователе

частота переключений f будет изменяться от 90 до 110 кГц, затем – от 110 до 90 кГц один раз за миллисекунду. При расчетах рекомендуется предварительно выбирать $f_{DM}/f_0 = 0,2$, поскольку считается, что при отклонении частоты переключений на $\pm 10\%$ от f_0 не происходит существенного ухудшения характеристик силовой части повышающего импульсного преобразователя.

Предусмотрена также возможность создания многофазных ККМ с числом фаз $m = 4, 6, 8, \dots$ на базе соответствующего числа микросхем UCC28070.

В отличие от старых микросхем управления ККМ, например, типа UC3854, регуляторы токов дросселей фаз импульсного преобразователя и выходного напряжения строятся не на обычных операционных усилителях с корректирующими обратными связями, а на транскондуктивных усилителях с корректирующими двухполюсниками, подключенными между выходами усилителей и землей.

Функционирование системы управления

Важнейшей составной частью системы управления ККМ, как и в однофазной схеме [1], является показанный на рис. 2 умножитель, выходной ток которого определяется выражением

$$I_{MO} = \frac{17 \cdot 10^{-6} V_{INAC} (V_{AO} - 1)}{K_{VFF}}, \quad (1)$$

где V_{INAC} – напряжение на выводе 5 (V_{INAC}), V_{AO} – напряжение на выходе регулятора напряжения (на выводе 3 (V_{AO})); K_{VFF} – сигнал прямого регулирования, представляющий собой значение V_{RMS}^2 ; V_{RMS} – квантованное значение напряжения прямого регулирования для поддиапазона изменения амплитуды напряжения питающей сети. Как видно из выражения (1), в умножителе осуществляется умножение значения V_{INAC} на $(V_{AO} - 1)$ и умножение полученного результата на заранее вычисленное значение $1/K_{VFF}$.

Назначение внешних выводов показанной на рис. 2 части микросхемы UCC28070 следующее.

Вывод 3 (V_{AO}) представляет собой выход усилителя ошибки регулирования напряжения DA4, который внутри микросхемы присоединяется к соответствующему входу умножителя и компаратору нуля мощности. Между этим выводом и землей подключается цепь коррекции усилителя ошибки

(регулятора напряжения).

Вывод 4 (V_{SENSE}) служит для подачи напряжения с выхода делителя выходного напряжения корректора. Внутри микросхемы он соединен с инвертирующим входом усилителя ошибки напряжения и неинвертирующим входом дифференциального усилителя синтезатора токовых сигналов (рис. 4), а также с компаратором скорости нарастания напряжения выходного сигнала усилителя ошибки напряжения.

Вывод 5 (V_{INAC}) служит для подачи пропущенного через делитель входного напряжения ККМ на схему формирования сигнала прямого регулирования, внутри микросхемы он подключен к соответствующему входу умножителя и инвертирующему входу синтезатора токовых сигналов. К выводам 5 (V_{INAC}) и 4 (V_{SENSE}) подключаются делители с одинаковыми коэффициентами передачи.

Вывод 6 (I_{MO}) представляет собой токовый выход умножителя, к которому извне подсоединяется резистор R_{IMO} .

Вывод 18 (SS) представляет собой вход схемы плавного пуска и внешнего сброса, к которому извне относительно земли присоединяется конденсатор C_{SS} , определяющий скорость нарастания напряжения на этом выводе во время плавного пуска. Конденсатор C_{SS} заряжается внутренним источником тока $I_{SS} = 10$ мкА.

Возможный диапазон изменения амплитуды $\sqrt{2}U_c$ входного напряжения ККМ, соответствующий допустимому изменению действующего значения напряжения питающей сети U_c от 85 до 265 В, делится в схеме формирования сигнала прямого регулирования на 8 поддиапазонов. Для каждого поддиапазона заранее вычисляется одно значение сигнала прямого регулирования K_{VFF} (табл. 1).

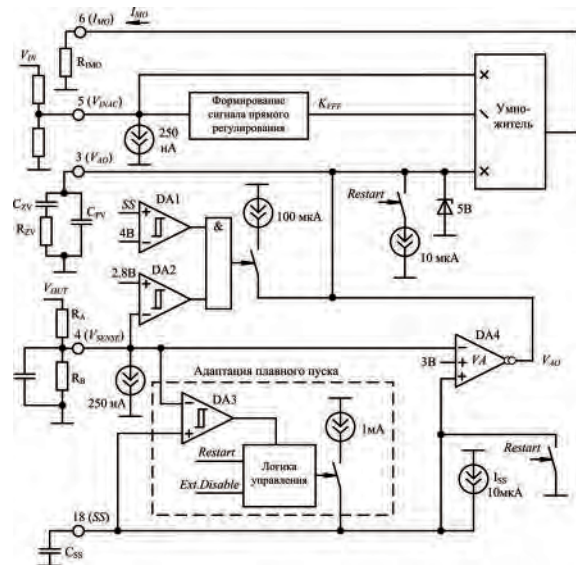


Рис. 2. Часть микросхемы, содержащая умножитель, элементы контура регулирования напряжения и схему плавного пуска, с внешними компонентами

Таблица 1. Значения K_{VFF} для восьми поддиапазонов амплитудного значения входного напряжения

Номер поддиапазона	Поддиапазоны амплитудного значения напряжения на выводе 5 (V_{INAC}), В	K_{VFF} , В ²	Поддиапазоны амплитудного значения напряжения на входе ККМ, В	$\alpha'_H = \frac{17 \cdot 10^{-6} (\sqrt{2} U_c)^2}{K_{VFF}}$
1	≤ 1,00	0,398	< 133	< 0,755
2	1,00–1,20	0,600	133–160	0,501–0,725
3	1,20–1,40	0,839	160–187	0,519–0,708
4	1,40–1,65	1,156	187–220	0,514–0,712
5	1,65–1,95	1,604	220–260	0,512–0,716
6	1,95–2,25	2,199	260–300	0,522–0,696
7	2,25–2,60	2,922	300–345	0,524–0,692
8	≥ 2,6	3,857	> 345	> 0,525

Граничные амплитудные значения входного напряжения рассчитаны в предположении, что выходное напряжение ККМ равно 400 В. Тогда коэффициент передачи делителей напряжения, присоединяемых к выводам 5 (V_{INAC}), 4 (V_{SENSE}), составит $K_d = 3/400 = 0,0075$. Если выходное напряжение ККМ принимается больше или меньше 400 В, то коэффициент передачи делителя будет $K_d = 3/V_{OUT}$, а граничные значения входного напряжения для каждого поддиапазона $(V_{INmax})_{гр} = (V_{INACmax})_{гр} / K_d$, где значения $(V_{INACmax})_{гр}$ остаются неизменными, равными пороговым уровням схемы формирования сигнала прямого регулирования (табл. 2).

Таблица 2. Пороговые уровни напряжения на выводе 5 схемы формирования сигнала прямого регулирования

Номер уровня	1	2	3	4	5	6	7	8
$U_{пор}, В$	0,7	1	1,2	1,4	1,65	1,95	2,25	2,6

Графики для определения выходного тока умножителя представлены на рис. 3 [4].

Чтобы исключить паразитные колебания, связанные с переключением из одного поддиапазона входного напряжения в другой, предусмотрен гистерезис шириной 5 % в статических характеристиках компараторов, входящих в состав схем формирования сигнала K_{VFF} .

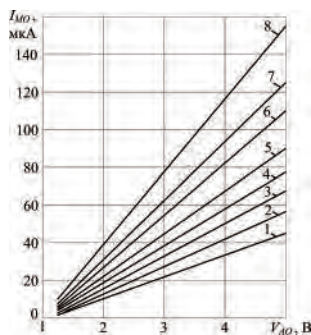


Рис. 3. Зависимости выходного тока умножителя $I_{МО}$ от выходного напряжения усилителя ошибки $V_{АО}$ для различных поддиапазонов входного напряжения

Основным назначением вывода 4 (V_{SENSE}) является обеспечение обратной связи по выходному напряжению ККМ через усилитель ошибки регулирования напряжения DA4. Выходное напряжение V_{OUT} с выходного конденсатора ККМ подается на этот вывод через делитель, рассчитываемый так, чтобы напряжение на выводе 4 (V_{SENSE}) поддерживалось близким к 3 В.

Делитель входного напряжения V_{IN} , выход которого подключается к выводу 5 (V_{INAC}), обеспечивает контроль входного напряжения, необходимый для работы умножителя и синтезатора токовых сигналов. При этом коэффициенты передачи делителей, присоединенных извне к выводам 4 (V_{SENSE}) и 5 (V_{INAC}), должны быть одинаковыми.

Для уменьшения влияния помех целесообразно к выводам 4 (V_{SENSE}) и 5 (V_{INAC}) подключать относительно земли конденсаторы небольшой емкости. Постоянные времени этих конденсаторов не должны превышать 100 мкс, чтобы не вызывать заметной задержки переходной характеристики контура напряжения и не ухудшать фиксацию моментов перехода входного напряжения через нуль. Обычно постоянная времени порядка $3/f_{ШИМ}$ обеспечивает требуемую фильтрацию помех. Иногда оптимальную фильтрацию приходится обеспечивать при наладке экспериментального образца.

К выводу 3 ($V_{АО}$) микросхемы извне подключается корректирующий двухполюсник, типовая схема которого, показанная на рис. 2, реализует передаточную функцию $W_{PH}(p) = g_{mv} Z_{KH}(p)$, где Z_{KH} – операторное сопротивление корректирующей цепи, определяемое выражением

$$Z_{KH}(p) = \frac{\tau_{PH} p + 1}{(C_{ZV} + C_{PV}) p (T_{PH} p + 1)}, \quad (2)$$

где $\tau_{PH} = R_{ZV} C_{ZV}$ и $T_{PH} = R_{ZV} C_{ZV} C_{PV} / (C_{ZV} + C_{PV})$ – постоянные времени цепи; g_{mv} – крутизна усилителя, примерно равная 70 мкСм. Поскольку емкость C_{PV} выбирается в 5–10 раз меньше C_{ZV} , то на частотах $\omega < 1/T_{PH}$ регулятор напряжения осуществляет пропорционально-интегральное регулирование согласно соотношению

$$V_{АО}(p) = g_{mv} Z_{KH}(p) (U_{оп} - K_d V_{OUT}), \quad (3)$$

где $U_{оп} = 3 В$ – опорное напряжение на неинвертирующем входе усилителя ошибки регулирования напряжения.

На рис. 4 показана часть микросхемы UCC28070, которая содержит синтезатор токовых сигналов и широтно-импульсные модуляторы. Назначение выводов этой части микросхемы следующее.

Вывод 7 (R_{SYNTH}) предназначен для присоединения резистора R_{SYNTH} , определяющего максимальную скорость спада синтезируемой кривой тока дросселя. Присоединение этого вывода к выводу 13 (V_{REF}) отменяет синтез токового сигнала и приводит

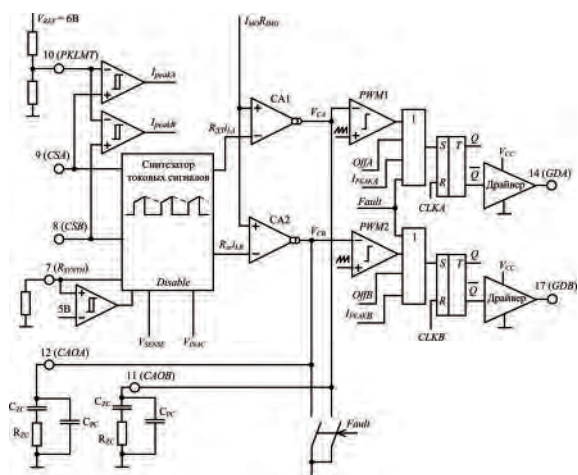


Рис. 4. Часть микросхемы UCC28070, содержащая синтезатор токовых сигналов и широтно-импульсные модуляторы с внешними компонентами

к соединению выводов 9 (CSA) и 8 (CSB) напрямую с соответствующими выводами усилителей токовых ошибок CA1 и CA2.

Выводы 8 (CSB) и 9 (CSA) служат для подачи сигналов с датчиков тока фазы B и A. При наличии импульса управления на выводе 17 (GDB) или 14 (GDA) вывод 8 (CSB) или 9 (CSA) подключается к инвертирующему входу усилителя токовой ошибки CA2 фазы B и CA1 фазы A через синтезатор токовых сигналов.

Вывод 10 (PKLMT) служит для присоединения резистивного делителя напряжения, питаемого опорным напряжением V_{REF} и позволяющего задать пороговые значения напряжения для цепи ограничения максимального значения тока дросселя. Когда напряжение на выводе 9 (CSA) или 8 (CSB) превышает значение, заданное на выводе 10 (PKLMT), прекращается формирование выходных импульсов на выводе 14 (GDA) или 17 (GDB). После этого отключенный выход микросхемы остается неактивным до начала следующего периода ШИМ. Максимальное напряжение, которое может быть установлено на выводе 10 (PKLMT), может превышать 4 В, однако линейность усилителей CA1 и CA2 обеспечивается только при токовых сигналах, не превышающих 3,6 В.

Выводы 11 (CAOB) и 12 (CAOA) представляют собой выходы транскондуктивных усилителей токовых ошибок фаз B и A. Внутри микросхемы эти выводы подсоединены соответственно к инвертирующим входам ШИМ-компараторов фаз B и A для модуляции заднего фронта импульса. Между этими выводами и землей включаются корректирующие двухполюсники контуров регулирования токов фаз B и A, как показано на рис. 4.

Выводы 14 (GDA) и 17 (GDB) представляют собой выходы драйверов затворов силовых транзисторов фаз A и B. Выходные напряжения драйверов ограничиваются уровнем 13,5 В.

Синтезатор токовых сигналов

Вместо измерения токов дросселей с помощью резистивных датчиков, напряжения с которых непосредственно подаются на микросхему, с помощью трансформаторных датчиков тока измеряются токи силовых транзисторов, как показано на рис. 5 для фазы A [4]. Выход микросхемы 14 (GDA) подключен к затвору силового транзистора через дополнительный драйвер.

Ток открытого силового транзистора совпадает с током силового дросселя на интервале его увеличения, а спадающая часть тока восстанавливается схемным путем в синтезаторе токовых сигналов (рис. 5). Для этого используются непрерывно контролируемые напряжения на выводах 4 (V_{SENSE}) и 5 (V_{INAC}) и выражение для тока дросселя на интервале спада

$$i_L = I_{Lmax} - \frac{t(V_{OUT} - V_{IN})}{L};$$

где t – время, отсчитываемое от начала спада, I_{Lmax} – максимальное значение тока.

При расчетах синтезатора токовых сигналов сначала определяются коэффициент трансформации измерительного трансформатора, рекомендуемые значения которого находятся в пределах $50 \leq N_{изм} \leq 200$, а также сопротивление резистора R_S . При слишком малом $N_{изм}$ возрастают потери мощности в резисторе R_S и уменьшается индуктивность намагничивания трансформатора $L_{ц}$. При слишком большом $N_{изм}$ возрастают индуктивность рассеяния L_S и паразитная емкость трансформатора. Подразумевается одновитковая первичная обмотка. Сопротивление R_S выбирается так, чтобы при амплитудном значении входного напряжения и максимальном токе нагрузки ККМ средние за период переключений значения напряжений на выводах 9 (CSA) и 8 (CSB) составляли 3 В [4].

Важным условием нормального функционирования токоизмерительного трансформатора в условиях изменения в широких пределах длительности открытого состояния силового транзистора является обеспечение полного размагничивания магнитопровода трансформатора при закрытом транзисторе. Для этого оценивается максимально

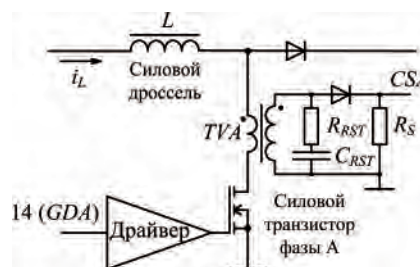


Рис. 5. Схема включения трансформаторного датчика тока (R_{RST} , C_{RST} – цепь размагничивания (“сброса”) трансформатора)

возможный вольт-секундный интеграл на вторичной обмотке при открытом транзисторе

$$\int u dt \cong (u_{R_s} + u_{д.пр} + u_r + u_{L_s}) t_{он.макс} ,$$

где u_{R_s} – падение напряжения на резисторе R_s , $u_{д.пр}$ – прямое падение напряжения на выпрямительном диоде (рис. 5), u_r – падение напряжения на активном сопротивлении обмоток, u_{L_s} – падение напряжения на индуктивности рассеяния; $t_{он.макс}$ – максимальное время открытого состояния транзистора [4].

Для обеспечения полного размагничивания магнитопровода вольт-секундный интеграл при выключенном транзисторе должен быть не меньше вычисленного.

Расчет цепей коррекции токовых контуров

На неинвертирующие входы транскондуктивных усилителей токовой ошибки (регуляторов тока) СА1, СА2 (рис. 4) подается задающее напряжение $i_{МО}R_{МО}$, пропорциональное выходному току умножителя $i_{МО}$, на инвертирующие входы СА1, СА2 с выходов синтезатора токовых сигналов поступают напряжения $R_{дт}i_{LA}$, $R_{дт}i_{LB}$, где $R_{дт} = R_s/N_{изм}$ – передаточное сопротивление цепи измерения тока дросселя, равное отношению напряжения на выходе синтезатора токовых сигналов к току в первичной обмотке измерительного трансформатора. Далее усилитель токовой ошибки вместе с корректирующей цепью будем называть регулятором тока (РТ). Выходное напряжение РТ фазы будем обозначать через $u_{рт}$. Тогда

$$u_{рт} = V_c = g_{mc} Z_{кт}(p) (i_{МО}R_{МО} - R_{дт}i_L) , \quad (4)$$

где $g_{mc} = 100$ мкСм – крутизна усилителя; $Z_{кт}(p)$ – операторное сопротивление корректирующей цепи, определяемое аналогично (2), которое одинаково для обеих фаз:

$$Z_{кт}(p) = \frac{\tau_{рт} p + 1}{(C_{ZC} + C_{PC}) p (T_{рт} p + 1)} , \quad (5)$$

$\tau_{рт} = R_{ZC}C_{ZC}$ и $T_{рт} = R_{ZC}C_{ZC}C_{PC}/(C_{ZC} + C_{PC})$ – постоянные времени цепи.

Расчет параметров корректирующих цепей токовых контуров, как и в однофазных схемах, целесообразно проводить, исходя из условий реализации процессов конечной длительности. Для нахождения этих условий необходимо воспользоваться импульсной моделью, которая одинакова для обеих фаз (рис. 6) [1].

На линейной импульсной модели токового контура (рис. 6) символом Δ обозначены отклонения тока i_L , выходного напряжения регулятора тока $u_{рт}(t)$, которые ранее обозначались через V_{CA} и V_{CB} , и других переменных от значений стационарного

режима; выходной ток умножителя, определяемый по формуле (1), обозначен через i_M , t_1 – длительность открытого состояния силового транзистора; $K_{ШИМ} = FT/U_{\pi}$ – коэффициент усиления ШИМ; F – фактор пульсаций; U_{π} – амплитуда пилообразного напряжения; $u_C(t_1)$ – напряжение на выходном конденсаторе в момент выключения силового транзистора; $G(p)$ – операторная проводимость силового дросселя одной фазы, которую будем определять как $G(p) = 1/Lp$, L – индуктивность силового дросселя; $R_{дт}$ – передаточное сопротивление цепи измерения тока (рис. 5), определяемое как $R_{дт} = R_s/N_{изм}$.

Передаточная функция регуляторов тока, собранных на транскондуктивных усилителях СА1, СА2 (рис. 4), с учетом (5) имеет вид

$$W_{рт}(p) = \frac{K_{рт} (\tau_{рт} p + 1)}{p (T_{рт} p + 1)} , \quad (6)$$

где $K_{рт} = g_{mc}/(C_{ZC} + C_{PC})$ – коэффициент усиления РТ.

В связи с тем, что пульсации выходного напряжения ККМ малы, будем полагать $u_C(t_1) = u_{Ccp} = u_{вых.ср}$.

Передаточная функция непрерывной части импульсной модели (рис. 6) определяется выражением

$$W_{т.н}(p) = \frac{K_{т.н} (\tau_{рт} p + 1)}{p^2 (T_{рт} p + 1)} , \quad (7)$$

где $K_{т.н}$ – коэффициент усиления непрерывной части, определяемый выражением

$$K_{т.н} = \frac{g_{mc} F T R_{дт} u_{вых.ср}}{L (C_{ZC} + C_{PC}) U_{\pi}} . \quad (8)$$

Представим выражение (7) в виде суммы простых дробей

$$W_{т.н}(p) = K_{т.н} \left(\frac{\tau_{рт} - T_{рт}}{p} + \frac{1}{p^2} - \frac{\tau_{рт} - T_{рт}}{p + 1/T_{рт}} \right)$$

и с помощью смещенного z -преобразования найдем соответствующую дискретную передаточную функцию [7]

$$W_{т}(z, \varepsilon) = K_{т.н} \left[(\tau_{рт} - T_{рт}) \left(\frac{z}{z-1} - \frac{z d^{\varepsilon}}{z-d} \right) + T z \frac{\varepsilon z + 1 - \varepsilon}{(z-1)^2} \right] ,$$

где $d = e^{-T/T_{рт}}$. Тогда характеристическое уравнение замкнутого контура $1 + z^{-1}W_{т}(z, 1) = 0$ представляется в виде

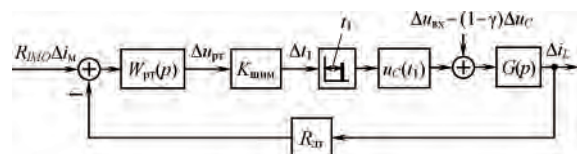


Рис. 6. Линейризованная импульсная структурная модель контура тока

$$z^3 + c_1 z^2 + c_2 z + c_3 = 0, \quad (9)$$

где

$$\begin{aligned} c_1 &= K_{т.н}[(\tau_{\text{PT}} - T_{\text{PT}})(1 - d) + T] - (d + 2); \\ c_2 &= 1 + 2d - K_{т.н}[(\tau_{\text{PT}} - T_{\text{PT}})(1 - d) + Td]; \\ c_3 &= -d. \end{aligned} \quad (10)$$

Условия реализации процессов конечной длительности сводятся к требованию равенства нулю всех коэффициентов характеристического уравнения (9), кроме коэффициента при старшей степени z . Поэтому приходим к уравнениям

$$\begin{aligned} d &= 0; \\ 1 + 2d - K_{т.н}[(\tau_{\text{PT}} - T_{\text{PT}})(1 - d) + Td] &= 0; \\ K_{т.н}[(\tau_{\text{PT}} - T_{\text{PT}})(1 - d) + T] - (d + 2) &= 0. \end{aligned} \quad (11)$$

Первое условие (11) требует равенства нулю постоянной времени T_{PT} , что точно в реальной схеме не выполняется, поскольку для этого следует полностью исключить конденсатор C_{PC} . Однако, когда на практике выбирается $T_{\text{PT}} = T/5$, имеем $d = e^{-5} = 0,008738$, т. е. практически $d \approx 0$. Тогда из второго и третьего условий (11) вытекают приближенные равенства

$$K_{т.н}(\tau_{\text{PT}} - T_{\text{PT}}) = 1; \quad K_{т.н}(\tau_{\text{PT}} - T_{\text{PT}} + T) - 2 = 0,$$

близкие к условиям реализации процессов конечной длительности, откуда следуют расчетные соотношения

$$K_{т.н} = \frac{1}{T}; \quad \tau_{\text{PT}} = T + T_{\text{PT}}. \quad (12)$$

Из первого соотношения (12) с учетом (8) получаем формулу для расчета суммарной емкости корректирующей цепи

$$C_{\text{ZC}} + C_{\text{PC}} = \frac{g_{\text{mc}} F T^2 (R_{\text{S}} / N_{\text{изм}}) u_{\text{вых.ср}}}{L U_{\text{п}}}$$

Задавшись отношением $C_{\text{PC}}/C_{\text{ZC}}$, теперь можем рассчитать

$$C_{\text{ZC}} = \frac{g_{\text{mc}} F T^2 (R_{\text{S}} / N_{\text{изм}}) u_{\text{вых.ср}}}{U_{\text{п}} L (1 + C_{\text{PC}} / C_{\text{ZC}})}. \quad (13)$$

Записав второе равенство (12) в виде

$$\tau_{\text{PT}} = \frac{T}{1 - C_{\text{PC}}/C_{\text{ZC}}},$$

найдем сопротивление $R_{\text{ZC}} = \tau_{\text{PT}}/C_{\text{ZC}}$

$$R_{\text{ZC}} = \frac{U_{\text{п}} L f (1 + C_{\text{PC}} / C_{\text{ZC}})}{g_{\text{mc}} F (R_{\text{S}} / N_{\text{изм}}) u_{\text{вых.ср}} (1 - C_{\text{PC}} / C_{\text{ZC}})}. \quad (14)$$

При $g_{\text{mc}} = 100$ мкСм, $U_{\text{п}} = 4$ В, $u_{\text{вых.ср}} = 390$ В, $f = 200$ кГц, $F = 1$, $C_{\text{PC}}/C_{\text{ZC}} = 0,2$ и значениях пара-

метров, вычисленных в [5], $R_{\text{S}} = 33,2$ Ом, $N_{\text{изм}} = 50$, среднем в диапазоне изменения тока нагрузки ККМ значения индуктивности силового дросселя фазы $L_{\text{CP}} = 245$ мкГн, по формуле (13) получаем

$$C_{\text{ZC}} = \frac{100 \cdot 10^{-6} (33,2 / 50) \cdot 390}{245 \cdot 10^{-6} (2 \cdot 10^5)^2 \cdot 4(1 + 0,2)} = 5,505 \cdot 10^{-10} \text{ Ф}.$$

Далее рассчитаем

$$C_{\text{PC}} = \frac{C_{\text{PC}}}{C_{\text{ZC}}} C_{\text{ZC}} = 0,2 \cdot 5,505 \cdot 10^{-10} = 1,101 \cdot 10^{-10} \text{ Ф};$$

$$\tau_{\text{PT}} = \frac{1}{200 \cdot 10^3 (1 - 0,2)} = 6,25 \cdot 10^{-6} \text{ с};$$

$$R_{\text{ZC}} = \frac{6,25 \cdot 10^{-6}}{5,505 \cdot 10^{-10}} = 11,35 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

В американской литературе при расчете токового контура используется лишь одно приближенное условие реализации процессов конечной длительности, называемое “компенсацией наклона”. По этому условию наклон кривой токового сигнала, подаваемого на вход ШИМ-компаратора, на участке закрытого состояния силового транзистора совпадает с наклоном кривой пилообразного напряжения, подаваемого на другой вход компаратора [8]. Однако это условие является точным лишь в том случае, когда кривая напряжения на выходе регулятора тока на указанном интервале времени меняется линейно, что, строго говоря, возможно только при пропорциональном регуляторе тока.

Учитывая, что производная по времени выходного напряжения РТ, характеризующая наклон кривой напряжения на интервале закрытого состояния силового транзистора ККМ, примерно равна

$$\frac{R_{\text{дт}} (u_{\text{вых.ср}} - u_{\text{вх.ср}})}{L} \Big|_{W_{\text{T}}(j\omega)} \Big|_{\omega=2\pi f},$$

где при условии $1/\tau_{\text{PT}} < 2\pi f < 1/T_{\text{PT}}$ имеем

$$\Big|_{W_{\text{T}}(j\omega)} \Big|_{\omega=2\pi f} \approx K_{\text{PT}} \tau_{\text{PT}} = \text{const},$$

а производная пилообразного напряжения есть $U_{\text{п}}/T = U_{\text{п}} f$, из условия “компенсации наклона” найдем приближенное соотношение

$$R_{\text{ZC}} = \frac{U_{\text{п}} f L (1 + C_{\text{PC}} / C_{\text{ZC}})}{g_{\text{mc}} R_{\text{дт}} (u_{\text{вых.ср}} - u_{\text{вх.ср}})}. \quad (15)$$

Сравнивая соотношения (15) и (14), видим, что основное отличие (15) от (14) состоит в том, что формула (15) зависит от входного напряжения ККМ. Поэтому при использовании формулы (15) принимают $u_{\text{вых.ср}} = 0$, когда наклон кривой тока дросселя максимальный. Тогда, поскольку $R_{\text{дт}} = R_{\text{S}}/N_{\text{изм}}$, результаты расчетов по формулам (15) и (14) отличаются незначительно.

Обычно формулу (15) преобразуют, выражая правую часть через частоту среза разомкнутого контура непрерывной модели токового контура.

Непрерывная модель токового контура получается из импульсной (рис. 6) заменой идеального импульсного элемента пропорциональным звеном с коэффициентом передачи $1/T$. Передаточная функция разомкнутого контура непрерывной модели токового контура

$$W_T(p) = \frac{K_T(\tau_{\text{пр}}p + 1)}{p^2(T_{\text{пр}}p + 1)}$$

получается делением на период переключений T передаточной функции непрерывной части (7) импульсной модели. Тогда $K_T = K_{T.H}/T$. На участке асимптотической ЛАЧХ $1/\tau_{\text{пр}} < \omega < 1/T_{\text{пр}}$ имеем

$$|W_T(j\omega)| \cong \frac{K_T \tau_{\text{пр}}}{\omega} = \frac{K_{T.H} \tau_{\text{пр}}}{\omega T}$$

и частота среза, на которой $|W_T(j\omega)| = 1$, составит $\omega_{\text{ср.т}} \approx K_{T.H} \tau_{\text{пр}}/T$. С учетом (8) получим соотношение

$$\omega_{\text{ср.т}} \approx \frac{g_{mc} F R_{\text{дт}} R_{ZC} u_{\text{вых.ср}}}{L U_{\text{п}} (1 + C_{PC}/C_{ZC})}, \quad (16)$$

отличающееся от используемого в [4] наличием коэффициента F в правой части.

Подставив выражение (15) в (16), получим соотношение для определения частоты среза

$$\omega_{\text{ср.т}} = \frac{F u_{\text{вых.ср}} f}{u_{\text{вых.ср}} - u_{\text{вх.ср}}}, \quad (17)$$

где, однако, значение фактора пульсаций F определяется достаточно сложно, что требует дополнительного анализа. Если предположить, что значение F находится в пределах от 0,5 до 1, то при $u_{\text{вх.ср}} = 0$ имеем $0,5f < \omega_{\text{ср.т}} < f$. Эти пределы изменения $\omega_{\text{ср.т}}$ близки к рекомендуемым в [5], где предлагается выбирать

$$\frac{2\pi f}{10} \leq \omega_{\text{ср.т}} \leq \frac{2\pi f}{6}, \quad (18)$$

где верхний предел близок к f , а нижний – к $0,6f$. В некоторых публикациях нижний предел берется равным $2\pi f/12 = 0,52f$.

Таким образом, расчет можно вести не пользуясь неравенством (18), задаваясь согласно (17) $\omega_{\text{ср.т}} = Ff$, где $0,5 < F < 1$. После этого из равенства (16) находим

$$R_{ZC} = \frac{\omega_{\text{ср.т}} L U_{\text{п}}}{g_{mc} F (R_S / N_{\text{изм}}) u_{\text{вых.ср}}} \left(1 + \frac{C_{PC}}{C_{ZC}} \right). \quad (19)$$

Принимая $F = 0,6$, при $f = 200$ кГц найдем $\omega_{\text{ср.т}} = 0,6f = 1,2 \cdot 10^5$ рад/с, затем по формуле (19)

$$R_{ZC} = \frac{1,2 \cdot 10^5 \cdot 245 \cdot 10^{-6} \cdot 4 \cdot 1,2}{100 \cdot 0,6 \cdot 10^{-6} (33,2/50) 390} = 9,08 \cdot 10^3 \text{ Ом},$$

что оказывается на 20% меньше результата $R_{ZC} = 11,35 \cdot 10^3$ Ом, получаемого из условий (12).

Усредненная модель не позволяет обосновать условия процессов конечной длительности, она применима только в том случае, когда процессы в токовом контуре протекают достаточно медленно, а процессы конечной длительности относятся к быстрым процессам. При выполнении условий конечной длительности процессов (12), применение этой модели дает большую погрешность, не позволяя анализировать устойчивость и другие динамические характеристики. Тем не менее, эта модель используется для оценки запаса устойчивости по фазе [4]. Для этого используется найденная частота среза разомкнутого токового контура.

В работе [4] при расчете сопротивления R_{ZC} рекомендуется учитывать амплитуду пульсаций выходного напряжения регулятора тока ΔV_{CA} . Поскольку частота переключений фазы f находится в диапазоне $1/2\pi\tau_{\text{пр}} < f < 1/2\pi T_{\text{пр}}$, в котором асимптотическая ЛАЧХ регулятора тока горизонтальна и согласно (5)

$$W_{\text{пр}}(j\omega) \approx \frac{g_{mc} \tau_{\text{пр}}}{C_{ZC} + C_{PC}} \approx g_{mc} R_{ZC},$$

где, если $C_{ZC} \gg C_{PC}$, то размах пульсаций напряжения на выходе регулятора тока будет составлять

$$\Delta V_{CA} = \frac{R_S}{N_{\text{изм}}} \Delta I_L g_{mc} R_{ZC},$$

где ΔI_L – размах пульсаций тока дросселя фазы. В рекомендациях по применению микросхемы UCC28070 [4] предлагается рассчитывать сопротивление R_{ZC} так, чтобы выполнялось условие $\Delta V_{CA\text{max}} \leq 0,1 U_{\text{п}}$. Тогда расчетное соотношение будет таким:

$$R_{ZC} \leq \frac{0,1 \cdot U_{\text{п}}}{g_{mc} (R_S / N_{\text{изм}}) \Delta L_{L\text{max}}}.$$

При приведенных выше значениях параметров $\Delta I_{L\text{max}} = 3$ А [5],

$$R_{ZC} \leq \frac{0,1 \cdot 4}{100 \cdot 10^{-6} (33,2/50) \cdot 3} = 2,01 \text{ кОм}.$$

Найденное ранее сопротивление $R_{ZC} = 11,35$ кОм приведенному условию не удовлетворяет и, оставляя это значение R_{ZC} , необходимо иметь в виду, что в наихудшем режиме размах пульсаций на выходе регулятора тока может достигать значения примерно $0,6 U_{\text{п}}$.

Динамические модели контура напряжения

Внешний контур регулирования напряжения двухфазного ККМ, построенный на транскондуктивном усилителе DA4 (рис. 2), функционирует в

принципе так же, как в однофазном ККМ [1]. Он является гораздо более медленным, чем контуры тока, поэтому для его анализа и синтеза можно использовать усредненные модели. При этом согласно методу разделения движений на быстрые и медленные обычно предполагают, что оба токовых контура обеспечивают идеальное слежение средними за период переключения значениями токов дросселей за выходным током умножителя. Предполагая входное напряжение ККМ синусоидальным, выходной ток умножителя (1) запишем в виде

$$i_m = i(t) |\sin \omega_c t|, \quad (20)$$

где при синусоидальном напряжении сети $u_c = \sqrt{2} \sin \omega_c t$

$$i(t) = \frac{17 \cdot 10^{-6} K_d (u_{PH} - 1) \sqrt{2} U_c}{K_{VFF}},$$

где ω_c и U_c — круговая частота и действующее значение напряжения питающей сети, через u_{PH} обозначено выходное напряжение V_{AO} РН; K_d — коэффициент передачи делителя напряжения, подключенного к выводу 5 (V_{INAC}). Отсюда видно, что выходной ток умножителя i_m можно рассматривать как результат амплитудной модуляции несущего колебания $|\sin \omega_c t|$, причем модулирующий сигнал $i(t)$ изменяется из-за наличия низкочастотных (с удвоенной частотой питающей сети) пульсаций в напряжении u_{PH} . В отличие от микросхем старых поколений в данном случае отсутствует изменение $i(t)$ за счет пульсаций в напряжении прямого регулирования по входному напряжению, поскольку величина K_{VFF} не содержит этих пульсаций.

Несущее колебание $|\sin \omega_c t|$ представляет собой последовательность импульсов и имеет место амплитудно-импульсная модуляция 2-го рода, или так называемая мультипликативная модуляция.

При малом отклонении Δu_{PH} от неискаженных кривых можем записать

$$i(t) = I_0 + I_0 \frac{\Delta u_{PH}}{u_{PH0} - 1},$$

где I_0 — значение сигнала $i(t)$ без учета малого отклонения Δu_{PH} , определяемое как

$$I_0 = \frac{17 \cdot 10^{-6} K_d (u_{PH0} - 1) \sqrt{2} U_c}{K_{VFF}}, \quad (21)$$

Δu_{PH0} — значение сигнала $i(t)$ без учета малого отклонения Δu_{PH} .

Теперь выходной ток умножителя представляется в виде

$$i_m = I_0 |\sin \omega_c t| + I_0 \frac{\Delta u_{PH}}{u_{PH0} - 1} |\sin \omega_c t|, \quad (22)$$

где первое слагаемое в правой части представляет собой неискаженный выходной ток умножителя,

а второе слагаемое — ток искажений, вызванных пульсациями напряжения u_{PH} .

Переменная низкочастотная составляющая напряжения на выходном конденсаторе ККМ определяется так же, как и в однофазной схеме [1],

$$u_{Cp} = -\frac{P_{BX}}{2\omega_c C u_{Cp}} \sin 2\omega_c t, \quad (23)$$

поскольку предполагается, что кривые средних за период T значений токов дросселей фаз $i_{Lcp}(t)$ изменяются так же, как задающий ток фазы $i_3(t)$, который согласно равенству (4) определяется выражением

$$i_{Lcp} = i_3 = \frac{R_{IMO}}{R_{DT}} i_m = \frac{R_{IMO}}{R_S} N_{изм} i_m. \quad (24)$$

Пренебрегая в (22) искажениями выходного тока умножителя, получаем

$$i_{Lcp} = I_{Lcpm} |\sin \omega t|, \quad (25)$$

где амплитудное значение кривой средних значений тока дросселя

$$I_{Lcpm} = \frac{R_{IMO}}{R_S} N_{изм} I_0. \quad (26)$$

Учитывая, что при принятых допущениях среднее за период T значение входного тока ККМ $i_{BX,CP} = 2i_{Lcp}$, средняя за полпериода сети входная мощность будет

$$P_{BX} = 2 \frac{U_c I_{Lcpm}}{\sqrt{2}} = \sqrt{2} \frac{R_{IMO}}{R_S} N_{изм} U_c I_0. \quad (27)$$

Требуемая выходная емкость рассчитывается по той же формуле, что и в однофазном случае [1]

$$C = \frac{2P_H \Delta t}{u_{ВЫХ}^2 - u_{ВЫХ, \min}^2},$$

где $u_{ВЫХ, \min}$ — допустимое выходное напряжение, до которого оно снижается за время Δt после исчезновения или значительного провала напряжения питающей сети.

Полагая, как в [5], $P_H = P_{OUT} = 300$ Вт, $u_{ВЫХ} = 390$ В, $u_{ВЫХ, \min} = 0,75 u_{ВЫХ}$, $\Delta t = 1/f_{c, \min}$, $f_{c, \min} = 47$ Гц, получим

$$C = \frac{2 \cdot 300 (1/47)}{390^2 - (0,75 \cdot 390)^2} = 191,8 \cdot 10^{-6} \text{ Ф.}$$

Выберем конденсатор емкостью $C \approx C_{OUT} = 200$ мкФ.

По формуле, вытекающей из равенства (23), оценим амплитуду низкочастотных пульсаций выходного напряжения ККМ

$$U_{C-m} = \frac{P_{BX}}{2u_{ВЫХ} \omega_{c, \min} C} = \frac{300}{0,9 \cdot 4\pi \cdot 47 \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 390} = 7,235 \text{ В.}$$

где КПД ККМ принят равным $\eta = 0,9$. Если учесть, что в [5] рассчитан размах пульсаций выходного напряжения $V_{RIPPLE} = 2U_{C-m}$, то получен такой же результат, как и в нашем случае, $V_{RIPPLE} = 14,5$ В.

Расчет цепи коррекции контура напряжения проводится по усредненной структурной модели, вытекающей из усредненного уравнения [1]

$$\frac{du_{Ccp}}{dt} = \frac{1}{C} [-i_{н.ср} + 2(1-\gamma)i_{Lcp}] \quad (28)$$

где i_{Lcp} изменяется согласно выражению (24). К сожалению, получающаяся при этом структурная модель оказывается неудобной для практического использования, поскольку коэффициент усиления разомкнутого контура изменяется от 0 до максимального за полпериода сети. Для преодоления этой трудности преобразуем уравнение (28).

С учетом соотношений (25), (26), (21) и $1 - \gamma = u_{вх}/u_{Ccp}$ уравнение (28) принимает вид

$$\frac{du_{Ccp}}{dt} = \frac{1}{C} \left[\frac{2\alpha_n K_d}{u_{Ccp}} (u_{рн} - 1) \sin^2 \omega_c t - i_{н.ср} \right], \quad (29)$$

где α_n – коэффициент, учитывающий влияние множителя, определяемый выражением (табл. 1)

$$\alpha_n = \frac{17 \cdot 10^{-6} R_{IMO} N_{изм} (\sqrt{2} U_c)^2}{R_S K_{VFF}} = \alpha'_n \frac{R_{IMO} N_{изм}}{R_S}; \quad (30)$$

$$\alpha'_n = \frac{17 \cdot 10^{-6} (\sqrt{2} U_c)^2}{K_{VFF}}.$$

Согласно равенству (29) в режимах, в которых изменение величины u_{Ccp} за полпериода сети незначительно, контур напряжения сводится к амплитудно-импульсной системе 2-го рода (рис. 7а), в которой однополярные импульсы $\sin 2\omega_c t = 0,5 \times (1 - \cos 2\omega_c t)$, генерируемые импульсным элементом ИЭ, модулируются сигналом $(u_{рн} - 1)$. Как видно из табл. 1, коэффициент α'_n изменяется примерно в пределах 0,5–0,7 на каждом шаге квантования напряжения на выводе 5 (V_{INAC}) (рис. 2), осуществляемого в схеме формирования сигнала прямого регулирования. Отметим, что по принятому предположению действующее значение напряжения сети U_c изменяется достаточно медленно, вследствие чего в модели на рис. 7а $U_c = \text{const}$.

Представляя выражение для входной мощности ККМ (27) с учетом (21) в виде

$$P_{вх} = \frac{R_{IMO}}{R_S} \alpha'_n K_d (u_{рн} - 1) = \alpha_n K_d (u_{рн} - 1),$$

получим следующее выражение для сигнала на выходе ИЭ

$$y = \frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega_c t) (u_{рн} - 1) = \frac{P_{вх}}{2\alpha_n K_d} (1 - \cos 2\omega_c t).$$

Тогда переменная составляющая тока выходного конденсатора согласно схеме на рис. 7а описывается равенством

$$i_{Ccp} = -\frac{P_{вх}}{u_{Ccp}} \cos 2\omega_c t,$$

которое совпадает с известным из [1] и является одним из подтверждений правильности динамической модели, представленной на рис. 7а. Эта модель позволяет проводить анализ и расчет контура напряжения с учетом низкочастотных пульсаций на выходном конденсаторе. От этой модели можно перейти к непрерывной (рис. 7в), соответствующей усреднению всех переменных за полпериода питающей сети. Для этого достаточно заменить амплитудно-импульсный элемент ИЭ пропорциональным звеном с коэффициентом передачи, равным среднему за полпериода сети значению формируемых ИЭ импульсов $0,5(1 - \cos 2\omega_c t)$, которое равно 0,5. Эта модель (рис. 7в) уже не учитывает низкочастотные пульсации на выходном конденсаторе.

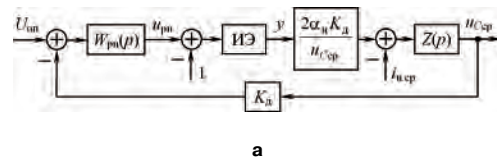
Передаточная функция разомкнутого контура напряжения согласно схеме на рис. 7в есть

$$W_n(p) = \frac{K_n (\tau_{рн} p + 1)}{p^2 (T_{рн} p + 1)} \quad (32)$$

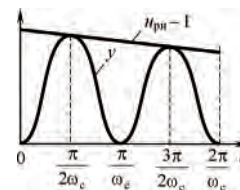
где K_n – коэффициент усиления разомкнутого контура напряжения, определяемый с учетом (31) как

$$K_n = \frac{g_{mv} \alpha_n K_d^2}{(C_{ZV} + C_{PV}) C u_{Ccp}} = \frac{g_{mv} K_d P_{вх}}{(C_{ZV} + C_{PV}) C (u_{рн} - 1) u_{Ccp}}, \quad (33)$$

где вместо $u_{рн} - 1$ подставляется ΔV_{AO} – эффектив-



а



б



в

Рис. 7. Представление контура напряжения ККМ при $U_{Ccp} \approx \text{const}$ и $U_c = \text{const}$ в виде системы с АИМ 2-го рода (а); иллюстрация процесса модуляции в ИЭ (б); модель, усредненная за полпериода питающей сети (в); $Z(p) = 1/Cp$

ный диапазон изменения выходного напряжения РН [4, 5].

Коррекция контура напряжения

Основным требованием, которое необходимо учитывать при расчете параметров РН, является обеспечение приемлемого уровня искажений входного тока ККМ, вызванных проникновением низкочастотных пульсаций с выходного конденсатора на выход РН. Для этого можно использовать метод расчета, основанный на определении допустимого значения коэффициента пульсаций выходного напряжения РН при заданной относительной амплитуде третьей гармоники тока питающей сети [9]. Более простым является метод, используемый в американских работах [8], согласно которому в начале расчета определяется емкость конденсатора СРV (рис. 2) так, чтобы в РН ослабить низкочастотные пульсации, поступающие с выходного конденсатора, до значения, составляющего менее 3% от эффективного диапазона изменения выходного напряжения РН $\Delta V_{AO} = 3,2$ В. Практика показала, что это обеспечивает малые искажения входного тока ККМ и хороший коэффициент мощности. Параметры РН выбираются так, чтобы удвоенная частота питающей сети находилась на участке $\omega > 1/T_{PH}$ асимптотической ЛАЧХ РН с наклоном -20 дБ/дек (рис. 8). На этом участке АЧХ РН с учетом выражения $W_{PH}(p) = g_{mv}Z_{KH}(p)$, где $Z_{KH}(p)$ определяется выражением (2), описывается выражением

$$|W_{PH}(j\omega)| \cong \frac{g_{mv}}{\omega C_{PV}},$$

а амплитуда низкочастотных пульсаций на выходе РН выражением

$$U_{PH-m} = |W_{PH}(j2\omega_c)| K_d U_{C-m} = \frac{g_{mv} K_d U_{C-m}}{4\pi f_c C_{PV}}.$$

Из уравнения $2U_{PH-m} = 0,03\Delta V_{AO}$ при $\omega = 4\pi f_c$ найдем

$$C_{PV} = \frac{g_{mv} K_d U_{C-m}}{2\pi f_c \cdot 0,03\Delta V_{AO}}. \tag{34}$$

Подставляя в (34) $g_{mv} = 70$ мкСм, $K_d = 0,0077$, $U_{C-m} = 7,235$ В, $f_c = 47$ Гц, $\Delta V_{AO} = 3,2$ В, получаем

$$C_{PV} = \frac{70 \cdot 10^{-6} \cdot 0,0077 \cdot 7,235}{2\pi \cdot 47 \cdot 0,03 \cdot 32} = 0,1375 \cdot 10^{-6}.$$

Принимаем стандартное значение $C_{PV} = 150$ нФ.

Для повышения быстродействия частота среза разомкнутого контура напряжения $\omega_{ср.н}$ должна быть по возможности больше. Поэтому стремятся к тому, чтобы частота $\omega_{ср.н}$ располагалась на том же участке с наклоном -40 дБ/дек асимптотической ЛАЧХ разомкнутого контура напряжения (рис. 8), что и удвоенная частота сети. Но при этом необхо-

димо контролировать запас устойчивости по фазе. На указанном участке ЛАЧХ передаточная функция разомкнутого контура напряжения описывается выражением

$$W_H(p) = \frac{K_H \tau_{PH}}{p^2 T_{PH}} = \frac{K_H (C_{ZV} + C_{PV})}{p^2 C_{PV}},$$

а амплитудно-частотная характеристика

$$|W_H(j\omega)| = \frac{K_H (C_{ZV} + C_{PV})}{\omega^2 C_{PV}}.$$

Следовательно, квадрат частоты среза $\omega_{ср.н}$ определяется из равенства

$$\omega_{ср.н}^2 = \frac{K_H (C_{ZV} + C_{PV})}{C_{PV}},$$

которое с учетом (33) принимает вид

$$\omega_{ср.н}^2 = \frac{g_{mv} K_d P_{BX}}{\Delta V_{AO} C C_{PV} u_{Ccp}}. \tag{35}$$

Выражение (35) совпало с приведенным без пояснений в [4, 5].

При $g_{mv} = 70$ мкСм, $K_d = 0,0077$, $P_{BX} = 300/0,9 = 333,33$ Вт, $C = 200$ мкФ, $C_{PV} = 150$ нФ, $u_{Ccp} = 390$ В, $\Delta V_{AO} = 3,2$ В, получаем

$$\omega_{ср.н} = \sqrt{\frac{70 \cdot 10^{-6} \cdot 0,0077 \cdot 333,33}{3,2 \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 150 \cdot 10^{-9} \cdot 390}} = 69,27 \text{ рад/с},$$

соответственно, $f_{ср.н} = 11,02$ Гц.

Еще раз обратим внимание на сравнительно низкую частоту среза контура напряжения и, соответственно, невысокое быстродействие, связанное с необходимостью получения достаточно малого коэффициента передачи регулятора напряжения на удвоенной частоте сети (рис. 8).

Учитывая, что согласно рис. 8 частота среза выбирается близкой к сопрягающей частоте асимпто-

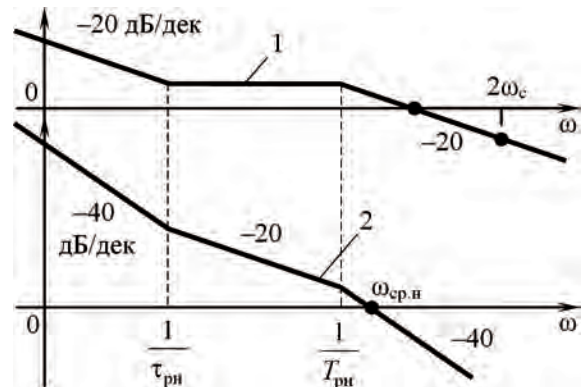


Рис. 8. Желаемый вид асимптотических ЛАЧХ регулятора напряжения (1) и разомкнутого контура напряжения (2)

тической ЛАЧХ $1/T_{рн}$, можем принять $T_{рн} \approx 1/\omega_{ср.н}$ и соответственно

$$R_{ZV} \approx \frac{1}{\omega_{ср.н} C_{PV}}$$

При полученных выше значениях параметров

$$R_{ZV} = \frac{1}{69,27 \cdot 150 \cdot 10^{-9}} = 96,24 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Принимаем $R_{ZV} = 100 \text{ кОм}$, завышение значения R_{ZV} немного сдвигает влево сопрягающую частоту $1/T_{рн}$. Для того, чтобы среднечастотный участок асимптотической ЛАЧХ разомкнутого контура напряжения имел протяженность, равную одной декаде, постоянную времени $\tau_{рн}$ берем примерно равной $10 T_{рн}$ и соответственно $C_{ZV} \approx 10 C_{PV} = 10 \cdot 150 \cdot 10^{-9} = 1,5 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$. Тогда $\tau_{рн} = R_{ZV} C_{ZV} = 100 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^{-6} = 0,15 \text{ с}$,

$$T_{рн} = R_{ZV} \frac{C_{ZV} C_{PV}}{C_{ZV} + C_{PV}} = 100 \cdot 10^3 \times \\ \times \frac{1,5 \cdot 10^{-6} \cdot 0,15 \cdot 10^{-6}}{(1,5 + 0,15) \cdot 10^{-6}} = 0,01364.$$

Для контроля приемлемости найденных параметров на рис. 9 строим фазочастотную характеристику (ФЧХ) контура напряжения по формуле

$$\varphi_n(\omega) = -180 + \arctg \omega \tau_{рн} - \arctg \omega T_{рн}.$$

Там же показана точная и асимптотическая ЛАЧХ контура, соответствующие коэффициенту усиления разомкнутого контура напряжения, определенному по формуле (33),

$$K_n = \frac{70 \cdot 10^{-6} (300/0,9) 0,0077}{3,2(1,5 + 0,15) \cdot 10^{-6} \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 390} = 436,25 \text{ с}^{-2}.$$

В связи с близостью частоты среза $\omega_{ср.н}$ к сопрягающей частоте $1/T_{рн}$ погрешность формулы (35) возрастает и более точное значение $\omega_{ср.н}$ согласно рис. 9 составляет 55 рад/с, или 8,75 Гц, а запас устойчивости по фазе $\mu \approx 46$, что вполне достаточно.

В связи с близостью частоты среза $\omega_{ср.н}$ к сопрягающей частоте $1/T_{рн}$ погрешность формулы (35) возрастает и более точное значение $\omega_{ср.н}$ согласно рис. 9 составляет 55 рад/с, или 8,75 Гц, а запас устойчивости по фазе $\mu \approx 46$, что вполне достаточно.

Выводы

1. Анализ особенностей структуры и функционирования микросхемы UCC28070 показал, что для синтеза контуров регулирования тока и напряжения возможно использование с учетом этих особенностей ранее разработанных динамических моделей контуров тока и напряжения.

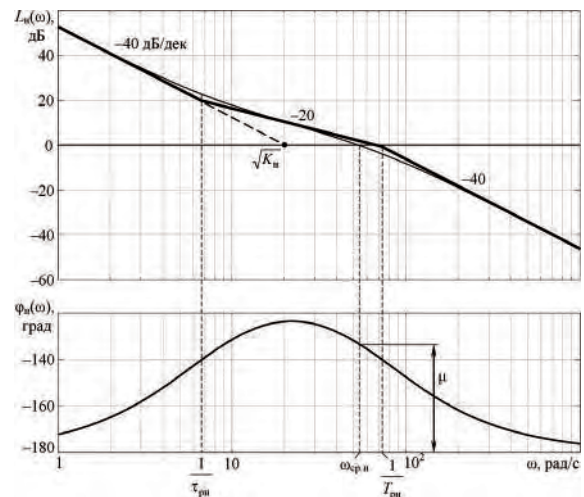


Рис. 9. Логарифмические частотные характеристики модели разомкнутого контура напряжения ($\mu \approx 46^\circ$ – запас устойчивости по фазе)

2. В предположении, что каждая из фаз ККМ нагружается половиной тока нагрузки ККМ, цепь коррекции каждого из двух токовых контуров рассчитывается, исходя из условий реализации процессов конечной длительности, по линеаризованной импульсной модели, имеющей такой же вид, что и у однофазного ККМ. Эти результаты имеют некоторые отличия от результатов, полученных из условия “компенсации наклона”, широко используемого для расчетов цепей коррекции токовых контуров в американской литературе.

3. Расчет цепей коррекции контура напряжения, как и в однофазной схеме, проводится по усредненной за полпериода питающей сети структурной модели, которая приводит к расчетным формулам, совпадающим с используемыми без пояснений в фирменной документации. При этом в связи с необходимостью эффективного подавления в регуляторе напряжения низкочастотных пульсаций, проникающих с выхода ККМ, достаточно низкими оказываются наибольшая сопрягающая частота асимптотической ЛАЧХ $1/T_{рн}$ и частота среза контура напряжения, что предопределяет невысокое быстродействие контура.

Литература

1. Иванов А. Г., Белов Г. А., Сергеев А. Г. Системы управления полупроводниковыми преобразователями. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. гос. ун-та, 2010. – 448 с.
2. Белов Г. А. Динамические модели многофазного повышающего импульсного преобразователя // Электричество. – 2010, № 6. С. 21–28.
3. UCC28070 Data Sheet / Texas Instruments Literature number SLUS794. – <http://www.focus.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28070.pdf>.

4. UCC28070 Interleaving continuous Conduction Mode PFC Controller. – <http://www.ti.com>.

5. *O'Loughlin Michael*. UCC28070 300-W Interleaved PFC Pre-regulator Design Review. – <http://www.ti.com>.

6. Теория автоматического управления: Учебник для вузов / С. Е. Душин, Н. С. Зотов, Д. Х. Имаев и др.; Под ред. В. Б. Яковлева. – М.: Высшая школа, 2005. – 567 с.

7. *Бесекерский В. А.* Цифровые автоматические системы. – М.: Наука, 1976. – 576 с.

8. *Dixon Lloyd*. High Power Factor Switching Pre-regulator Design Optimization / Unitrode Power Supply Design Seminar SEM-700, 1990, Topic 7.

9. *Белов Г. А., Серебрянников А. В.* Искажения

входного тока корректора коэффициента мощности с двухконтурной системой управления // Электричество, 2010, № 8, С.42–51.

10. *Белов Г. А., Малышев А. Б., Белов С. Г.* Система управления многофазным понижающим импульсным преобразователем // Силовая электроника. – 2011, Т. 3, № 31, С. 49–54.

Белов Геннадий Александрович, заведующий кафедрой Промышленной электроники Чувашского государственного университета, д. т. н., профессор, тел.: 8-960-301-09-21; e-mail: belovga_chuvsu@rambler.ru.

Белов Сергей Геннадьевич, инженер информационно-вычислительного центра Чувашского государственного университета, тел.: (8352) 58-14-78.

Ю. Г. Следков, И. Н. Соловьев

ПРЕЦИЗИОННАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ С ГАЛЬВАНИЧЕСКОЙ РАЗВЯЗКОЙ ДЛЯ АВТОНОМНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

U. G. Sledkov,
I. N. Soloviev

По мере снижения длины и толщины оксидного слоя затвора соответственно снижается и максимальное напряжение, при котором может работать полупроводниковый прибор. Использование автономных понижающих преобразователей постоянного напряжения требует применения новых структур и новых модификаций устройств обратной связи. При снижении эталонных напряжений преобразователей до уровней, приближающихся к уровням нестабильности выходного напряжения, требуется дополнительная уставка.

Ключевые слова: преобразователь постоянного напряжения, контур обратной связи, источник прецизионного опорного напряжения, оптопара, частотные характеристики.

An Isolated Precision Feedback For Off-Line DC-DC Converters

With gate oxide layer length and thickness decrease maximum operating voltage of semiconductor devices also declines. Implementation of buck off-line DC-DC converters feeding low-voltage loads arises demand for new topologies and modifications of feedback circuits. As reference voltages of converters approach the bandgap reference voltages it is necessary to provide a sub-bandgap reference.

Key words: DC-DC converter, feedback loop, precision reference voltage source, opto-coupler, frequency response.

Менее 20 лет назад большинству логических схем для надежного функционирования требовалось напряжение питания 5 В. В то время программируемые прецизионные источники опорного напряжения работали при напряжении 2,5 В, что обеспечивало достаточный запас при использовании оптопар, работающих при напряжении 1,25 В. Следующим стандартным напряжением источников питания, появившемся позднее, стало напряжение 3,3 В. Опорное напряжение 2,5 В при падении напряжения на диодах опторпары 1,25 В не могло удовлетворить требованиям по напряжению. Поэтому была разработана новая группа программируемых источников опорного напряжения, работающих при минимальном напряжении 1,25 В. Это обеспечивало точное регулирование выходных напряжений при снижении их уровня до 3 В (при обеспечении коэффициента запаса 20%). Оказалось, что в течение последних пяти лет до-

минирующими стали рабочие напряжения от 2,7 В до 1,6 В. Таким образом, возникла необходимость разработки новых структур и устройств, чтобы работать с напряжениями таких уровней.

При использовании традиционных схем обратной связи с гальванической развязкой на основе микросхем TL431 и TLV431 (рис. 1) требуются выходные напряжения источников питания 3,75 В и 2,5 В соответственно. При 20%-м коэффициенте запаса эти напряжения соответственно повышаются до 4,5 В и 3 В. Если опорные напряжения снизить до 0,9 В, то рабочими напряжениями станут 2,15 В — для обеспечения надежного функционирования и 2,6 В — для обеспечения 20%-го коэффициента запаса.

Это снижение крайне важно, однако оно не недостаточно при работе с напряжениями менее 2 В. За счет добавления одного резистора и *p-n-p* транзистора опорное напряжение можно снизить до величины падения напряжения база-эмиттер плюс программируемое эталонное напряжение. При использовании традиционной микросхемы TLV431 минимальное рабочее напряжение снижается до величины 1,95 В. При пониженном эталонном напряжении, обеспечиваемом микросхемой NCP100, схема которой приведена на рис. 2, рабочее напряжение может быть понижено до 1,6 В. Сравнение диапазонов рабочих напряжений, обеспечиваемых микросхемами TL431, TLV431 и NCP100, приведено на рис. 3.

Необходимый конденсатор С2 емкостью 1 мкФ между анодом и катодом микросхемы NCP100 (рис. 2) может вызвать опасения относительно

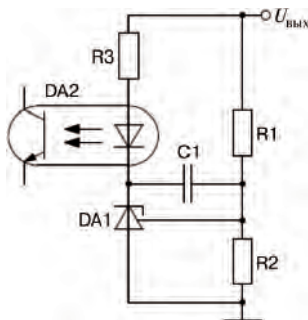


Рис. 1. Традиционная схема обратной связи с гальванической развязкой

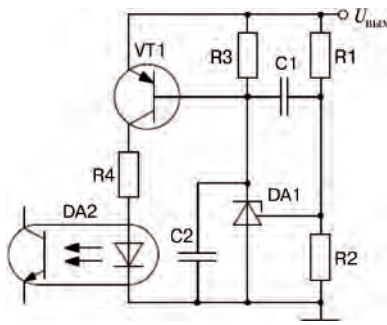


Рис. 2. Схема обратной связи с гальванической развязкой для рабочего напряжения 1,6 В

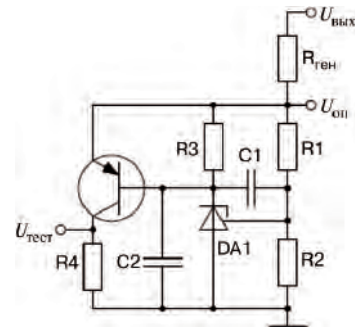


Рис. 4. Схема измерения полосы пропускания цепи обратной связи (конденсатор C2 использовался только с микросхемой NCP100)

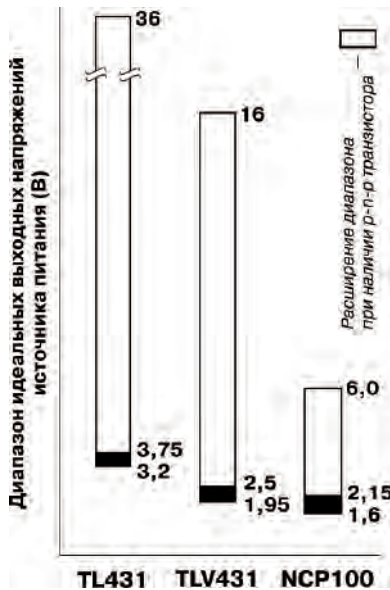


Рис. 3. Сравнение диапазонов рабочих напряжений для схем обратной связи с гальванической развязкой

ширины полосы пропускания системы. При добавлении *p-n-p* транзистора полоса пропускания микросхемы NCP100 расширяется за счет коэффициента усиления по току транзистора. Схема для исследования контура обратной связи на основе микросхемы NCP100 при подключении конденсатора емкостью 1 мкФ и микросхемы TLV431 без

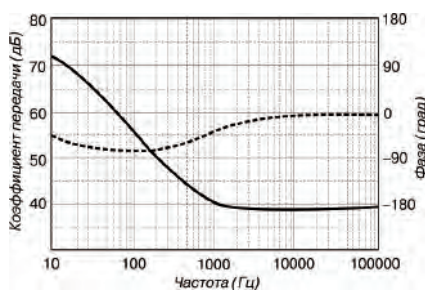
этого конденсатора показана на рис. 4. Сигнал с генератора подается на резистор $R_{ген}$.

Сравнение двух прецизионных микросхем опорного напряжения при использовании схемы рис. 4 показано на рис. 5. Разница между микросхемами следующая: коэффициент усиления схемы при использовании TLV431 на 18 дБ, чем у схемы, использующей NCP100. Хорошо видно, что как схема на основе TLV431, так и схема на основе NCP100 имеют достаточный запас по коэффициенту усиления. При этом, не наблюдается никаких существенных изменений при введении дополнительного конденсатора между анодом и катодом микросхемы NCP100 (рис. 4 и 5б).

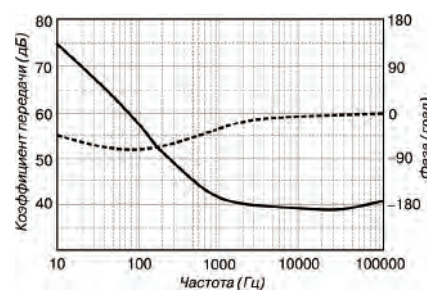
Полная схема для исследования частотных характеристик устройства приведена на рис. 6. Частотные характеристики замкнутого контура обратной связи на основе микросхемы NCP100 автономного преобразователя постоянного напряжения приведены на рис. 7. На характеристиках необходимо отметить один провал частотной характеристики с запасом по фазе 90°. Реакция системы на ступенчатое возмущение приведена на рис. 8.

Выводы

Для выполнения требований к снижению напряжения питания современных систем, вызванных уменьшением длины канала полевых транзисторов



а



б

Рис. 5. Сравнение частотных характеристик разомкнутых контуров обратной связи (схема рис. 4): а – на основе TLV431; б – на основе NCP100

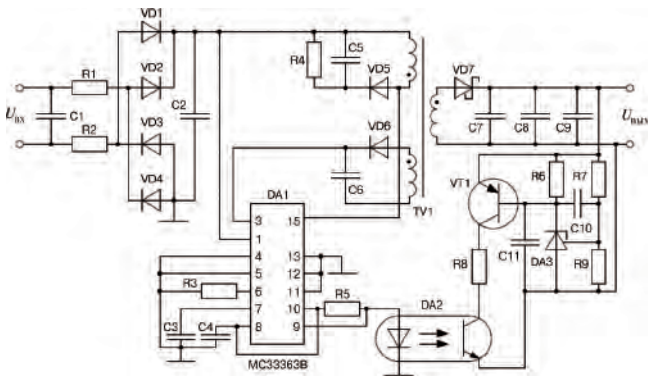


Рис. 6. Схема для исследования полосы пропускания контура обратной связи системы на основе микросхемы NCP100

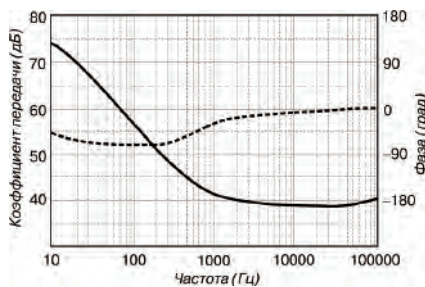


Рис. 7. Частотные характеристики замкнутого контура обратной связи на основе NCP100

необходимы новые структуры контуров обратной связи автономных преобразователей постоянного напряжения. Схемы обратной связи содержат два компонента, которым требуется более высокий уровень питания – оптопару и прецизионный источник опорного напряжения. Снижение прямого падения напряжения оптрона ниже 1,25 В в ближайшем

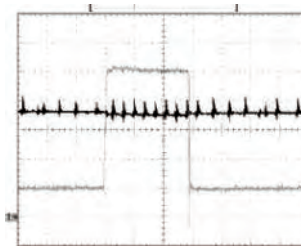


Рис. 8. Реакция системы на скачкообразное изменение выходного тока с 0,2 А до 1 А при использовании NCP100

обозримом будущем не предвидится. По этой причине необходимо вносить улучшения в структуру источника прецизионного опорного напряжения. Таким образом, для источников питания необходимо снижение уровня нестабильности опорного напряжения программируемых прецизионных источников опорного напряжения.

Литература

1. TL431. Programmable voltage reference. Data sheet. – STMicroelectronics.
2. TLV431, TLV431A, TLV431B. Low-voltage adjustable precision shunt regulator. – Texas Instruments.
3. NCP100 Sub 1.0 V Precision Adjustable Shunt Regulator. – ON Semiconductor.

Следков Юрий Германович, к. т. н., доцент кафедры “Микроэлектронных электросистем” МАИ, тел. +7(499) 158-45-56, e-mail: vice_dean3@mai.ru;

Соловьев Игорь Николаевич, к. т. н., доцент кафедры “Микроэлектронных электросистем” МАИ, тел.: +7(499) 158-45-59, e-mail: sin@mai.ru.

М. М. Дудкин, Л. И. Цытович, О. Г. Брылина

ДИНАМИЧЕСКИЕ СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАЗВЕРТЫВАЮЩИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

M.M. Dudkin, L.I. Tsitovich,
O.G. Brylina

Рассмотрены принципы построения и временные диаграммы сигналов развертывающих преобразователей (РП) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), применяемые в аналоговых и цифровых системах управления вентильными преобразователями. На основе математического моделирования в среде MatLab+Simulink выполнен сравнительный анализ динамических спектральных характеристик РП различных классов в широком частотном диапазоне сигнала гармонической помехи. Доказана высокая помехоустойчивость интегрирующих РП с ШИМ.

Ключевые слова: развертывающий преобразователь, широтно-импульсная модуляция, интегрирующий преобразователь, динамические спектральные характеристики, помехоустойчивость, вентильный преобразователь.

Dynamic Spectral Performances of Scanning Converters With Pulse-Width Modulation

Design principles and timing waveform diagrams of scanning converters (SC) with pulse-width modulation (PWM) used in analog and digital control systems by valve inverters are considered. On the basis of mathematical simulation in programming environment MatLab+Simulink the comparative analysis of dynamic spectral performances of different mode SC when affecting the harmonic interfering signal in a wide frequency range is fulfilled. The high noise stability of integrating SC with PWM is proved.

Keywords: scanning converter, pulse-width modulation, integrating converter, dynamic spectral performances, noise stability, valve inverter.

Проблема помехоустойчивости и электромагнитной совместимости вентильного электропривода (ВЭП) была и остается одной из самых сложных в техническом плане задач, требующих своего комплексного решения. Специфической особенностью ВЭП является то, что генераторами помех зачастую выступают сами силовыми вентильными преобразователи (ВП), работающие в дискретном (импульсном) режиме, формирующие высокочастотные гармоники [1].

За последнее десятилетие данная проблема обострилась ввиду массового внедрения на предприятиях преобразователей частоты для электроприводов переменного тока, работающих в режиме широтно-импульсной модуляции с несущей частотой от единиц до десятков килогерц. Это привело к росту удельного веса высокочастотного спектра помех, наводимых на элементы систем ВЭП, что затрудняет борьбу с ними традиционными методами пассивной и активной фильтрации из-за возникающего эффекта замедленной дискретизации внешних и внутренних помех. Поясним сказанное более подробно.

Работа любой импульсной системы, в частности, широтно-импульсного развертывающего преобразователя (РП), может протекать при следующих возможных ситуациях (рис. 1).

В первом случае на вход РП воздействует постоянная составляющая (или медленно протекающий процесс) $X_{ВХ}$ (рис. 1а), в результате чего спектральный состав выходного сигнала РП содержит нулевую (или близкую к ней) гармонику, определяемую

сигналом $X_{ВХ}$, а также составляющие, зависящие непосредственно от геометрии выходных импульсов РП (прямоугольные одно- или двухполярные импульсы, трапецеидальные импульсы и пр.) (рис. 1б). Чем выше частота f_0 несущих колебаний РП, тем шире зона Δ между нулевой и самой низкочастотной из группы высокочастотных гармоник выходного сигнала РП. В данном случае зависимость

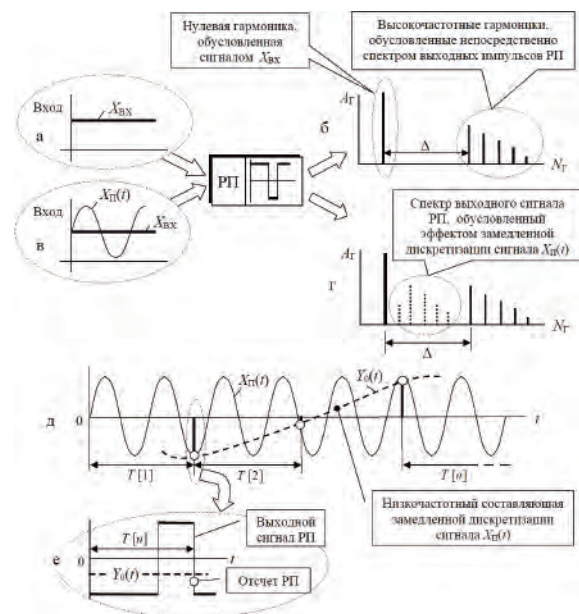


Рис. 1. Временные диаграммы сигналов (а, в, д, е) и обобщенные спектральные характеристики (б, г) к пояснению понятия динамического спектра развертывающего преобразователя

$A_\Gamma = f(N_\Gamma)$ представляет собой статическую спектральную характеристику РП. Здесь A_Γ , N_Γ – амплитуда и номер гармоники соответственно.

Второй вариант предполагает воздействие на вход РП суммы сигналов $X_{ВХ} + X_{П}(t)$ (рис. 1в), где $X_{П}(t)$ – гармоническая составляющая, которая может представлять собой как полезный сигнал, так и сигнал помехи. Здесь на частотах динамической составляющей входного воздействия выше $0,5f_0$ начинает проявляться эффект замедленной дискретизации сигнала $X_{П}(t)$ [2], когда высокочастотная помеха $X_{П}(t)$ преобразуется в низкочастотные составляющие $Y_0(t)$ (рис. 1д), “заполняющие” зону Δ (рис. 1г). Происходит это от того, что отсчеты $T[n]$, отнесенные к окончанию соответствующего интервала дискретизации выходных импульсов РП (рис. 1е), “берутся” импульсной системой медленнее, чем это необходимо для восстановления из потока выходных импульсов составляющей $X_{П}(t)$ (рис. 1д). Характеристики, приведенные на рис. 1г, представляют собой динамические спектральные характеристики, так как учитывают динамические свойства РП на частотах выше частоты его несущих колебаний, причем как преобразователя спектра сигнала $X_{П}(t)$.

Сигналы замедленной дискретизации в первую очередь опасны тем, что их частотный спектр зачастую лежит в области рабочих частот системы управления, поэтому единственным способом борьбы с ними является выбор такого принципа построения РП, при котором уровень этих составляющих минимален. Это диктует необходимость сравнительного анализа динамического спектра РП различного класса.

В настоящее время в системах управления силовыми ВП в основном применяются РП с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) на основе выборки мгновенных значений [3, 4], которые обладают крайне низкой помехоустойчивостью, что, зачастую, приводит к сбоям в работе регулируемых электроприводов и технологических установок на их основе.

На рис. 2 приведены функциональные схемы и временные диаграммы сигналов наиболее распространенных в системах управления ВП разветвляющих преобразователей с ШИМ первого и второго рода, построенных на принципе выборки мгновенных значений сигнала управления (в дальнейшем такие преобразователи будем называть РП с ШИМ-1 и ШИМ-2).

РП с ШИМ-1 (рис. 2а) содержит генератор пилообразного напряжения ГПН, формирующий сигнал развертки $Y_{П}(t)$ с линейно нарастающим и дискретным фронтами, сумматор Σ и релейный элемент с безгистерезисной характеристикой. В РП с ШИМ-1 происходит непосредственное сравнение сигнала развертки $Y_{П}(t)$ с информативным входным воздействием $X_{ВХ}$ (рис. 2б) и формированием в

момент их равенства длительности импульса t_{2n-1} открытого состояния силового ключа ВП. РП данного класса нашел наибольшее распространение в вентильных электроприводах при построении систем импульсно-фазового управления тиристорными преобразователями [3].

РП с ШИМ-2 имеет структуру (рис. 2в), аналогичную РП с ШИМ-1 (рис. 2а), и отличается от последнего только формой сигнала разветвляющей функции, которая представляет собой симметричную относительно нулевого уровня “пилу” (рис. 2г). В результате под действием входного сигнала $X_{ВХ}$ происходит смещение во времени одновременно как переднего, так и заднего фронтов выходных импульсов $Y(t)$ РП (рис. 2г). Этот класс РП наиболее распространен в системах управления силовыми транзисторными ШИМ-преобразователями с аналоговым или цифровым управлением [4].

Интегрирующий РП с ШИМ-1 (ИРП с ШИМ-1) представляет собой замкнутую автоколебательную систему (рис. 3а) [5], состоящую из сумматора $\Sigma 1$, интегратора И с постоянной времени ТИ2, сумматора $\Sigma 2$ и релейного элемента РЭ с безгистерезисной характеристикой, а также генератора пилообразного напряжения ГПН с линейно нарастающим и дискретными фронтами, выполняющего роль источника сигнала несущей частоты. Амплитуда ГПН $A_C = 0,5 \leq X_0 \leq T_0/T_{И1}$ (рис. 3в), где X_0 – опорный сигнал, принимаемый равным амплитуде $\pm A$ выходных импульсов РЭ; $T_{И1}$ – постоянная времени, задающая темп нарастания ведущей развертки $Y_{И1}(t)$, причем $T_{И2} > 2T_{И1}$.

При включении РП система переходит в режим вынужденных колебаний с частотой сигнала ГПН $(T_0)^{-1}$, а интервалы t_{2n-1} , t_{2n} разветвляющего преобразования (рис. 3г) формируются как результат последовательного взаимодействия ведущего $Y_{И1}(t)$ и ведомого $Y_{И2}(t)$ с выхода интегратора И сигналов развертки (рис. 3в). В результате, по истечении определенного числа периодов выходных импульсов $Y(t)$ РЭ, определяемого соотношением постоянных времени $\bar{T}_{И2} = T_{И2}/T_{И1}$, их среднее значение

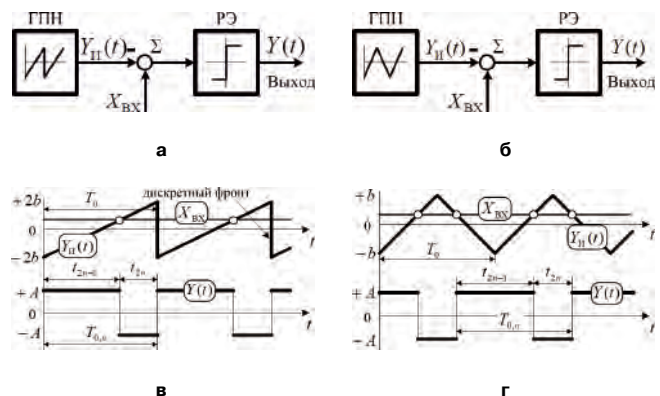


Рис. 2. Функциональные схемы и временные диаграммы сигналов РП с ШИМ-1 (а), (б) и РП с ШИМ-2 (в), (г)

$Y_0 = -A(t_{2n} - t_{2n-1})/T_{0,n}$ при $X_{ВХ} = 0$ достигает нулевого уровня (рис. 3г), а коэффициент заполнения $\gamma = 0,5$.

При подаче входного сигнала $X_{ВХ} > 0$, например, в момент времени t_0 (рис. 3б), совпадающий с началом очередного цикла развертывающего преобразования, происходит последовательное смещение ведомой развертки $Y_{И2}(t)$ в направлении, противоположном знаку $X_{ВХ}$ (рис. 3в). Это приводит к изменению коэффициента заполнения $\gamma = t_{2n}/T_{0,n}$ выходных импульсов РЭ (рис. 3г), достигающего установившегося значения по истечению нескольких интервалов дискретизации.

Интегрирующий РП с ШИМ-2 (ИРП с ШИМ-2) имеет структуру, аналогичную ИРП с ШИМ-1 (рис. 3а), и отличается от последнего только формой сигнала развертывающей функции $Y_{И1}(t)$, которая представляет собой симметричную относительно нулевого уровня “пилу” с линейно нарастающим и спадающим фронтами (рис. 2г).

В установившемся режиме для всех классов РП коэффициента заполнения выходных импульсов РЭ $\gamma_{ст} = 0,5(1 + \bar{X}_{ВХ})$, где $\bar{X}_{ВХ} = |X_{ВХ}/A|$ – нормированная величина входного сигнала $X_{ВХ}$.

При исследовании спектральных характеристик на информационный вход РП одновременно подавался сигнал управления $X_{ВХ}(t)$ и переменный гармонический $X_{П}(t)$ сигнал с постоянной амплитудой $A_{П}$ и переменной частотой $(T_{П})^{-1}$ в широком частотном диапазоне (рис. 1в). Выделение средней составляющей Y_0 выходных импульсов РП (рис. 1е) производилось с помощью цифрового фильтра (ЦФ), реализующего алгоритм вида $Y_0 = A(t_{2n-1} - t_{2n})/(t_{2n-1} + t_{2n})$.

Уровень гармоник и их частота измерялись спектроанализатором на выходе РП с учетом ЦФ при помощи программы *MatLab+Simulink*. Ре-

зультаты исследований представлены в виде пространств динамических спектральных состояний $\bar{A}_Г = f(\bar{F}_Г, \bar{F}, \bar{A}_П = 0,1)$ и поясняются переходными характеристиками $\bar{X}_П[n]$, $\bar{Y}_0[n]$ и $\bar{f}[n]$. Здесь $\bar{A}_Г = |A_Г/A|$, $\bar{F}_Г = |f_Г/f_0|$ – нормированная амплитуда и частота гармоник выходного сигнала РП соответственно; $\bar{A}_П = |A_П/A|$, $\bar{F} = |f_П/f_0|$ – нормированное значение амплитуды $A_П$ и частоты $f_П$ сигнала помехи (динамического входного сигнала) соответственно; $\bar{Y}_0 = |Y_0/A|$ – нормированное среднее значение импульсов на выходе РП; $\bar{f} = |f/f_0|$ – нормированная частота выходных импульсов РП; $n = 1, 2, 3, \dots$ – целое число, соответствующее порядковому номеру интервала дискретизации выходных импульсов РП.

На рис. 4, 5 приведены динамические спектральные характеристики $\bar{A}_Г = f(\bar{F}_Г, \bar{F}, \bar{A}_П = 0,1)$ РП различных классов, снятых при $\bar{X}_{ВХ} = 0$ и $\bar{X}_{ВХ} = 0,8$, на основании которых можно сделать следующие выводы.

• Для всех РП с ШИМ (рис. 2, 3) наибольший уровень гармоник при воздействии гармонической помехи $X_{П}(t)$ в широком частотном диапазоне проявляется на двух частотах:

$$\bar{F}_{Г1} = \bar{F} - n \text{ и } \bar{F}_{Г2} = (n+1) - \bar{F}, \quad (1)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$ – целое число, причем

$$\begin{cases} n=0, \bar{F} < 1,0; \\ n=1, 1,0 < \bar{F} < 2,0; \\ \vdots \\ n=m, m < \bar{F} < (m+1). \end{cases}$$

Так, например, при частоте сигнала помехи $\bar{F} = 1,95$ для всех РП с ШИМ наибольший уровень амплитуды гармоник $\bar{A}_Г$ возникает на частотах $\bar{F}_{Г1} = 0,95$ и $\bar{F}_{Г2} = 0,05$ (рис. 4, 5).

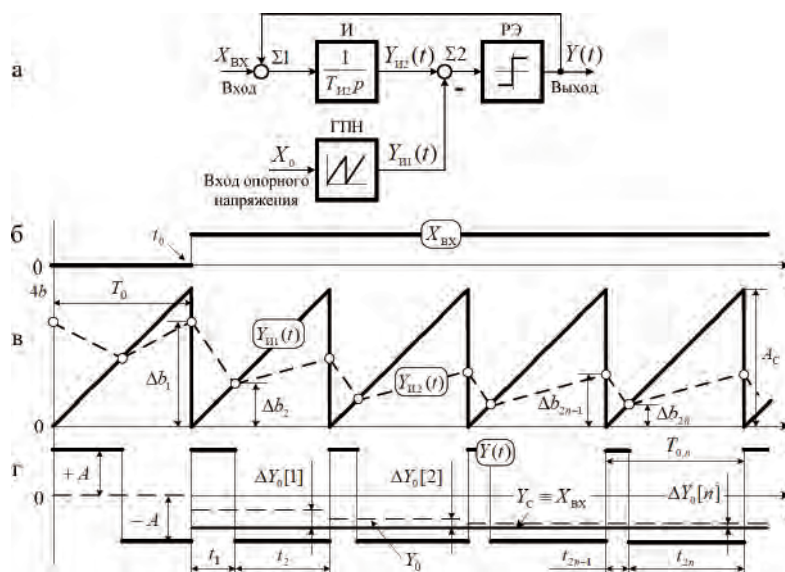


Рис. 3. Функциональная схема (а) и временные диаграммы + сигналы (б) – (г) интегрирующего РП с ШИМ-1

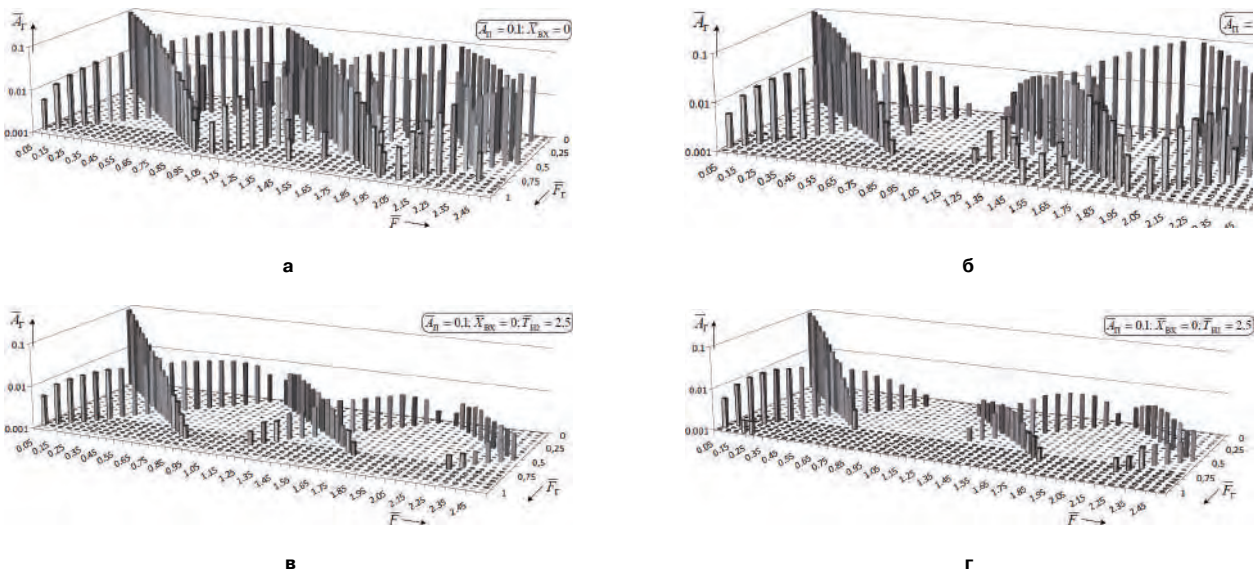


Рис. 4. Пространства динамических спектральных характеристик $\bar{A}_T = F(\bar{F}_T, \bar{F})$ при $\bar{X}_{вх} = 0$ для РП с ШИМ-1 (а); РП с ШИМ-2 (б); ИРП с ШИМ-1 (в) и ИРП с ШИМ-2 (г)

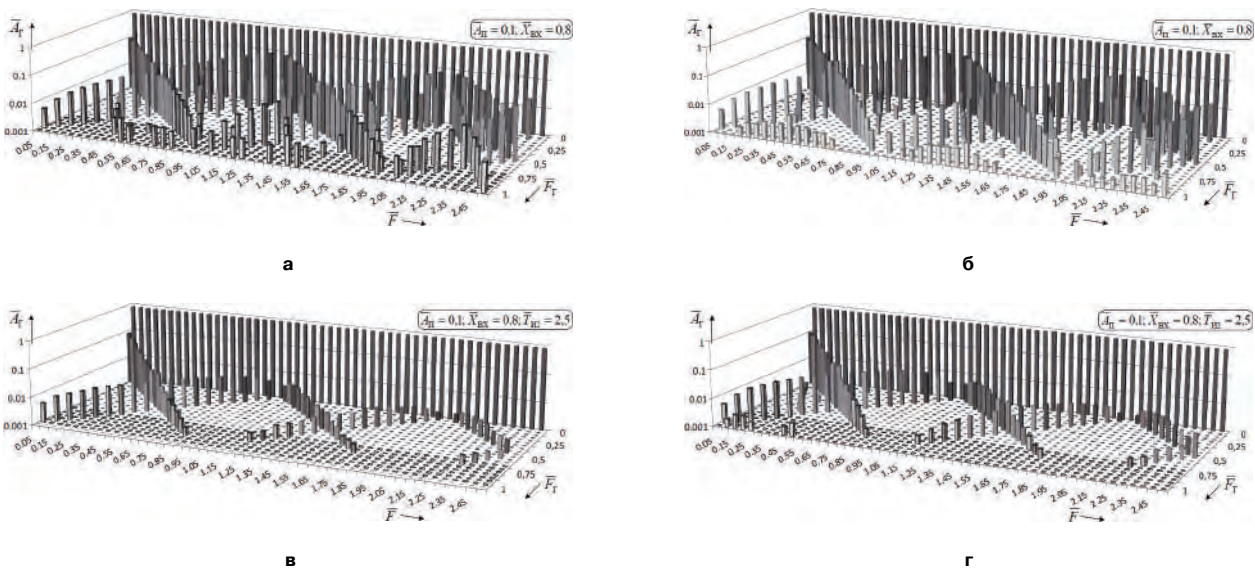


Рис. 5. Пространства динамических спектральных характеристик $\bar{A}_T = F(\bar{F}_T, \bar{F})$ при $\bar{X}_{вх} = 0,8$ для РП с ШИМ-1 (а); РП с ШИМ-2 (б); ИРП с ШИМ-1 (в) и ИРП с ШИМ-2 (г)

• Амплитуды гармоник монотонно убывают по мере приближения к несущей частоте f_0 импульсной системы вследствие влияния ЦФ (рис. 4, 5).

• В области частот достоверной передачи (ОДП) информации, когда $\bar{F} \leq 0,5$, разветвляющие преобразователи всех классов стремятся воспроизвести динамический входной сигнал $X_{\Pi}(t)$ на выходе, что подтверждают графики переходных процессов $\bar{X}_{\Pi}[n]$ и $\bar{Y}_0[n]$, снятых при частоте сигнала помехи $\bar{F} = 0,05$ (рис. 6).

• В РП с выборкой мгновенных значений сигнала управления и ШИМ-1, 2 рода (рис. 2) в ОЗД ($\bar{F} > 0,5$) наблюдается высокий уровень гармоник \bar{A}_T (рис. 4–5 а, б), соизмеримый с амплитудой

\bar{A}_{Π} входного гармонического сигнала $X_{\Pi}(t)$ во всем диапазоне изменения сигнала управления $\bar{X}_{вх}$. В окрестности частот, примыкающих к точкам $\bar{F} = 1, 2, \dots$, импульсная система переходит в режим формирования инфранизкочастотных сигналов, частота которых определяется в соответствии с

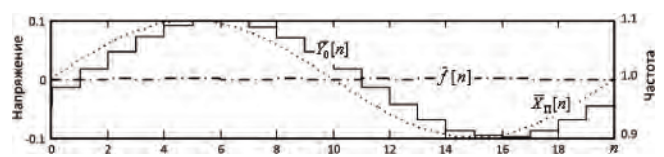


Рис. 6. Графики переходных процессов для РП всех классов в области частот достоверной передачи при $\bar{X}_{вх} = 0$ и $\bar{F} = 0,05$

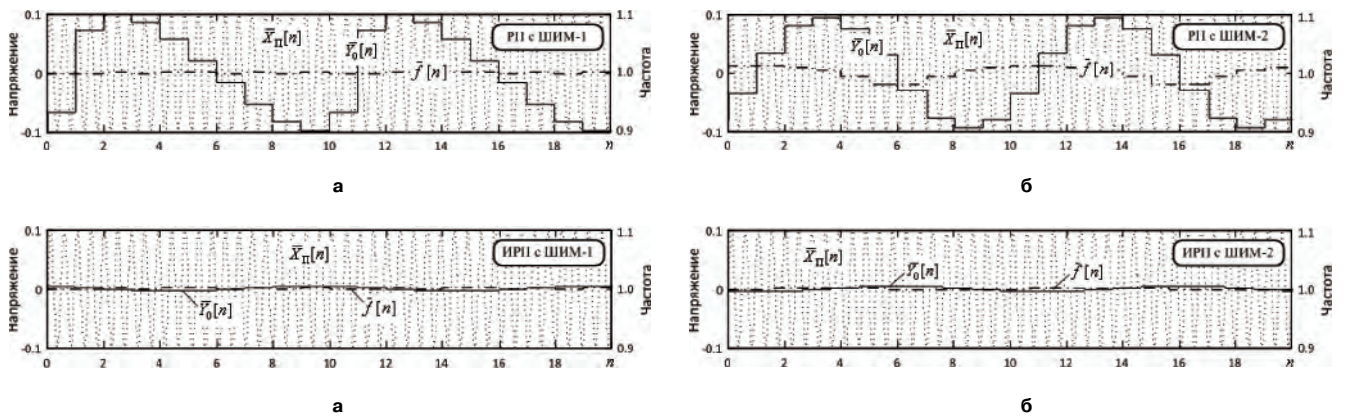


Рис. 7. Графики переходных процессов для РП всех классов в области частот замедленной дискретизации при $\bar{X}_{BX} = 0$ и $\bar{F} = 2,1$

выражением (1), а ее уровень зависит от принципа разворачивающего преобразования, заложенного в РП. Так, например, при $\bar{X}_{BX} = 0$ и частоте сигнала помехи $\bar{F} = 2,1$ на выходе РП с ШИМ-1 и ШИМ-2 формируются низкочастотные составляющие $\bar{Y}_0[n]$ с частотой $\bar{F}_1 = 0,1$ и с амплитудой \bar{A}_Π , практически равной \bar{A}_Π входного гармонического сигнала $\bar{X}_\Pi[n]$ (рис. 7а, б). В результате преобразованный низкочастотный сигнал $\bar{Y}_0[n]$ оказывается в зоне рабочих частот системы управления ВП, что приводит к его неработоспособности, либо резкому ухудшению показателей качества процесса регулирования [5, 6].

- В РП с ШИМ-1 и ШИМ-2 в точках с частотой $\bar{F} = 1, 2, \dots$ эффект замедленной дискретизации не проявляется. Так, при $\bar{X}_{BX} = 0$ амплитуды гармоник \bar{A}_Γ во всем частотном диапазоне \bar{F}_Γ равны нулю (рис. 4 а, б), так как вышеуказанные системы делают выборки, соответствующие по времени переходу сигналом $\bar{X}_\Pi[n]$ через нулевой уровень. При $\bar{X}_{BX} \neq 0$ на этих же частотах динамический сигнал $\bar{X}_\Pi[n]$ приводит к появлению отклонения среднего значения импульсов Y_0 от заданного значения \bar{X}_{BX} и, как следствие, изменению величины нулевой гармоники $\bar{A}_{\Gamma(0)}$ (рис. 5а, б). В системах управления ВП данный режим полностью устраняется за счет внешней отрицательной обратной связи и, как правило, не приводит к серьезным нарушениям работы ВП [5, 6].

- Пространства динамических спектральных характеристик $\bar{A}_\Gamma = f(\bar{F}_\Gamma, \bar{F}, \bar{A}_\Pi = 0,1)$ при $\bar{X}_{BX} = 0,8$ для РП с ШИМ-1 и ШИМ-2 (рис. 5а, б) носят одинаковый характер, как по амплитудному уровню, так и частотному спектру гармоник. В отличие от РП с ШИМ-1, в РП с ШИМ-2 при $\bar{X}_{BX} = 0$ в области частот $0,9 \leq \bar{F} \leq 1,1$ амплитудный уровень гармоник \bar{A}_Γ во всем частотном диапазоне \bar{F}_Γ равен нулю (рис. 4 б), что объясняется наличием симметричного фронта в сигнале пилообразной развертки (рис. 2 г), когда под действием динамического сигнала $X_\Pi(t)$ происходит смещение выходных импульсов $Y(t)$ при неизменном коэффициенте заполнения $\gamma = t_{2n-1}/T_{0,n}$.

- В отличие от разворачивающих преобразователей с выборкой мгновенных значений сигнала управления (рис. 2) в интегрирующих РП (рис. 3) в ОЗД амплитуды гармоник \bar{A}_Γ монотонно убывают с ростом частоты сигнала помехи \bar{F} (рис. 4–5 в, г), что объясняется наличием интегратора в прямом канале регулирования и замкнутым характером структурной схемы. Все это однозначно свидетельствует о высокой помехоустойчивости интегрирующих РП и говорит о целесообразности их применения в системах управления ВП с высоким уровнем помех в каналах передачи информации, что особенно актуально для систем управления ВП с автономными источниками электропитания ограниченной мощности [7], где сеть характеризуется высокой нестабильностью своих параметров и уровнем коммутационных искажений.

- Обращает на себя внимание поведение интегрирующих РП вблизи координат, соответствующих целочисленным значениям $\bar{F} = 1, 2, \dots$. В отмеченных областях ИРП проявляют себя в качестве делителя частоты входного сигнала, когда за период выходных импульсов разворачивающего преобразования “укладывается” целое число периодов гармонического входного воздействия $X_\Pi(t)$, когда на выходе системы формируются гармоники \bar{A}_Γ с нулевым значением во всем частотном диапазоне \bar{F}_Γ (рис. 4–5 в, г) за исключением нулевой гармоники $\bar{A}_{\Gamma(0)}$, уровень которой зависит от информативного сигнала \bar{X}_{BX} . Все вышесказанное также подтверждают графики переходных процессов $\bar{X}_\Pi[n]$, $\bar{Y}_0[n]$ и $\bar{f}[n]$ в ИРП, снятых при $\bar{X}_{BX} = 0$ и частоте сигнала помехи $\bar{F} = 2,1$ (рис. 7 в, г).

- Пространства динамических спектральных характеристик $\bar{A}_\Gamma = f(\bar{F}_\Gamma, \bar{F}, \bar{A}_\Pi = 0,1)$ для ИРП с ШИМ-1 и ШИМ-2 (рис. 4–5 в, г) носят одинаковый характер за исключением области частот $0,9 \leq \bar{F} \leq 1,1$ при $\bar{X}_{BX} = 0$, в которой амплитудный уровень гармоник \bar{A}_Γ для ИРП с ШИМ-2 во всем частотном диапазоне \bar{f}_Γ равен нулю (рис. 4г) по причине наличия симметричного фронта в сигнала пилообразной развертки (рис. 2г).

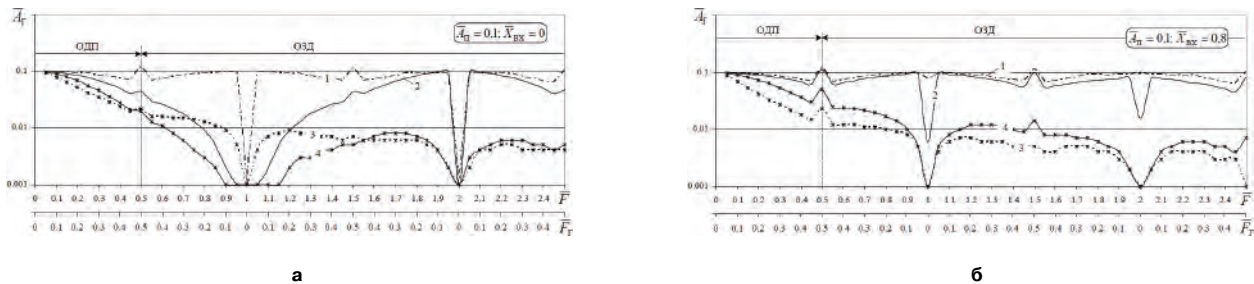


Рис. 8. Графики зависимостей максимальной амплитуды гармоник $\bar{A}_{r,\max} = F(\bar{F}, \bar{A}_r = 0, 1)$ для РП различных классов при $\bar{X}_{BX} = 0$ и $\bar{X}_{BX} = 0,8$ (б) при $\bar{T}_{и2} = 2,5$ (1 – РП с ШИМ-1; 2 – РП с ШИМ-2; 3 – ИРП с ШИМ-1; 4 – ИРП с ШИМ-2)

Результаты сравнительного анализа спектральных характеристик РП различных классов представлен в виде зависимостей $\bar{A}_{r,\max} = F(\bar{F}, \bar{A}_r = 0, 1)$ при $\bar{X}_{BX} = 0$ и $\bar{X}_{BX} = 0,8$ (рис. 8). Здесь $\bar{A}_{r,\max} = |A_{r,\max} / A|$ – нормированное значение максимальной амплитуды гармоники на пространстве динамических спектральных характеристик при наличии ЦФ на выходе. Для наглядности на рис. 8 указаны значения частот гармоник \bar{F}_r , соответствующие максимальному уровню гармоник $\bar{A}_{r,\max}$, а также граница раздела ОДП и ОЗД [2].

Результаты исследований (рис. 8) позволяют сделать следующие выводы.

► Кроме того, в РП с выборкой мгновенных значений сигнала управления в точках с частотами $\bar{F} = 1, 2, \dots$ и $\bar{X}_{BX} \neq 0$ возникают отклонения среднего значения импульсов Y_0 за интервал дискретизации от установившегося значения \bar{X}_{BX} , поэтому на графиках (рис. 8) при $\bar{F}_r = 0$ отложены значения абсолютной ошибки среднего значения импульсов $\Delta \bar{Y}_0 = |\bar{A}_{r(0)} - \bar{X}_{BX}|$.

► Из всех классов РП с выборкой мгновенных значений сигнала управления наибольшим уровнем гармоник $\bar{A}_{r,\max}$ в ОЗД обладает РП с ШИМ-1 (рис. 8).

► Для интегрирующих РП в ОЗД уровень гармоник $\bar{A}_{r,\max}$ практически на один порядок ниже, чем для РП с выборкой мгновенных значений сигнала управления (рис. 8), причем их уровень монотонно снижается по мере роста частоты сигнала помехи \bar{F} . Это является следствием замкнутого характера структуры РП и наличия интегратора в прямом канале регулирования.

► Среди интегрирующих РП с ШИМ наименьшим уровнем гармоник $\bar{A}_{r,\max}$ практически во всем частотном диапазоне \bar{F} обладает ИРП с ШИМ-1. Данное обстоятельство объясняется тем, что интегрирующие РП в ОДП ($\bar{F} = f/f_0 \leq 0,5$) обладают свойствами, близким к динамическим характеристикам линейного апериодического звена первого порядка $W(p) = 1/(T_{\text{Э}p} + 1)$ [5] с эквивалентной постоянной времени $T_{\text{Э}} \approx 0,47 T_{и2} T_0$ для интегрирующего РП с ШИМ-1 и $T_{\text{Э}} \approx 0,27 T_{и2} T_0$ для ИРП с ШИМ-2. При этом эквивалентная постоянная времени для ИРП с ШИМ-1 почти в два раза больше, чем для ИРП с ШИМ-2.

Выводы

1. Выполнен сравнительный анализ динамических спектральных характеристик РП с ШИМ различных классов в ОДП и ОЗД.

2. РП с выборкой мгновенных значений сигнала управления, с точки зрения помехоустойчивости к внешним воздействиям, является неблагоприятным классом развертывающих систем, так как в ОЗД они формируют низкочастотные составляющие по уровню соизмеримые с амплитудой гармонического сигнала помехи и неразличимые на фоне полезного сигнала управления вентильного преобразователя, что приводит к его неработоспособности, либо резкому ухудшению показателей качества процесса регулирования.

3. Последний недостаток практически полностью устраняется в интегрирующих РП, поэтому они целесообразны к применению в системах управления ВП с высоким уровнем помех в каналах передачи информации, что особенно актуально для систем автоматического управления с автономными источниками электропитания ограниченной мощности, где сеть характеризуется высокой нестабильностью своих параметров и уровнем коммутационных искажений. Причем ИРП с ШИМ-1 следует применять в ведомых вентильных преобразователях, в которых синхронизация системы управления с сетью осуществляется за счет дискретного фронта сигнала ведущей развертки, а ИРП с ШИМ-2 – в автономных ВП, в которых синхронизация не требуется. Сказанное распространяется на ВП как с аналоговым, так и цифровым управлением.

Литература

1. Осипов О. И. Промышленные помехи и способы их подавления в вентильных электроприводах постоянного тока. – М.: Энергия, 1979. – 80 с.
2. Активные фильтры / Л. П. Хьюлсман; пер. с англ. под ред. И. Н. Теплюка. – М.: Мир, 1972. – 516 с.
3. Управление вентильными электроприводами постоянного тока / Е.Д. Лебедев, В.Е. Неймарк, М.Я. Пистрак, О. В. Слежановский. – М.: Энергия, 1970. – 199 с.
4. Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями / С. Г. Герман-Галкин, В. Д.

Лебедев, Б. А. Марков, Н. И. Чичерин. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ие, 1986. – 248 с.

5. *Дудкин М. М.* Элементы информационной электроники систем управления вентильными преобразователями: монография / М. М. Дудкин, Л. И. Цытович. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2011. – 362 с.

6. *Дудкин М. М.* Помехоустойчивость электропривода постоянного тока с силовым широтно-импульсным преобразователем / М. М. Дудкин // Электротехнические системы и комплексы: межвузовский сб. науч. тр.; под ред. А. С. Сарварова. – Магнитогорск: МГТУ, 2007. – Вып. 14. – С. 74–81.

7. Реверсивный тиристорный преобразователь для систем управления с питанием от сети с не-

стационарными параметрами / Л. И. Цытович, Р. М. Рахматулин, М. М. Дудкин, А. В. Качалов // Практическая силовая электроника. – 2009. – № 2 (34). – С. 35–41.

Дудкин Максим Михайлович, к. т. н., доцент кафедры ЭПА ЮУрГУ, тел.: 8 (351) 267–93–21, e – mail: dudkinmax@mail.ru;

Цытович Леонид Игнатьевич, д. т. н., профессор, заведующий кафедрой электропривода (ЭПА) Южно-Уральского государственного университета (ЮУрГУ), тел./факс: 8 (351) 267–93–85, e – mail: tsi@susu.ac.ru;

Брылина Олеся Геннадьевна, к. т. н., доцент кафедры ЭПА ЮУрГУ, тел.: 8 (351) 267 – 93 – 21, e – mail: teolge@mail.ru.

Требования к авторам для публикации в журнале “Практическая силовая электроника” (ПСЭ)

Публикация в сборнике бесплатна для авторов.
Язык журнала - русский.

Для публикации статьи необходимо предоставить

- ✧ заявление от автора (авторов) в электронном и бумажном видах;
- ✧ статью в электронном (в формате *MS Word*) и бумажном видах.

Статья должна содержать

- ✧ Ф. И. О. авторов на русском и английском языках;
- ✧ заголовок (на русском и английском языках);
- ✧ аннотацию (на русском и английском языках);
- ✧ ключевые слова (на русском и английском языках);
- ✧ текст с иллюстрациями, который может быть разбит на разделы;
- ✧ заключение (выводы);
- ✧ список литературы (если есть);
- ✧ информацию об авторе (авторах) (Ф.И.О., ученая степень, ученое звание, должность, название организации, телефон, адрес электронной почты).

Документы в электронном виде должны быть отправлены по e-mail: pse@mmp-irbis.ru или kryuchkov_v_v@mail.ru

Документы в бумажном виде должны быть отправлены по адресу: 111024, г. Москва, Андроновское шоссе, дом 26, ЗАО “ММП-Ирбис”.

Требования к оформлению статей

- ☞ Поля: верхнее, нижнее – по 2 см; левое – 3 см, правое – 1,5 см;
- ☞ Шрифт: *Times New Roman*, размер: 10;
- ☞ Текст без расстановки переносов в словах;
- ☞ Межстрочный интервал: одинарный;
- ☞ Отступ первой строки: 0,5 см;
- ☞ Выравнивание текста: по ширине;
- ☞ Исполнение формул: редактор формул *Microsoft Equation* или *Math Type* (стиль математический). **Обозначения в тексте, по возможности, не делать в редакторе формул;**
- ☞ Шрифт обозначений устройств (С – конденсатор, VD – диод, L – дроссель и т.п.) – прямой:
 - цифровое окончание обозначения устройства (C1, VD2 и т.п.) – не в индексе, шрифт прямой;
 - буквенное, цифровое+буквенное окончания обозначения устройства (C_д, L_{мл} и т.п.) – в индексе, шрифт прямой.
- ☞ Шрифт обозначений параметров (С – емкость, I – ток, L – индуктивность и т.п.) – наклонный:
 - буквенное, цифровое, буквенное+цифровое окончания обозначения параметров (I₁, L_с, U_{упр1} и т.п.);
 - в индексе, цифровое и буквенное русское окончание – шрифт прямой, буквенное латинское окончание – шрифт наклонный.
- ☞ Формат иллюстраций: **.tif, .eps, .ai** (прилагать отдельными файлами, дублируя в тексте статьи). **Подписи к рисункам не вносить в рисунки.**

Стоимость размещения полноцветной рекламы в журнале “Практическая силовая электроника”

Формат	Размер, мм	Стоимость, руб.
0,5 А4	190 × 130	1500
А4	210 × 290	2250
3-я стр. обложки	210 × 290	3300
4-я стр. обложки	210 × 290	3900
2-я стр. обложки	210 × 290	5400

Требования к рекламным макетам

Формат .tif, .eps (конвертирование в кривые), 300 dpi, СМУК.

График выхода журнала

1-й выпуск года (№ 1)	2-й выпуск года (№ 2)	3-й выпуск года (№ 3)	4-й выпуск года (№ 4)
середина марта	середина июня	середина сентября	середина декабря
Срок подачи рекламы – до 3-го числа каждого месяца выхода			

Подробная информация о журнале “Практическая силовая электроника” представлена на сайте:
www.mmp-irbis.ru