

Ушел из жизни ученый, коллега, наставник, крупный специалист в области силовой электроники **Валерий Иванович Мелешин**. Всю жизнь он был предан научной работе: получил степень доктора технических наук в области электроники и ученое звание профессора в Московском авиационном институте.

За все время своей научной деятельности Валерий Иванович всегда был активным членом мирового научного сообщества, являлся организатором многих российских научных конференций, принимал участие в ведущих мировых конференциях, посвященных силовой электронике. Был членом международной ассоциации *IEEE*, специалистов в области электроники и техники. Его статьи печатались в отечественных и зарубежных журналах.

Авторству Валерия Ивановича принадлежат две книги по силовой электронике и теории управления преобразователями, которые являются бестселлерами, практическими пособиями для разработчиков в области силовой преобразовательной техники.

В ООО “Электро СИ”, В. И. Мелешин работал с 2008 года, возглавлял группу научно-исследовательских разработок. Основной вид деятельности компании — производство преобразователей для железнодорожного транспорта.

Благодаря научно-техническому потенциалу и огромному практическому опыту работы В. И. Мелешина на сегодняшний день компания ООО “Электро СИ” занимает лидирующее положение в отрасли по новизне, наукоемкости и качеству разработанных изделий.

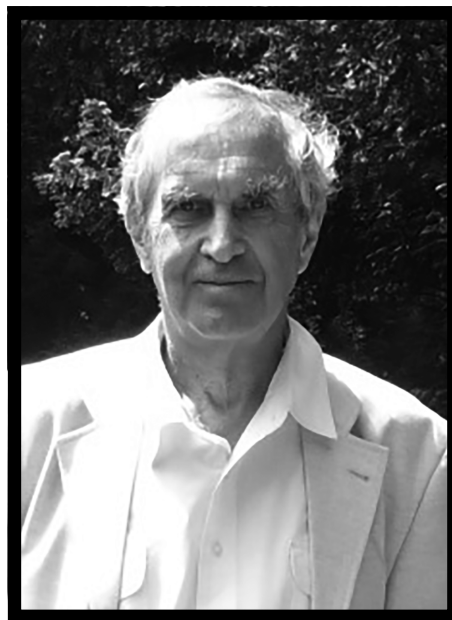
Многие алгоритмические и схемотехнические решения не имеют аналогов на отечественном рынке преобразователей для железнодорожного транспорта, а некоторые из них превосходят имеющиеся у ведущих мировых производителей.

При активном участии Мелешина В.И. компания ООО “Электро СИ” разработала и выпускает изделия мощностью от 100 Вт до 300 кВт, эксплуатируемые в современных российских локомотивах ЭП2К, ЭП20, 2ТЭ25А, 2ЭС5, 3ЭС4К, 2ТЭ25К^{2М} и др.

Основными принципами разработки, которыми руководствовался В. И. Мелешин, и возглавляемая им группа, всегда являлись: инновационность схемотехнических, технологических и конструкторских решений. Именно поэтому все разработки и выпускаемые предприятием изделия, защищены патентами РФ.

В. И. Мелешин стал одним из основных идеологов научно-технического направления развития компании ООО “Электро СИ”, являлся активным участником поступательного движения компании вперед, к освоению новейших образцов преобразовательной техники.

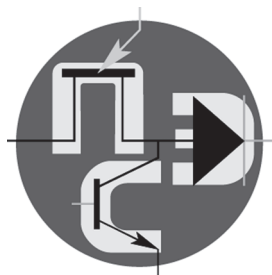
Работая в ООО “Электро СИ”, Валерий Иванович Мелешин занимался любимым делом и смог привить эту любовь своим ученикам и последователям.



В. И. Мелешин

Светлая память о Валерии Ивановиче Мелешине
навсегда останется в наших сердцах!

Коллектив компании ООО “Электро СИ”



Главный редактор

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

Заместитель главного редактора

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

Редакционный совет

И. В. Грехов, академик РАН, д. ф.-м. н., профессор, руководитель отделения твердотельной электроники государственного учреждения “Физико-технический институт имени А. Ф. Иоффе РАН”

В. Ф. Дмитриков, Заслуженный деятель науки РФ, д. т. н., профессор, почетный профессор кафедры ТЭЦиС, СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В. Г. Еременко, д. т. н., профессор кафедры электротехнических комплексов 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

Ю. А. Губанов, д. т. н., профессор, главный научный сотрудник ОАО “Концерн “НПО “Аврора”

В. А. Соловьев, д. т. н., профессор кафедры электротехники и промышленной электроники МГТУ им. Н. Э Баумана

И. Н. Соловьев, к. т. н., доцент, кафедры микросистем МАИ 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 — общество с ограниченной ответственностью “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. Нижиний Новгород, Окский съезд, д. 2.

Подписано в печать 03.03.2021. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

111033, Москва, Золоторожский Вал, 11, стр. 26, ООО “ММП-Ирбис”; тел./факс: (495) 927-10-16; 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

В. И. Мелешин

О глубине и темпах развития силовой электроники..... 3

Г. А. Белов, А. В. Серебрянников, Ю. М. Семенов

Влияние емкости трансформатора на процессы в резонансном преобразователе в режиме прерывистого тока 8

Д. В. Сухов, Д. А. Шевцов, Д. М. Шишов

Оптимальный регулятор синхронного электродвигателя с постоянными магнитами на роторе..... 21

Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина, В. В. Крючков

Повышающий преобразователь постоянного напряжения с плавающим конденсатором..... 28

А. А. Миронов

Построение альтернативных структур широтно-импульсных модуляторов для оптимизации инженерных расчетов 34

Н. А. Кушнерев, М. В. Родин

Импульсный регулятор напряжения для оконечного усилителя мощности передающего модуля активной фазированной антенной решетки 37

В. Я. Володин

Настройка гистерезисной модели симулятора LTSpice..... 43

Р. Х. Тукшаитов

К устранению типовых ошибок представления электротехнических данных, допускаемых в учебных пособиях и научной периодике 50

В. И. Мелешин

О ГЛУБИНЕ И ТЕМПАХ РАЗВИТИЯ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

V. I. Meleshin

Силовая электроника и ее существенная часть – преобразовательная техника, продолжают интенсивное развитие, захватывая все новые и новые области применения. Нередко схемотехнические решения, предложенные 30–40 лет назад и невостребованные при их появлении, в настоящее время получают “второе дыхание”, становясь вполне конкурентоспособными даже с более поздними и, казалось бы, общепризнанными решениями. Новые компоненты должны соответствовать новым требованиям, это касается полупроводниковых приборов, силовых конденсаторов, магнитных материалов. Обсуждаются динамика развития систем и устройств, обеспечивающих энергообеспечение телекоммуникаций и систем связи, энергосбережение, достигаемое преобразовательными устройствами. Приведена классификация систем управления преобразователями. Полностью цифровые системы управления, их возможности и преимущества по сравнению с другими системами. Проблемы силовой электроники, требующие разрешения.

Ключевые слова: преобразователи электроэнергии, компоненты, системы управления, образование.

On Power Electronics Development Depth and Rate

Power electronics and power converting devices as its essential part keep on their intensive development, encompassing more and more new applications. In many cases circuit design solutions suggested 30–40 years earlier and unclaimed at the time of their advent gain “second wind” at the present day, becoming competitive enough with even more late and it would seem generally accepted solutions. New components should correspond to the new requirements. This applies to semiconductor devices, power capacitors, and magnetic materials. Dynamics of systems and devices, ensuring power supply for telecommunications and communication systems development, as well as power saving being achieved by power conversion devices. The article presents classification of power converters’ control systems. It considers fully digital control systems, their capabilities and advantages compared to the other systems. the article tackles the problems of power electronics that need to be solved.

Key words: electric power converters, components, control systems, education.

Силовая электроника (СЭ), как и ее существенная часть – преобразовательная техника – продолжают интенсивно развиваться и пока не видно замедления скорости развития данного научно-технического направления. Нельзя предсказать пределы проникновения СЭ в различные области человеческой деятельности и нельзя назвать даже примерно сроки “насыщения”. К настоящему времени СЭ, опираясь на транзисторную преобразовательную технику, совершает качественный скачок, вытесняя в мощных приложениях тиристорную из ее традиционно приоритетных областей: нагрев металла, преобразователи для транспорта, мощные выпрямители повышенной надежности для атомной энергетики и других ответственных объектов. Транзисторная, преобразовательная техника продолжает свою экспансию, являясь, например, неотъемлемой частью новых светотехнических устройств и систем гарантированного питания различной мощности.

Термин “Силовая электроника”, а раньше были попытки использовать термин “Энергетическая электроника” является емким понятием, отделяясь в электронике вообще от информационной электроники.

Под СЭ следует понимать все то, что преобразует электроэнергию: электрическую в электрическую, электрическую в световую, в механическую, пневматику, обеспечивает сварку, защиту от ржавчины и т. д. Поэтому преобразователь мощностью несколько ватт и размером меньше спичечного коробка – это

представитель СЭ, так же как мегаваттный трехфазный инвертор на модулях IGBT, устанавливаемый в ветроустановках.

Развитие СЭ происходит действительно “по спирали”, когда схемотехнические решения, предложенные 30–40 лет назад и невостребованные при их появлении, в настоящее время получают “второе дыхание”, становясь конкурентоспособными даже с более поздними и, казалось бы, общепризнанными решениями.

Приведем два примера.

На рис. 1 показана схема комбинированного ИРН, предложенная авторами из МАИ в 1973 г. [1].

Ее достоинствами являются возможность получения выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ как меньше, так и больше входного без изменения его полярности, лучший КПД во всех возможных режимах по сравнению со схемой Кука или обратногоходовым преобразователем. Эти достоинства являются действительно существенными, но в период рождения данной схемы казалось, что она не будет востребованной – для ее реализации требовался удвоенный комплект полупроводниковых

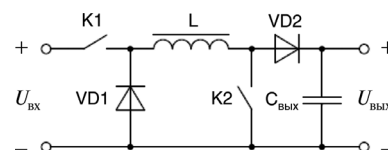


Рис. 1. Комбинированный импульсный регулятор напряжения

приборов, а схема управления представлялась алгоритмически сложной и дорогой. Значительно позднее интерес к этой схеме возобновился, и она нашла применение даже в более усложненном виде (рис. 2), когда вместо двух обычных диодов VD1 и VD2 применяются транзисторы VT1 и VT2 с целью снижения потерь в диодах.

Модификация схемы оказалась полезной для низковольтных применений, и в настоящее время для данной схемы несколькими фирмами разработаны микросхемы управления, меняющие режимы работы не двух, как в исходной, а в четырех ключах одновременно. Очередной шаг в развитии исходной схемы (рис. 1) произошел после того, как была осознана полная симметрия получившегося решения (рис. 3).

Действительно, в такой схеме можно передавать мощность как слева направо, так и справа налево, то есть схема получает свойство двунаправленности. И это свойство является весьма ценным, поскольку может находить применение в системах, где требуется бесперебойность питания нагрузки и используются аккумуляторные батареи.

Другой пример.

На рис. 4 показана схема обычного повышающего ИРН, часто применяемого при постоянном или пульсирующем напряжении на входе.

Схема известна уже около 50 лет, но почти также давно известна схема другого повышающего ИРН, показанная на рис. 5 и почти не находившая применения до настоящего времени.

Тем не менее, благодаря возможности работы ключей в этой схеме в двух режимах (с “перекрытием” и без “перекрытия”) можно снизить вдвое напряжения на ключах и диодах по сравнению со схемой рис. 4. Кроме того, пониженное напряжение на полупро-

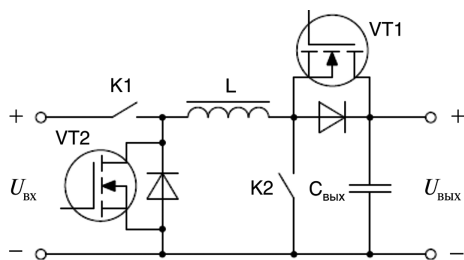


Рис. 2. Комбинированный ИРН с транзисторами, заменяющими диоды

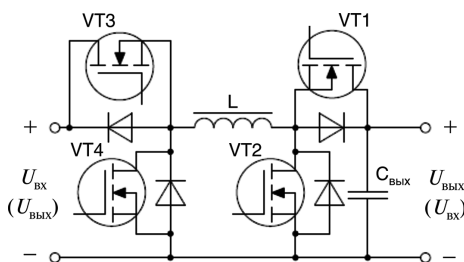


Рис. 3. Двунаправленный комбинированный ИРН

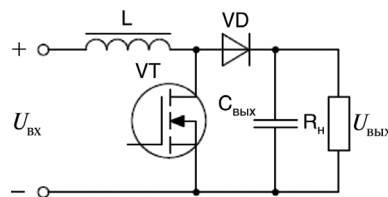


Рис. 4. Обычный повышающий ИРН

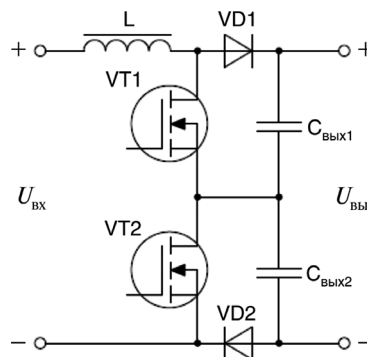


Рис. 5. Повышающий ИРН с двумя ключами и диодами

водниковых приборах, позволяет выбрать их более быстродействующими и с меньшим падением напряжения в открытом состоянии, что обуславливает и более высокий КПД. Преимущества данной схемы становятся совершенно очевидными, когда требуется повысить входное напряжение U_{BX} в 8 ... 10 раз или более, а также в тех случаях, когда U_{BX} составляет несколько киловольт и в качестве ключей приходится выбирать *IGBT* транзисторы.

Сейчас наблюдаются как эволюционные изменения, так и прорывы в области физики силовых электронных приборов, в области принципов преобразования электроэнергии и методов управления преобразователями.

Силовые приборы на основе кремния достигли своих фундаментальных ограничений. Значительные изменения могут быть достигнуты только при применении новых материалов с улучшенными характеристиками электрического поля. Такими материалами являются карбид кремния (*SiC*) и нитрид галлия (*GaN*). Они подходят для приборов, работающих с большой выходной мощностью, при высоких температурах и на очень высоких частотах. Следовательно, можно достичь более высокого предельного напряжения в приборе при меньшей толщине материала. Высокая скорость дрейфа носителей, свыше $2 \cdot 10^7$ см/с в *SiC* и $2,5 \cdot 10^7$ см/с в *GaN* (у кремния $1 \cdot 10^7$ см/с) позволяет быстро выносить накопленный заряд, что важно для работы на высоких частотах. Новые материалы позволяют получить значительно более низкие значения сопротивления $R_{ds(on)}$ по сравнению с кремниевыми *MOSFET* и это особенно относится к *SiC*. В свою очередь, приборы на основе *GaN* обещают быть существенно более дешевыми по сравнению с выполненными на основе *SiC*.

Для СЭ необходимы устройства с более высокой компактностью, лучшей технологичностью, более совершенными характеристиками, что является сильным основанием для роста частот переключений в преобразовательных устройствах. В настоящее время созданы реальные образцы преобразователей, работающих на частотах 110 МГц. Возрастание частоты переключения прямо снижает требование к уровню запасаемой энергии в магнитных компонентах, позволяет значительно улучшить переходные процессы; принципиально происходит как миниатюризация, так и лучшая интеграция магнитных компонентов в преобразователь. Существенное возрастание частоты возможно как с существующими, так и с новыми появляющимися полупроводниковыми приборами, при этом необходимы такие схемотехнические решения, которые компенсируют или, наоборот, используют паразитные параметры компонентов.

Новые полупроводниковые приборы в отличие от кремниевых хорошо проявляют свой большой потенциал при работе на высоких частотах. Прежде всего, это происходит из-за меньших емкостей, свойственных новым приборам, что позволяет увеличивать частоту переключений. СВЧ техника и преобразовательная техника действительно нуждаются в *SiC* и *GaN*, эти приборы создают простор для дальнейших исследований и разработок. Новые приборы имеют значительно большую подвижность носителей, что позволяет уменьшать их размеры при одном и том же значении $R_{ds(on)}$, а это, в свою очередь, снижает их емкости.

Невозможно создать преобразователь любого назначения, используя только электронные приборы. Еще нужны конденсаторы и магнитные материалы, если мы говорим о силовой части преобразователя.

С ростом выходной мощности конвертора или инвертора, при работе в широком диапазоне температур и при больших напряжениях, конкуренцию электролитическим конденсаторам успешно составляют пленочные конденсаторы. Они имеют значительно меньший уход емкости с температурой, а их эквивалентное последовательное сопротивление на порядки меньше и гораздо стабильнее, чем у электролитических. Если добавить, что пленочные конденсаторы значительно надежнее электролитических, а цена для определенных областей применения сравнима или даже меньше электролитических — их преимущества становятся очевидными.

Что касается магнитных материалов — нанокристаллическое железо (разновидность аморфного материала) имеет ощутимые преимущества по сравнению с электротехническим железом или ферритом при работе на повышенных частотах. Индукция насыщения 1,6 Тл (у феррита 0,4 Тл), и низкие удельные потери позволяют создавать трансформаторы, работающие в составе конверторов, на мощности в десятки кВт при рабочей частоте до 15...20 кГц. Мощные конверторы, применяющиеся на транспорте и в альтернативных

источниках электроэнергии, вполне могут использовать этот полезный (но и дорогой) материал. Появился новый порошковый материал, имеющий очень высокую индукцию насыщения (1,5 Тл) и низкие удельные потери, обладающий лучшими свойствами, чем известный и популярный материал KooolMμ.

Преобразовательные устройства малой мощности, всегда выполняемые на транзисторах, непрерывно совершенствуются, их удельная мощность и КПД продолжают возрастать. Достаточно сказать, что КПД современных DC-DC преобразователей со сверхнизкими выходными напряжениями (0,6 ... 0,8 ... 1В) при токах 100...200А достигает 90%, а некоторые преобразователи для телекоммуникаций с выходом на постоянном токе (уровень выходного напряжения 40 ... 60В) имеют КПД 96%.

Как, например, достигнут такой КПД — 96%, почему нужно было переходить от обычного в наши дни 90 ... 91% к 96%, легко ли это достигается? Дело в том, что за последние 20 лет произошел и продолжает происходить быстрый рост телекоммуникаций, беспроводной связи, интернета. Это привело к беспрецедентной эскалации в применении систем обработки данных, развитию сетей, оборудованию хранения информации и, в свою очередь, потребовало источников питания (преобразователей) с много большей удельной мощностью, чем раньше. Если в 2005 г. удельная мощность серийно выпускаемых транзисторных выпрямителей (AC-DC преобразователей) для телекоммуникаций составляла ≈ 13 Вт/дюйм³ (≈ 800 Вт/дм³) при КПД = 87 ... 90%, то в настоящее время удельная мощность равна 25 Вт/дюйм³ (≈ 1525 Вт/дм³). КПД = 90 ... 94%, а к 2015 году удельная мощность составит уже 40 Вт/дюйм³ (2440 Вт/дм³) при КПД = 95 ... 96% (рис. 6).

Именно так: КПД этих устройств будет не ниже 95%. Как достигается такой КПД, легко ли его достичь? Известно несколько путей повышения КПД выпрямителя с 90% до 96%:

- “безвыпрямительное” построение КKM — с одним работающим входным диодом в любой момент времени вместо двух, выигрыш около 1%;
- применение двухфазного КKM вместо обычно применяемой силовой схемы, до 1%;
- более толстая медь печатной платы, до 1%;
- резонансный принцип работы, до 2%;



Рис. 6. Динамика развития выпрямителей для телекоммуникаций

– синхронное выпрямление вместо обычных выходных диодов, менее 1%.

Для устройств преобразования электрической энергии, применяемых в компьютерах, компьютерных сетях и телекоммуникациях, разработаны новые документы [2] (80 *Plus* и *CSCI*). Согласно им для устройств преобразования электроэнергии устанавливаются предельно минимальные значения КПД для 100%, 50% и 20% нагрузок (в процентах от номинальной) в соответствии с четырьмя градациями: *Bronze*, *Silver*, *Gold* и *Platinum*. Самый высокий уровень (*Platinum*) устанавливает КПД *AC–DC* преобразователя для сервера при напряжении сети 230 В не ниже 91%, 94 и 90% на уровнях нагрузки 100%, 50% и 20% соответственно. Это очень жесткие требования. Следует ожидать, что в ближайшем будущем требования по КПД будут учитывать и уровень 10% от полной нагрузки.

До сих пор речь шла о силовой части, однако система управления играет значительную, а нередко и решающую роль в получении характеристик, которые должны быть достигнуты преобразователем. Развитие преобразовательной техники, в основном, позволило дать ответы на вопрос пяти- — десятилетней давности о том, когда и в каких приложениях СЭ смешанное (аналого-цифровое) и цифровое управление будут иметь практический смысл. Можно назвать два уровня внедрения цифрового управления в преобразователи электроэнергии:

1. Микроконтроллер обеспечивает мониторинг входных и выходных параметров, улучшая функциональные возможности преобразователя. Это выполняется с помощью стандартного микроконтроллера со встроенным аналогово-цифровым преобразователем (АЦП). Необходимые замкнутые контуры управления остаются при этом аналоговыми. Это смешанная система управления.

2. Полностью цифровое управление, при котором все внешние воздействия на микроконтроллер переводятся в цифровую форму и анализируются для принятия соответствующих решений. Обычно, поскольку управление в замкнутом контуре также является цифровым, на этом уровне требуется использование цифрового сигнального процессора, имеющего в своем составе достаточное число АЦП и быстродействующих цифровых ШИМ.

Цифровые контроллеры хорошо справляются с действиями, когда требуется принимать решения по условиям “что, если?”. Если в преобразователе часто встречается ситуация типа “если X напряжение (ток) больше чем Y , то воздействуй на Z ”, тогда лучшим средством, позволяющим точно выполнить данное действие, является микроконтроллер. Цифровые контроллеры также хорошо справляются с выполнением последовательных событий или выполнением каких-то функций, связанных между собой во времени.

В ряде случаев преобразователь получает дополнительные преимущества, поскольку цифровой контроллер производит диагностику устройства и передачу

сведений другому, центральному микроконтроллеру, а тот, в свою очередь, доставляет их в систему верхнего уровня для принятия оперативного решения в нестандартной ситуации. Современные микроконтроллеры, используя память *EEPROM*, фиксируют определенные события и возникающие неисправности, хранят записи в журнале, которые могут через какое-то время быть извлечены для предоставления полезной информации. *EEPROM* удобно также использовать для калибровки параметров преобразователя или воздействия на коэффициенты при изменении температурного режима.

Ощутимый выигрыш от применения цифрового управления в преобразователях прослеживается даже на этапах разработки и производства. Возможность изменения характеристик преобразователя перепрограммированием позволяет проводить изменения и быстро и безошибочно, что ускоряет выход из производства готового изделия. По сути, одна и та же разработка может быть использована для различных применений сменой встроенного программного обеспечения. Из этого следует, что будет затрачено меньше средств на приобретение компонентов (их увеличение неизбежно произошло бы при использовании аналогового управления) и будет меньше лишних операций в процессе производства.

Микроконтроллер позволяет производить электронную калибровку выходных параметров, повышая, например, точность их установки. Экономия средств в процессе производства произойдет также, если заказчик изделия вынужден изменить некоторые параметры в техническом задании, или он не учел, например, характера нагрузки на преобразователь, что может привести к нежелательным переходным процессам. И в том и в другом случае решение может быть найдено лишь исправлением программы.

Для существенного поднятия уровня исследований, разработок и выпуска современной продукции по преобразовательной технике необходимо проведение некоторых организационных, технических и, в некоторой степени, экономических мероприятий. Кратко перечислим только некоторые из них.

1. Необходимо качественно улучшить подготовку студентов по специальности “Силовая электроника” и близким к ней. В стране около 20 ВУЗов, выполняющих подготовку специалистов по данной специальности, из них наиболее глубоко по сравнению с другими, она проводится в МАИ, МЭИ и Чувашском Государственном Университете. Имеются предложения, содержащие комплекс мер по улучшению качества выпуска специалистов данного профиля, и оно не потребует больших материальных вложений.

2. Участие российских специалистов на крупнейших международных конференциях по силовой электронике. Ежегодно в мире проводится 5–6 международных конференций (как правило, под эгидой *IEEE*), из них две наиболее престижные и значимые: *European Power Electronics (EPE) Conference* и *APEC*.

Если раньше, 20–30 лет назад авторами докладов и публикаций были в основном американцы, то теперь положение изменилось. Активное участие в конференциях принимают представители почти всех стран Европы, а также таких стран, как Канада, Бразилия, Египет, Иран, Израиль, Турция, Индонезия, Япония, Китай, Индия. Кажется, мир действительно усвоил, что силовая электроника является ключевой технологией 21-го века. Крайне мало (почти нет) публикаций на этих конференциях от представителей России. Почему вопрос об участии в конференциях является важным и безотлагательным? Время показывает, что все без исключения передовые технические решения в области преобразовательной техники впервые были опубликованы в трудах международных конференций (исключая только многие вопросы технологии и конструирования). То, что было опубликовано и действительно являлось новым и перспективным, через 2 ... 3 года появлялось в промышленных изделиях и тиражировалось по всему миру. Конкретных примеров этому огромное количество. Если российские специалисты будут принимать участие в подобных конференциях, это будет означать признание уровня их работ и достижений, более быстрое продвижение их идей в промышленное производство, активизацию работ, как в промышленности, так и в ВУЗах. Основные проблемы представления российских работ на конференциях только в самой небольшой степени связаны с эконо-

мическими вложениями. Комплексные предложения по активизации участия российских специалистов в международных конференциях имеются.

3. Важным вопросом является публикация книг по силовой электронике, как учебников, так и монографий. Если не рассматривать книги по разработке печатных плат, устройству полупроводниковых приборов, а также по устройству различных датчиков, то оказывается, что книг по силовой электронике за последние пять лет вышло крайне мало – не более четырех, пяти. Некоторые из них (даже учебники!) низкого качества. Должно быть пересмотрено содержание книг, подача излагаемого материала, методы анализа и подтверждения результатов. Сейчас техническую книгу очень трудно издать, для издательств выпуск таких книг, как правило, коммерчески невыгоден. Могут быть предложены конкретные предложения по книгоиздательской программе. Существуют еще несколько конкретных идей по поднятию уровня силовой электроники в стране.

Литература

1. *В. А. Головацкий, В. И. Мелешин, Ю. Ф. Опадчий.* Импульсный стабилизатор напряжения. – АС № 452816, заявлено 12.02.73.
2. *Milan M. Jovanovic.* Power Conversion Technologies for Computer, Networking, and Telecom Power Systems – Past, Present and Future. – Proceedings of “International Power Conversion and Drive Conference (IPCDC)”, С-Петербург, 8–9 июня 2011.

Г. А. Белов, А. В. Серебрянников, Ю. М. Семенов

ВЛИЯНИЕ ЕМКОСТИ ТРАНСФОРМАТОРА НА ПРОЦЕССЫ В РЕЗОНАНСНОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ В РЕЖИМЕ ПРЕРЫВИСТОГО ТОКА

G. A. Belov, A. V. Serebryannikov,
Yu. M. Semenov

Transformer Capacitance Impact on the Processes
in Resonant Converter Operating
in Discontinuous Current Mode

В статье рассматривается влияние емкости трансформатора на процессы в резонансном преобразователе постоянного напряжения (ППН) в режиме прерывистого тока, используя временные диаграммы, снятые на компьютерной Simulink-модели ППН. Сравниваются процессы без учета емкости трансформатора и с ее учетом. Обосновываются аналитические соотношения для анализа интервалов процесса. Выделяются основные рабочие интервалы процесса, влияющие на передачу энергии на выход ППН и требующие первоочередного рассмотрения, и вспомогательные, влияющие, однако, на граничные условия для основных интервалов.

Ключевые слова: резонансный преобразователь, режим прерывистого тока, емкость трансформатора, установившийся режим, векторно-матричный метод приспособовывания, моделирование, расчет.

The article considers transformer capacitance impact on the processes in resonant DC/DC converter operating in discontinuous current mode (DCM) employing time charts, obtained with the computer Simulink-model of the DC/DC converter. The authors compare processes obtained both without and with accounting for the transformer capacitance. Analytical relationships for the process intervals analyzing are being substantiated. The basic working intervals of the process affecting energy transfer to the DC/DC converter output and requiring top-priority considering, as well as adjuvant, affecting, however, boundary conditions for the basic intervals, are being highlighted.

Key words: resonant converter, discontinuous current mode, transformer capacitance, steady state mode, vector-matrix method of fitting, modeling, computation.

На возможное влияние емкости трансформатора на процессы в резонансном преобразователе постоянного напряжения (ППН) указывалось еще в книге [1]. Там же отмечено влияние тока намагничивания на процессы перезаряда емкости трансформатора. Однако анализ ППН в [1] проведен без учета паразитной емкости трансформатора.

В статье [2] сделана попытка учета влияния емкости трансформатора на процессы и характеристики резонансного ППН. Это особенно актуально для ППН с высоковольтным выходом, поскольку из-за большого числа витков вторичной обмотки трансформатора возрастает ее емкость, а из-за сравнительно большой толщины слоя изоляции между первичной и вторичной обмотками растет индуктивность рассеяния трансформатора. Однако проведенный в [2] анализ с учетом емкости трансформатора является недостаточным, поскольку, например, не учитывается влияние тока намагничивания на процессы перезаряда, остается неясным влияние этих процессов на внешние характеристики ППН, отсутствует сравнение характеристик ППН с учетом емкости трансформатора и без учета этой емкости, экспериментально полученные в [2] осциллограммы тока в LC-контуре, не вполне соответствуют расчетным, поскольку, например, на экспериментальных осциллограммах длительность отрицательного импульса тока заметно меньше длительности положительного импульса, в то время как из приведенных в [2] аналитических соотношений следует равенство этих длительностей.

Для более полного представления о режимах работы резонансного ППН, построенного по схеме на

рис. 1, и уточнения особенностей процессов с учетом емкости выходного трансформатора была реализована имитационная Simulink-модель ППН с параметрами: индуктивность внешнего дросселя и емкость конденсатора последовательного LC-контра $L_k = 0,7$ мкГн, $C_k = 0,7$ мкФ, индуктивность рассеяния $L_s = 0,3$ мкГн ($L_{s1} = L'_{s2} = 0,15$ мкГн), активное сопротивление с учетом сопротивления обмоток трансформатора $r = 0,04$ Ом; коэффициент трансформации $n_{тр} = w_2/w_1 = 120$, индуктивность намагничивания $L_{\mu} = 30$ мкГн. Для учета емкости трансформатора к зажимам вторичной обмотки присоединен конденсатор, приведенная к первичной обмотке емкость которого $C_{тр} = 0,07$ мкФ, т. е. $k = C_{тр}/C_k = 0,1$.

На рис. 2 приведены полученные на Simulink-модели временные диаграммы при $U_{вх} = 290$ В, сопротивлении нагрузки $R_H = 47,8$ кОм, частоте переключений $f = 80$ кГц. Приведенное к первичной обмотке сопротивление нагрузки $R'_H = 47,8 \cdot 103/1202 = 3,319$ Ом.

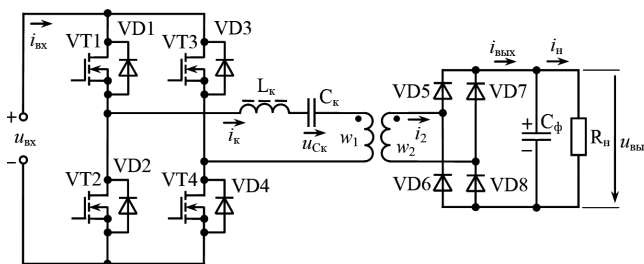


Рис. 1. Схема силовой части ППН

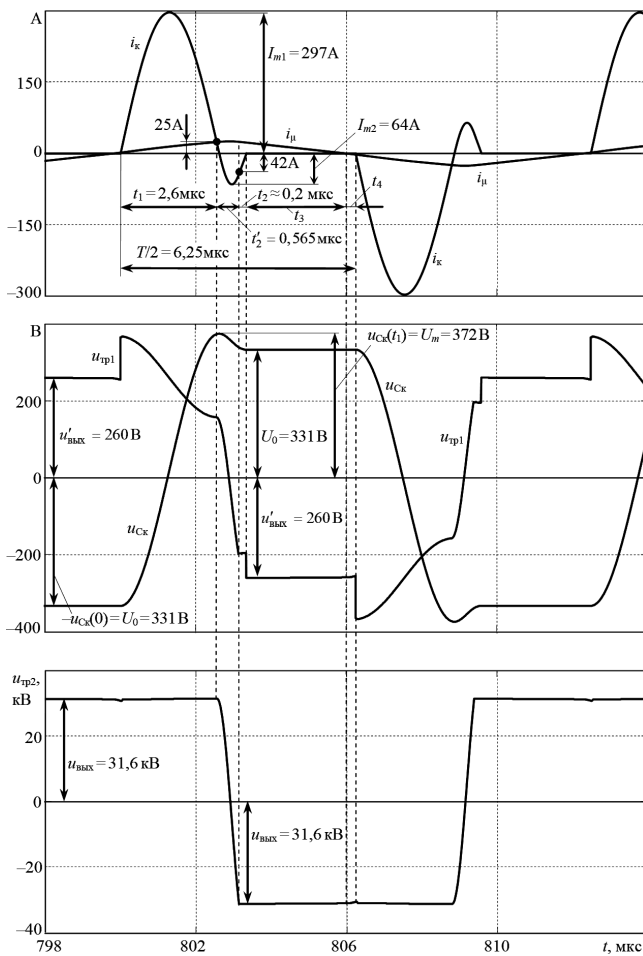


Рис. 2. Осциллограммы установившегося процесса при $L_{\mu} = 30 \text{ мкГн}$, $f = 80 \text{ кГц}$

Как видно из рис. 2, полпериода процесса складывается из следующих интервалов.

1. Интервал формирования положительного импульса тока в LC-контуре i_k длительностью t_1 , на котором открыты транзисторы VT1, VT4 инвертора и диоды VD5, VD8 выходного выпрямителя, справедлива эквивалентная схема, представленная на рис. 3а. С учетом тока намагничивания i_{μ} этот интервал заканчивается в момент, когда ток i_k уменьшается до значения тока намагничивания и становится меньше i_{μ} .

2. Интервал перезаряда емкости $C_{\text{тр}}$ от положительного напряжения $u'_{\text{ввых}}$ до отрицательного $-u'_{\text{ввых}}$, на котором диоды выходного выпрямителя закрыты, выходная цепь ППН отключена от входной. Этот интервал длительностью t'_2 продолжается от момента запираания предыдущей пары диодов VD5, VD8 до отпираания очередной пары диодов VD6, VD7. На этом интервале справедлива эквивалентная схема, представленная на рис. 3б. Этот интервал лучше всего наблюдать на кривой напряжения $u_{\text{тп2}}$ (рис. 2), поскольку кривая напряжения $u_{\text{тп1}}$ искажена за счет падения напряжения на индуктивности рассеяния $L_s = L_{s1} + L'_{s2}$ при протекании тока i_k .

3. Часть t_2 интервала формирования отрицательного импульса тока i_k , на котором открыты обратные диоды VD1, VD4 (рис. 1) и диоды VD6, VD7 выходного выпрямителя. На этом интервале справедлива эквивалентная схема на рис. 3а, в которой необходимо изменить полярность напряжения $u'_{\text{ввых}}$.

4. Интервал длительностью t_3 , на котором ток i_k в LC-контуре отсутствует, ток намагничивания i_{μ} снижается до нуля, замыкаясь через диоды VD6, VD7 выпрямителя, справедлива эквивалентная схема, представленная на рис. 3г.

5. Интервал длительностью t_4 , начинающийся в момент изменения направления тока намагничивания и повторного (на рассматриваемом полупериоде) отпираания обратных диодов VD1, VD4. Снова становится справедливой эквивалентная схема на рис. 3б. Поступление энергии в LC-контур от конденсатора выходного фильтра и источника $u_{\text{вх}}$ отсутствует, наоборот, энергия, накопленная в индуктивности намагничивания и паразитной емкости $C_{\text{тр}}$, возвращается в источник $u_{\text{вх}}$. Вследствие достаточно большой индуктивности L_{μ} процессы на интервале t_4 протекают довольно медленно. Из-за небольшой длительности

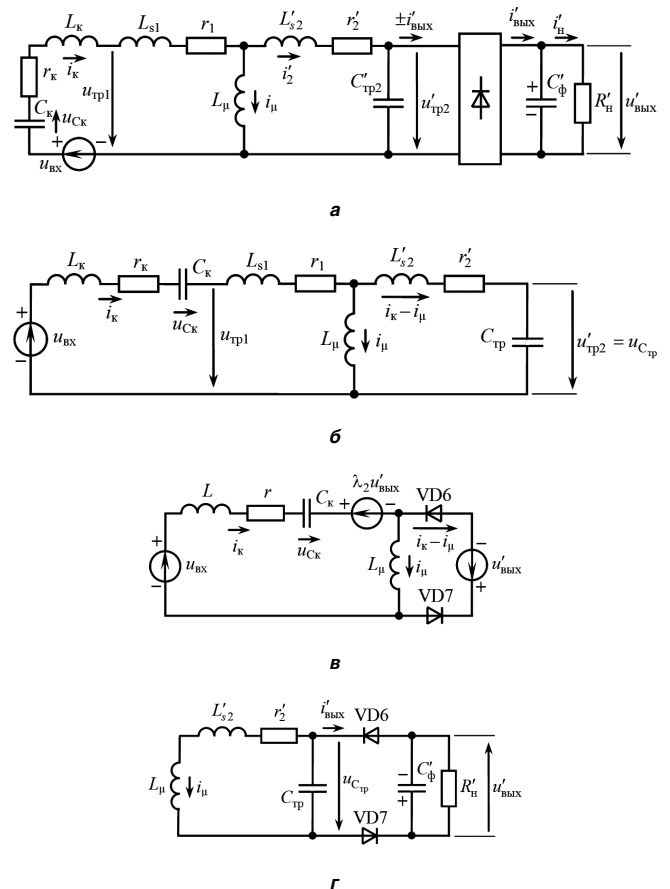


Рис. 3. Эквивалентные схемы резонансного ППН в РПТ для положительного полупериода: общая (а); при перезаряде емкости трансформатора (б); при формировании отрицательного импульса тока (в); при закрытых силовых транзисторах и обратных диодах (г)

интервала t_4 на рис. 2 емкость $C_{тр}$ не успевает заметно разрядиться и интервал t'_1 перезаряда емкости $C_{тр}$ при включении очередной пары силовых транзисторов VT2, VT3 в рассматриваемом случае практически отсутствует. Интервал t'_1 начинает проявляться при снижении частоты переключений f . Поэтому в случае короткого интервала t_4 не будем рассматривать интервал перезаряда емкости трансформатора, появляющийся в установившемся режиме прерывистого тока при включении очередной пары силовых транзисторов (см. временные диаграммы на рис. 4).

Хотя интервал t_4 практически не влияет на энергетические процессы в ППН, он оказывает заметное влияние на последующий интервал t'_1 (рис. 4) перезаряда емкости $C_{тр}$ до напряжения $+u'_{в\max}$, поскольку к концу интервала t_4 происходит частичный перезаряд емкости $C_{тр}$ в нужном направлении.

При предварительном сравнении временных диаграмм на рис. 2 с временными диаграммами ППН без учета емкости трансформатора обнаруживаются определенные различия и сходства.

1. Первое, что можно заметить при рассмотрении временных диаграмм на рис. 2, это заметное уменьшение длительности $t'_2 + t_2$ отрицательного импульса тока

i_k по сравнению с длительностью t_1 положительного импульса, в то время как без учета емкости $C_{тр}$ эти длительности равны, $t'_2 = 0, t_1 = t_2$ [1]. Из расчетных формул, приведенных в статье [2], полученных с учетом емкости $C_{тр}$, также следует $t_2 = t_1$, хотя на экспериментальных осциллограммах, приведенных в [2], видно, что $t_2 < t_1$.

2. Оказывается, что амплитудное значение напряжения на конденсаторе C_k LC-контура, равное на рис. 2 примерно $U_m = 372$ В, можно рассчитать по формуле

$$U_m = \frac{I'_{н.ср}}{4fC_k}, \quad (1)$$

приведенной в [1]. Действительно, при следующих параметрах *Simulink*-модели: частоте переключений $f = 80$ кГц, $C_k = 0,7$ мкФ, $u_{вх} = 290$ В, $R'_H = 3,319$ Ом, измеренном на кривой напряжения $u_{тр1}$ значении приведенного к первичной обмотке среднего значения выходного напряжения $U'_{в\max} = 260$ В (см. рис. 2) среднее значение тока нагрузки, приведенное к первичной обмотке, составляет

$$I'_{н.ср} = U'_{в\max} / R'_H = 260 / 3,319 = 78,34 \text{ А,}$$

тогда расчетное значение по формуле (1)

$$U_m = \frac{78,34}{4 \cdot 80 \cdot 10^3 \cdot 0,7 \cdot 10^{-6}} = 350 \text{ В,}$$

измеренное на рис. 2 значение $U_m = 372$ В.

3. Длительность положительного импульса тока i_k на рис. 2 можно оценить по известной из [1] формуле

$$t_1 = \frac{\pi}{\omega_0} \approx \pi \sqrt{LC_k} = \pi \sqrt{10^{-6} \cdot 0,7 \cdot 10^{-6}} = 2,63 \text{ мкс.}$$

где ω_0 – собственная частота LC-контура на интервале t_1 , $L = L_k + L_s = 1$ мкГн – суммарная индуктивность контура.

4. В книге [1] были получены также следующие формулы для установившегося режима резонансного ППН с двухполярными импульсами тока в LC-контуре при симметричном управлении транзисторами инвертора и прерывистом токе в LC-контуре:

$$U'_{в\max} = \frac{1 + \varkappa}{1 - \varkappa} \left[U_{вх} - \frac{1 + \varkappa^2}{(1 + \varkappa)^2} \frac{I'_H}{4fC_k} \right];$$

$$U_0 = \frac{1 + \varkappa}{1 - \varkappa} \left(2U_{вх} - \frac{I'_H}{4fC_k} \right); \quad (2)$$

$$I_{вх} = 4fC_k U_0,$$

где \varkappa – параметр, зависящий от добротности LC-контура

$$Q = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L}{C_k}};$$

$I_{вх}$ – среднее значение входного тока;

$L = L_k + L_s$ – индуктивность LC-контура, складывающаяся из индуктивности L_k внешнего дросселя и индуктивности рассеяния трансформатора L_s ;

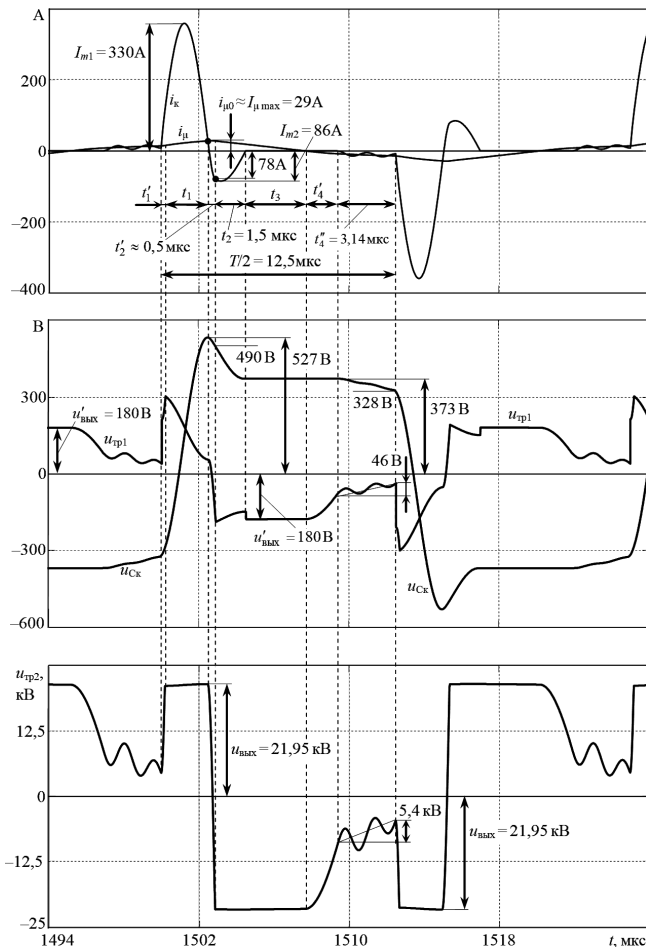


Рис. 4. Осциллограммы установившегося процесса при $L_\mu = 30$ мкГн, $f = 40$ кГц

$U'_{\text{ВЫХ}}$ – среднее за полупериод $T_n = T/2$ значение напряжения на нагрузке ППН, приведенное к первичной обмотке;

C_k – емкость конденсатора последовательного LC-контура;

$U_0 = u_{C_k}(t_1 + t_2)$ – значение напряжения на конденсаторе контура в конце положительного импульса тока в контуре i_k , равное по модулю напряжению на конденсаторе в момент отпираания пары транзисторов мостовой схемы инвертора;

$f = 1/T$ – частота переключений преобразователя.

Поскольку в ППН с высоким КПД параметр

$$\varkappa = e^{-\pi\alpha/\omega_0} = e^{-\pi/\sqrt{4Q^2-1}} \quad (3)$$

близок к 1, погрешность вычисления по первым двум формулам (2) возрастает, поэтому первую формулу (2) преобразуем, выразив из нее приведенный к первичной обмотке средний ток нагрузки. Тогда получим формулу

$$I'_H = 4fC_k \frac{(1+\varkappa)^2}{1+\varkappa^2} \left(U_{\text{ВХ}} - \frac{1-\varkappa}{1+\varkappa} U'_{\text{ВЫХ}} \right),$$

по которой также можно рассчитывать внешние характеристики, задавая напряжением и вычисляя ток I'_H . При $\varkappa = 1$ из нее следует

$$I'_H = 8fC_k U_{\text{ВХ}}.$$

Следовательно,

$$U'_{\text{ВЫХ}} = 8fR'_H C_k U_{\text{ВХ}}. \quad (4)$$

Вычислим напряжение $U'_{\text{ВЫХ}}$ по формуле (4) при $f = 80$ кГц, $C_k = 0,7$ мкФ, $u_{\text{ВХ}} = 290$ В, $R'_H = 3,319$ Ом:

$$U'_{\text{ВЫХ}} = 8 \cdot 80 \cdot 10^3 \cdot 3,319 \cdot 0,7 \cdot 10^{-6} \cdot 290 = 431 \text{ В},$$

что заметно превышает измеренное на рис. 2 значение $u'_{\text{ВЫХ}} = 260$ В.

5. Как видно на кривой $u_{\text{ТР2}}$, представленной на рис. 2, ко вторичной обмотке трансформатора на большей части периода $T = 1/f$, за исключением интервалов перезаряда емкости $C_{\text{ТР}}$, прикладывается напряжение $u'_{\text{ТР2}} = \pm u'_{\text{ВЫХ}}$. Тогда, перемещая ветвь намагничивания L_μ в схеме на рис. 3а на зажимы вторичной обмотки, можно рассчитать размах изменения тока намагничивания по формуле

$$\Delta i_\mu = \frac{u'_{\text{ТР2}}}{L_\mu} \left(\frac{T}{2} - t'_2 \right) = \frac{u'_{\text{ВЫХ}}}{L_\mu} \left(\frac{T}{2} - t'_2 \right).$$

Подставив в это выражение взятые из рис. 2 данные $u'_{\text{ВЫХ}} = 260$ В, $T/2 = 6,25$ мкс, $t'_2 = 0,565$ мкс, $L_\mu = 30$ мкГн, рассчитаем

$$\Delta i_\mu = \frac{260 \cdot (6,25 - 0,565) \cdot 10^{-6}}{30 \cdot 10^{-6}} = 49,3 \text{ А},$$

что практически соответствует измеренному на рис. 2 значению $\Delta i_\mu \approx 50$ А.

6. На рис. 2 имеют место сильные искажения вершины импульсов напряжения на первичной обмотке $u_{\text{ТР1}}$ на интервале t_1 , которые можно оценить по формуле

$$u_{\text{ТР1}} = u'_{\text{ВЫХ}} + L_s \frac{di_k}{dt} + r'_{\text{ТР}} i_k.$$

Как видно, искажения кривой $u_{\text{ТР1}}$ при $i_\mu \ll I_{m1}$ в основном определяются протеканием тока i_k через индуктивность рассеяния L_s трансформатора. Оценим эти искажения, аппроксимируя импульс тока i_k на интервале t_1 выражением

$$i_k = I_{m1} \sin \omega_0 t,$$

где I_{m1} – амплитуда импульса, время t отсчитывается от момента отпираания силовых транзисторов. Тогда изменение напряжения $u_{\text{ТР1}}$ на вершине импульса описывается выражением

$$\Delta u_{\text{ТР1}} = \omega_0 L_s I_m \cos \omega_0 t,$$

согласно которому в начале и конце импульса, т. е. при $\omega_0 t = 0$ и $\omega_0 t = \pi$, абсолютное значение отклонения составляет

$$(\Delta u_{\text{ТР1}})_{\text{max}} = \omega_0 L_s I_m \approx \frac{L_s I_{m1}}{\sqrt{LC_k}}.$$

При $L_s = 0,3$ мкГн, $I_m \approx 300$ А получим

$$(\Delta u_{\text{ТР1}})_{\text{max}} = \frac{0,3 \cdot 10^{-6} \cdot 300}{\sqrt{10^{-6} \cdot 0,7 \cdot 10^{-6}}} = 107 \text{ В},$$

а на кривой $u_{\text{ТР1}}$ (рис. 2) $(\Delta u_{\text{ТР1}})_{\text{max}} \approx 106$ В.

Проведенное сравнение расчетных данных с получаемыми на рис. 2 показывает, что некоторые расчетные соотношения, полученные для ППН без учета емкости трансформатора, пригодны и для оценки характеристик ППН с учетом емкости трансформатора. При этом формулы для расчета выходного напряжения, выведенные для ППН без учета емкости $C_{\text{ТР}}$, при наличии этой емкости дают завышенные значения $u'_{\text{ВЫХ}}$.

Перейдем к **поинтервальному анализу процессов в ППН**.

На интервале t_1 формирования положительного импульса тока i_k справедлива эквивалентная схема, представленная на рис. 3а, и дифференциальные уравнения

$$\begin{aligned} (L_k + L_{s1}) \frac{di_k}{dt} + (r_k + r_1) i_k + L_{s2} \frac{d(i_k - i_\mu)}{dt} + \\ + r'_2 (i_k - i_\mu) + u_{C_k} + u'_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{ВХ}}, \end{aligned} \quad (5)$$

$$C_k \frac{du_{C_k}}{dt} = i_k,$$

где при $L'_{s2} \ll L_\mu$ ток намагничивания i_μ можно представить выражением

$$i_\mu = i_{\mu 0} + \frac{u'_{\text{ВЫХ}}}{L_\mu} t, \quad (6)$$

время t отсчитывается от момента начала интервала t_1 , $i_{\mu 0}$ – значение тока намагничивания в момент $t = 0$.

Представление (6) соответствует часто используемому при расчете электронных цепей с трансформаторами переносу ветви намагничивания L_μ в Т-образной

эквивалентной схеме трансформатора к выходным клеммам трансформатора.

Первое уравнение (5) с учетом (6) можно записать в виде

$$L \frac{di_k}{dt} + r i_k + u_{C_k} = u_{\text{вх}} - \left(1 - \frac{L'_{s2}}{L_\mu}\right) u'_{\text{ввых}} + r'_2 i'_\mu.$$

где $L = L_k + L_{s1} + L'_{s2}$, $r = r_k + r_1 + r'_2$. В большинстве случаев отношение $L'_{s2} / L_\mu \ll 1$, и им можно пренебречь. В ППН с высоким КПД можно также пренебречь величиной $r'_2 i'_\mu$ в правой части уравнения. Таким образом, можно не учитывать влияние тока i_μ на интервале t_1 и использовать первое уравнение (5) в виде

$$\frac{di_k}{dt} = -\frac{r}{L} i_k - \frac{u_{C_k}}{L} + \frac{u_{\text{вх}}}{L} - \frac{u'_{\text{ввых}}}{L}. \quad (7)$$

Систему из уравнения (7) и второго уравнения (5) запишем в векторно-матричной форме

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bv, \quad (8)$$

где x – вектор состояния схемы на рис. 2а:

$$x = \begin{pmatrix} i_k \\ u_{C_k} \end{pmatrix}; \quad v = \begin{pmatrix} u_{\text{вх}} \\ u'_{\text{ввых}} \end{pmatrix}; \quad A = \begin{pmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_k} & 0 \end{pmatrix}; \quad B = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{pmatrix}.$$

Полагая вектор внешних воздействий v постоянным в течение полупериода, решение уравнения (8) на интервале t_1 можно записать в виде

$$x(t) = e^{At} [x(0) - x^h(\infty)] + x^h(\infty), \quad (9)$$

где $x(0) = \begin{pmatrix} i_k(0) \\ u_{C_k}(0) \end{pmatrix}$ – начальное значение вектора $x(t)$,

$x^h(\infty) = \begin{pmatrix} i_k(\infty) \\ u_{C_k}(\infty) \end{pmatrix}$ – асимптотическое значение вектора $x(t)$, получаемое из уравнения (8) при $\frac{dx}{dt} \Big|_{t \rightarrow \infty} = 0$, т. е.

$$x^h(\infty) = -A^{-1}Bv.$$

Проще значение $x^h(\infty)$ можно найти непосредственно из схемы на рис. 3а, полагая в уравнении (7) $di_k/dt = 0$, а во втором уравнении (5) $du_{C_k}/dt = 0$. Тогда найдем $i_k(\infty) = 0$, $u_{C_k}(\infty) = u_{\text{вх}} - u'_{\text{ввых}}$. Действительно, если бы процесс в схеме на рис. 3а установился, то ток i_k стал бы равным нулю, поскольку конденсатор не пропускает постоянный ток; а конденсатор C_k зарядился бы до напряжения $u_{C_k}(\infty) = u_{\text{вх}} - u'_{\text{ввых}}$.

Как известно из [3–5], явное выражение для фундаментальной (переходной) матрицы системы (8) имеет вид

$$e^{At} = \Phi(t) = \begin{pmatrix} \Phi_{11}(t) & \Phi_{12}(t) \\ \Phi_{21}(t) & \Phi_{22}(t) \end{pmatrix},$$

где

$$\begin{aligned} \Phi_{11}(t) &= e^{-\alpha t} \left(\cos \omega_0 t - \frac{\alpha}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right), \\ \Phi_{12}(t) &= -\frac{1}{\omega_0 L} e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t, \\ \Phi_{21}(t) &= \frac{1}{\omega_0 C_k} e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t, \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \Phi_{22}(t) &= e^{-\alpha t} \left(\cos \omega_0 t + \frac{\alpha}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right); \\ \alpha &= \frac{r}{2L}; \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC_k} - \alpha^2}. \end{aligned} \quad (11)$$

Тогда формулу (9) можно записать в развернутом виде

$$\begin{pmatrix} i_k(t) \\ u_{C_k}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Phi_{11}(t) & \Phi_{12}(t) \\ \Phi_{21}(t) & \Phi_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_k(0) \\ u_{C_k}(0) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ u_{\text{вх}} - u'_{\text{ввых}} \end{pmatrix}.$$

откуда следуют скалярные формулы для интервала t_1

$$\begin{aligned} i_k(t) &= [u_{C_k}(0) - u_{\text{вх}} + u'_{\text{ввых}}] \Phi_{12}(t), \\ u_{C_k}(t) &= [u_{C_k}(0) - u_{\text{вх}} + u'_{\text{ввых}}] \Phi_{22}(t) + u_{\text{вх}} - u'_{\text{ввых}}. \end{aligned} \quad (12)$$

С учетом тока намагничивания интервал t_1 завершается при $i_k = i_\mu(t_1)$. Как видно на рис. 2, в момент $t = t_1$ ток намагничивания близок к максимальному значению. Тогда с учетом условия $i_k(t_1) = i_\mu(t_1)$ из первой формулы (12) получим уравнение для определения времени t_1

$$e^{-\alpha t_1} \sin \omega_0 t_1 = \frac{\omega_0 L i_\mu(t_1)}{u_{\text{вх}} - u'_{\text{ввых}} - u_{C_k}(0)}.$$

Временные диаграммы на рис. 2 сняты при $L = 10^{-6}$ Гн, $C_k = 0,7 \cdot 10^{-6}$ Ф, $u_{\text{вх}} = 290$ В. На модели получены значения $u'_{\text{ввых}} = 260$ В; $u_{C_k}(0) = -332$ В, $i_\mu(t_1) = 25$ А, согласно (3) $e^{-\alpha t_1} \approx \alpha t_1 \approx 1$. Тогда

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{L}{C_k}} = \sqrt{\frac{1}{0,7}} = 1,195 \text{ Ом};$$

$$e^{-\alpha t_1} \sin \omega_0 t_1 = \frac{1,195 \cdot 25}{290 - 260 + 332} = 0,0825,$$

поэтому $\omega_0 t_1 \approx \pi$, $t_1 \approx \pi / \omega_0$. Заметное отличие времени t_1 от значения π / ω_0 возможно только при малых токах нагрузки ППН I_n , когда амплитудное значение I_{m1} тока i_k снижается. С учетом формулы (1) значение $|u_{C_k}(0)|$ изменяется примерно пропорционально I_n .

Пропуская пока рассмотрение интервала t'_2 перезаряда паразитной емкости $C_{\text{тр}}$, сразу перейдем к интервалу t_2 , представляющему собой завершающую часть интервала формирования отрицательного им-

пульса тока i_k . На этом интервале справедливо решение уравнения, отличающегося от (8) значением вектора \mathbf{x} вследствие замены $u'_{\text{ВЫХ}}$ на $-u'_{\text{ВЫХ}}$,

$$\mathbf{x}(t) = e^{A(t-t_1-t'_2)} [\mathbf{x}(t_1+t'_2) - \mathbf{x}^{t_2}(\infty)] \mathbf{x}^{t_2}(\infty), \quad (13)$$

где

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t_1+t'_2) &= \left\| \begin{matrix} i_k(t_1+t'_2) \\ u_{C_k}(t_1+t'_2) \end{matrix} \right\| = \\ &= \left\| \begin{matrix} i_k(t_1) + \Delta i_k(t'_2) \\ u_{C_k}(t_1) + \Delta u_{C_k}(t'_2) \end{matrix} \right\| = \mathbf{x}(t_1) + \Delta \mathbf{x}(t'_2), \end{aligned} \quad (14)$$

$$\Delta \mathbf{x}(t'_2) = \left\| \begin{matrix} \Delta i_k(t'_2) \\ \Delta u_{C_k}(t'_2) \end{matrix} \right\| \text{ — приращение вектора } \mathbf{x}(t) \text{ за время } t'_2, \text{ которое пока неизвестно;}$$

$$\mathbf{x}^{t_2}(\infty) = \left\| \begin{matrix} 0 \\ u_{\text{ВХ}} + u'_{\text{ВЫХ}} \end{matrix} \right\| \text{ — асимптотическое значение вектора } \mathbf{x}(t) \text{ на интервале } t_2.$$

Уравнение для определения времени t_2 выглядит следующим образом:

$$\text{tg } \omega_0 t_2 = \frac{\omega_0 Li_k(t_1+t'_2)}{u_{C_k}(t_1+t'_2) - u_{\text{ВХ}} - (1-\lambda_2)u'_{\text{ВЫХ}} + \alpha Li_k(t_1+t'_2)},$$

где α и ω_0 рассчитываются по формулам (11), $\alpha L = r/2$; $i_k(t_1+t'_2) < 0$, $u_{C_k}(t_1+t'_2) > 0$.

Для проверки последней формулы заметим, что в случае $t'_2 = 0$ и $i_k(t_1+t'_2) = i_k(t_1)$ из нее следует, что $\text{tg } \omega_0 t_2 = 0$, и поскольку $t_2 \neq 0$, получим $t_2 = \pi/\omega_0$, что правильно.

Для удобства анализа последнюю формулу представим в виде

$$\text{tg } \omega_0 t = \frac{1}{R + \frac{\alpha}{\omega_0}}, \quad (15)$$

где введена вспомогательная переменная

$$R = \frac{u_{C_k}(t_1+t'_2) - u_{\text{ВХ}} - (1-\lambda)u'_{\text{ВЫХ}}}{\omega_0 Li_k(t_1+t'_2)}; \quad \alpha = \frac{1}{\sqrt{4Q^2 - 1}}.$$

Например, при данных, полученных из рис. 2 ($f = 80$ кГц, $u_{\text{ВХ}} = 290$ В; $u'_{\text{ВЫХ}} = 260$ В; $u_{C_k}(t_1+t'_2) = 334$ В; $i_k(t_1+t'_2) = -42$ А найдем

$$R = -\frac{334 - 290 - 260}{1,195 \cdot 42} = 4,303,$$

$$\text{tg } \omega_0 t_2 = 0,2324; \quad \omega_0 t_2 = 0,2228; \quad t_2 = \frac{0,2228}{1,195 \cdot 10^6} = 0,191 \text{ мкс;}$$

а из рис. 2 $t_2 \approx 0,2$ мкс.

При данных, полученных из рис. 4 ($f = 40$ кГц, $u_{\text{ВХ}} = 290$ В; $u'_{\text{ВЫХ}} = 180$ В; $u_{C_k}(t_1+t'_2) = 490$ В; $i_k(t_1+t'_2) = -80$ А,

$$R = -\frac{490 - 290 - 180}{1,195 \cdot 80} = 0,2092,$$

$\text{tg } \omega_0 t_2 = 4,78$; $\omega_0 t_2 = 1,3364$; $t_2 = 1,142$ мкс; из рис. 4 $t_2 \approx 1,5$ мкс.

На рис. 5 построена кривая зависимости $\omega_0 t_2$ от R при $r = 0$, $\alpha = 0$, $\lambda_2 = 0$. При положительных R угол $\omega_0 t_2$ находится в пределах от 0 до $\pi/2$, при отрицательных R — в пределах от $\pi/2$ до π . Поскольку $\omega_0 t_2 = \pi - \alpha$, где α — положительный угол, дополняющий угол $\omega_0 t_2$ до π , и $\text{tg } \omega_0 t_2 = -\text{tg } \alpha$, то при $\pi/2 < \omega_0 t_2 < \pi$ угол $\omega_0 t_2$ определяется как $\pi - \text{arctg}(-1/R)$.

Как видно из рис. 5 и формулы (15), переменная R возрастает с увеличением напряжения $u_{C_k}(t_1+t'_2)$ и с уменьшением напряжений $u_{\text{ВХ}}$, $u'_{\text{ВЫХ}}$, тока $i_k(t_1+t'_2)$ и сопротивления $\omega_0 L$.

При этом угол $\omega_0 t_2$ уменьшается. В случае $R > 5$ практически можно считать, что $\omega_0 t_2 = 1/R$.

Подставляя в (13) $t = t_1 + t'_2 + t_2$, определим значение вектора состояния LC-контура в конце импульса тока i_k

$$\mathbf{x}(t_1+t'_2+t_2) = e^{At_2} [\mathbf{x}(t_1+t'_2) - \mathbf{x}^{t_2}(\infty)] + \mathbf{x}^{t_2}(\infty), \quad (16)$$

где значение $\mathbf{x}(t_1+t'_2)$ определяется выражением (14), а $\mathbf{x}(t_1)$ найдем подстановкой $t = t_1$ в формулу (9), т. е.

$$\mathbf{x}(t_1) = e^{At_1} [\mathbf{x}(0) - \mathbf{x}^{t_1}(\infty)] + \mathbf{x}^{t_1}(\infty).$$

Тогда выражение (16) принимает вид

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t_1+t'_2+t_2) &= e^{A(t_1+t'_2)} [\mathbf{x}(0) - \mathbf{x}^{t_1}(\infty)] + \\ &+ e^{At_2} [\mathbf{x}^{t_1}(\infty) + \Delta \mathbf{x}(t'_2) - \mathbf{x}^{t_2}(\infty)] + \mathbf{x}^{t_2}(\infty). \end{aligned} \quad (17)$$

Значение вектора $\mathbf{x}(t)$ в конце полупериода определяется как сумма

$$\mathbf{x}(T_n) = \mathbf{x}(t_1+t'_2+t_2) + \Delta \mathbf{x}(t_4) + \Delta \mathbf{x}(t'_1), \quad (18)$$

где $\Delta \mathbf{x}(t_4)$ и $\Delta \mathbf{x}(t'_1)$ — неизвестные пока приращения вектора $\mathbf{x}(t)$ за время t_4 и t'_1 перезаряда паразитной емкости $C_{\text{пр}}$ перед началом полупериода. Далее эти приращения не будем учитывать в виду их малости.

Учитывая равенство $\mathbf{x}(T_n) = -\mathbf{x}(0)$, справедливое в установившемся режиме, из (17) и (18) получим уравнение для определения значения $\mathbf{x}(0)$ в этом режиме

$$\begin{aligned} [\mathbf{1} + e^{A(t_1+t'_2)}] \mathbf{x}(0) &= e^{A(t_1+t'_2)} \mathbf{x}^{t_1}(\infty) - \\ - e^{At_2} [\mathbf{x}^{t_1}(\infty) + \Delta \mathbf{x}(t'_2) - \mathbf{x}^{t_2}(\infty)] - \mathbf{x}^{t_2}(\infty). \end{aligned} \quad (19)$$

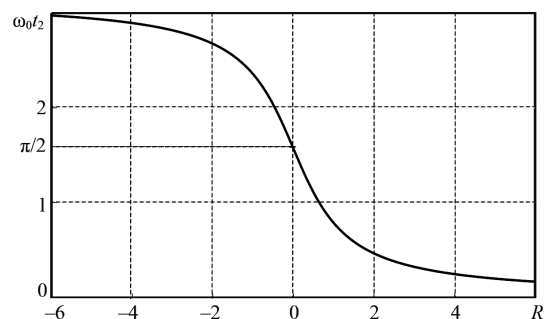


Рис. 5. Зависимость для определения времени $\omega_0 t_2$

Для вычисления значения $\mathbf{x}(0)$ по уравнению (19) необходимо знать обратную матрицу

$$\begin{aligned} [\mathbf{1} + e^{A(t_1+t_2)}]^{-1} &= \left\| \begin{matrix} 1 + \Phi_{11}(t_1+t_2) & \Phi_{12}(t_1+t_2) \\ \Phi_{21}(t_1+t_2) & 1 + \Phi_{22}(t_1+t_2) \end{matrix} \right\|^{-1} = \\ &= \frac{1}{D(t_1+t_2)} \left\| \begin{matrix} 1 + \Phi_{22}(t_1+t_2) & -\Phi_{12}(t_1+t_2) \\ -\Phi_{21}(t_1+t_2) & 1 + \Phi_{11}(t_1+t_2) \end{matrix} \right\|, \end{aligned} \quad (20)$$

где определитель матрицы $\mathbf{1} + e^{A(t_1+t_2)}$

$$\begin{aligned} D(t_1+t_2) &= \det[\mathbf{1} + e^{A(t_1+t_2)}] = \\ &= 1 + \Phi_{11}(t_1+t_2) + \Phi_{22}(t_1+t_2) + \det[e^{A(t_1+t_2)}] = \\ &= 1 + 2e^{-\alpha(t_1+t_2)} \cos \omega_0(t_1+t_2) + \det[e^{A(t_1+t_2)}]. \end{aligned}$$

С учетом тождества

$$\frac{1}{\omega_0^2 LC_k} - \left(\frac{\alpha}{\omega_0}\right)^2 = \frac{1}{\omega_0^2} \left(\frac{1}{LC_k} - \alpha^2\right) = 1$$

имеем

$$\begin{aligned} \det[e^{A(t_1+t_2)}] &= \Phi_{11}(t_1+t_2)\Phi_{22}(t_1+t_2) - \\ &- \Phi_{12}(t_1+t_2)\Phi_{21}(t_1+t_2) = e^{-2\alpha(t_1+t_2)}. \end{aligned}$$

Тогда

$$D(t_1+t_2) = 1 + 2e^{-\alpha(t_1+t_2)} \cos \omega_0(t_1+t_2) + e^{-2\alpha(t_1+t_2)}. \quad (21)$$

Например, при $r = 0, \alpha = 0$ согласно (21)

$$D(t_1+t_2) = 2[1 + \cos \omega_0(t_1+t_2)],$$

что легко проверить.

Как видно из (19), начальное значение вектора состояния LC -контура $\mathbf{x}(0)$ в установившемся режиме можно представить в виде

$$\mathbf{x}(0) = [\mathbf{x}(0)]_1 + [\mathbf{x}(0)]_2 + [\mathbf{x}(0)]_3, \quad (22)$$

где составляющие этого вектора

$$\begin{aligned} [\mathbf{x}(0)]_1 &= [\mathbf{1} + e^{A(t_1+t_2)}]^{-1} e^{A(t_1+t_2)} \mathbf{x}^{t_1}(\infty), \\ [\mathbf{x}(0)]_2 &= -[\mathbf{1} + e^{A(t_1+t_2)}]^{-1} e^{A t_2} [\mathbf{x}^{t_1}(\infty) + \Delta \mathbf{x}(t_2') - \mathbf{x}^{t_2}(\infty)], \quad (23) \\ [\mathbf{x}(0)]_3 &= -[\mathbf{1} + e^{A(t_1+t_2)}]^{-1} \mathbf{x}^{t_2}(\infty). \end{aligned}$$

Для проверки правильности полученных соотношений по полученным формулам найдем значение $\mathbf{x}(0)$ в случае, когда влияние емкости $C_{тр}$ не учитывается. Тогда в полученных формулах необходимо считать $\Delta \mathbf{x}(t_2') = 0, t_1 = t_2 = \pi/\omega_0$ и, следовательно,

$$\begin{aligned} e^{A(t_1+t_2)} \mathbf{x}^{t_1}(\infty) &= \left\| \begin{matrix} \Phi_{11}(t_1+t_2) & \Phi_{12}(t_1+t_2) \\ \Phi_{21}(t_1+t_2) & \Phi_{22}(t_1+t_2) \end{matrix} \right\| \cdot \\ \cdot \left\| \begin{matrix} 0 \\ u_{ВХ} - u'_{ВЫХ} \end{matrix} \right\| &= (u_{ВХ} - u'_{ВЫХ}) \left\| \begin{matrix} \Phi_{12}(t_1+t_2) \\ \Phi_{22}(t_1+t_2) \end{matrix} \right\|. \end{aligned}$$

Поскольку $e^{-\alpha t_1} = e^{-\alpha t_2} = e^{-\alpha \pi/\omega_0} = \varkappa, e^{-\alpha(t_1+t_2)} = \varkappa^2, e^{-2\alpha(t_1+t_2)} = \varkappa^4$, то

$$\begin{aligned} D(t_1+t_2) &= (1 + \varkappa^2)^2, \\ \Phi_{12}(t_2) &= \Phi_{21}(t_2) = 0, \\ \Phi_{11}(t_2) &= \Phi_{22}(t_2) = -\varkappa, \\ \Phi_{12}(t_1+t_2) &= \Phi_{21}(t_1+t_2) = 0, \\ \Phi_{11}(t_1+t_2) &= \Phi_{22}(t_1+t_2) = e^{-\alpha(t_1+t_2)} = \varkappa^2; \end{aligned}$$

$$[\mathbf{1} + e^{A(t_1+t_2)}]^{-1} = \frac{1}{(1 + \varkappa^2)^2} \left\| \begin{matrix} 1 + \varkappa^2 & 0 \\ 0 & 1 + \varkappa^2 \end{matrix} \right\| = \frac{1}{1 + \varkappa^2} \left\| \begin{matrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{matrix} \right\|;$$

$$e^{A(t_1+t_2)} = \left\| \begin{matrix} \varkappa^2 & 0 \\ 0 & \varkappa^2 \end{matrix} \right\| = \varkappa^2 \left\| \begin{matrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{matrix} \right\|;$$

$$[\mathbf{x}(0)]_1 = \frac{\varkappa^2}{1 + \varkappa^2} \left\| \begin{matrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{matrix} \right\|.$$

$$\cdot \left\| \begin{matrix} 0 \\ u_{ВХ} - u'_{ВЫХ} \end{matrix} \right\| = \frac{\varkappa^2 (u_{ВХ} - u'_{ВЫХ})}{1 + \varkappa^2} \left\| \begin{matrix} 0 \\ 1 \end{matrix} \right\|.$$

Поскольку

$$e^{A t_2} = \left\| \begin{matrix} -\varkappa & 0 \\ 0 & -\varkappa \end{matrix} \right\| = -\varkappa \left\| \begin{matrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{matrix} \right\|,$$

то

$$[\mathbf{x}(0)]_2 = \frac{\varkappa}{1 + \varkappa^2} \left\| \begin{matrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} 0 \\ -2u'_{ВЫХ} \end{matrix} \right\| = -\frac{2\varkappa u'_{ВЫХ}}{1 + \varkappa^2} \left\| \begin{matrix} 0 \\ 1 \end{matrix} \right\|.$$

Кроме того,

$$[\mathbf{x}(0)]_3 = -\frac{1}{1 + \varkappa^2} \left\| \begin{matrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} 0 \\ u_{ВХ} + u'_{ВЫХ} \end{matrix} \right\| = -\frac{u_{ВХ} + u'_{ВЫХ}}{1 + \varkappa^2} \left\| \begin{matrix} 0 \\ 1 \end{matrix} \right\|.$$

Таким образом, в установившемся режиме

$$\begin{aligned} [\mathbf{x}(0)]_{C_{тр}=0} &= \frac{1}{1 + \varkappa^2} [\varkappa^2 (u_{ВХ} - u'_{ВЫХ}) - 2\varkappa u'_{ВЫХ} - (u_{ВХ} + u'_{ВЫХ})] \left\| \begin{matrix} 0 \\ 1 \end{matrix} \right\| = \\ &= \left[\begin{matrix} -\frac{1 - \varkappa^2}{1 + \varkappa^2} u_{ВХ} - \frac{(1 + \varkappa)^2}{1 + \varkappa^2} u'_{ВЫХ} \end{matrix} \right] \left\| \begin{matrix} 0 \\ 1 \end{matrix} \right\|, \end{aligned}$$

т. е.

$$U_0 = -[u_{C_k}(0)]_{C_{тр}=0} = \frac{(1 - \varkappa^2) u_{ВХ}}{1 + \varkappa^2} + \frac{(1 + \varkappa)^2 u'_{ВЫХ}}{1 + \varkappa^2}, \quad (24)$$

что согласуется с уравнениями (2), поскольку при подстановке в формулу (24) первого выражения (2) получается второе выражение (2).

Если кроме условия $C_{тр} = 0$ принять $r = 0$, то $\varkappa = 1$ и согласно (24) $U_0 = 2u_{ВЫХ}$ и не зависит от $u_{ВХ}, u_{ВЫХ}, u_{C_k} = -U_0$. Тогда формулы (12) для интервала t_1 имеют вид

$$i_k(t) = \frac{u_{ВХ} - u'_{ВЫХ} - u_{C_k}(0)}{\omega_0 L} \sin \omega_0 t, \quad (25)$$

$$u_{C_k}(t) = [u_{C_k}(0) - u_{ВХ} + u'_{ВЫХ}] \cos \omega_0 t + u_{ВХ} - u'_{ВЫХ}.$$

Поскольку в этом случае $t_1 = \pi/\omega_0$, напряжение на конденсаторе C_k в конце интервала с t_1 учетом (24)

$$u_{C_k}(t_1) = 2[u_{BХ} - u'_{BВХ}] - u_{C_k}(0) = 2u_{BХ}.$$

На интервале t_2 , который в случае $C_{тр} = 0$ следует сразу за интервалом t_1 , из формулы (13) получим

$$i_k(t) = -\frac{u_{C_k}(t_1) - u_{BХ} - u'_{BВХ}}{\omega_0 L} \sin \omega_0(t - t_1), \quad (26)$$

$$u_{C_k}(t) = [u_{C_k}(t_1) - u_{BХ} - u'_{BВХ}] \cos \omega_0(t - t_1) + u_{BХ} + u'_{BВХ},$$

а также $t_2 \approx \pi/\omega_0$. Значение напряжения на конденсаторе C_k в момент $t = t_1 + t_2$

$$u_{C_k}(t_1 + t_2) = -[u_{C_k}(t_1) - u_{BХ} - u'_{BВХ}] + u_{BХ} + u'_{BВХ} = -u_{C_k}(t_1) + 2(u_{BХ} + u'_{BВХ}).$$

С учетом выражения для $u_{C_k}(t_1)$ получим

$$u_{C_k}(t_1 + t_2) = u_{C_k}(0) + 4u'_{BВХ}.$$

Учитывая, что в установившемся процессе справедливо равенство $u_{C_k}(T_n) = u_{C_k}(t_1 + t_2) = -u_{C_k}(0)$, получим

$$u_{C_k}(0) = -U_0 = -2u'_{BВХ};$$

$$u_{C_k}(t_1) = U_m = 2(u_{BХ} + u'_{BВХ}) + 2u'_{BВХ} = 2u_{BХ}.$$

Из рассмотрения временных диаграмм, снятых на имитационной модели (рис. 2, 4), видно, что на интервалах перезаряда паразитной емкости $C_{тр}$ ток намагничивания изменяется незначительно. Это утверждение справедливо даже в случае, когда индуктивность намагничивания L_μ всего в пять раз превышает индуктивность LC -контура $L = 1$ мкГн (см. рис. 6), что возможно в ППН типа LLC. Это объясняется тем, что на интервалах перезаряда емкости $C_{тр}$ происходит быстрое изменение знака напряжения на вторичной обмотке трансформатора $u_{тр2}$, а следовательно, напряжения на индуктивности L_μ (при ее перемещении на выходные зажимы трансформатора). Поэтому на этих интервалах достаточно медленный рост тока i_μ быстро сменяется на его медленный спад, или наоборот. Эти интервалы отнесем к вспомогательным, поскольку на них не происходит передача энергии на выход ППН.

Более подробно рассмотрим интервал перезаряда паразитной емкости t'_2 . Для эквивалентной схемы на рис. 3б, справедливой для данного интервала, можем записать уравнения

$$\begin{aligned} (L_k + L_{s1}) \frac{di_k}{dt} + (r_k + r_1) i_k + u_{C_k} + \\ + L'_{s2} \frac{d(i_k - i_\mu)}{dt} + r'_2 (i_k - i_\mu) + u_{C_{тр}} = u_{BХ}, \quad (27) \\ C_k \frac{du_{C_k}}{dt} = i_k, \\ C_{тр} \frac{du_{C_{тр}}}{dt} = i_k - i_\mu. \end{aligned}$$

В связи с медленным изменением тока i_μ на интервале t'_2 и тем, что $i_\mu < I_{m1}$, можно считать, что

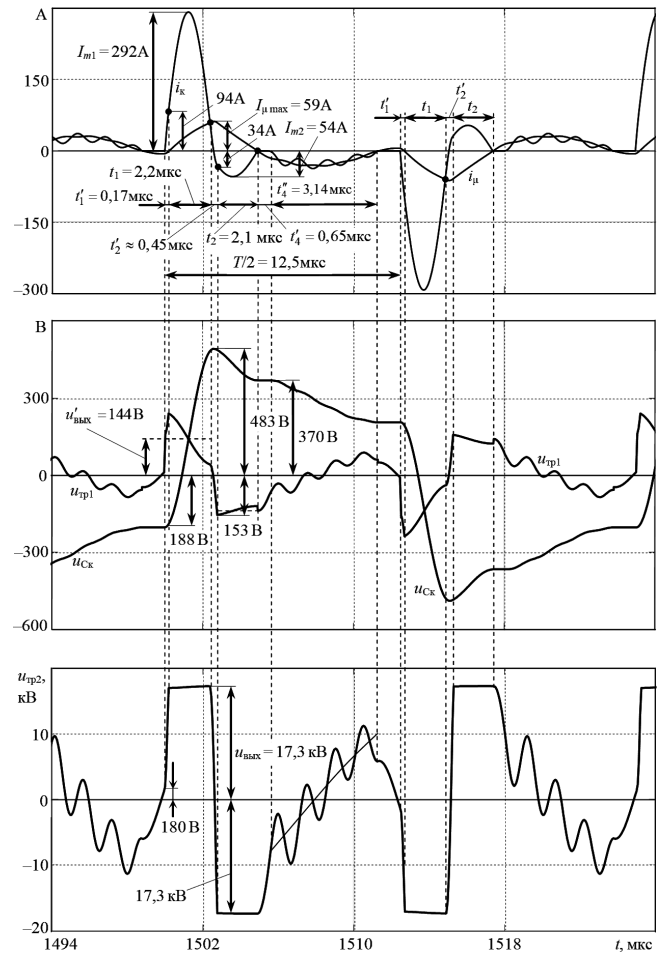


Рис. 6. Осциллограммы установившегося процесса при $L_\mu = 5$ мкГн, $f = 40$ кГц

$di_\mu/dt \ll di_k/dt$, и переписать первое уравнение системы (27) следующим образом:

$$\frac{di_k}{dt} = -\frac{r i_k}{L} - \frac{u_C}{L} + \frac{u_{BХ}}{L} + \frac{r'_2 i_\mu}{L}, \quad (28)$$

где $L = L_k + L_{s1} + L'_{s2}$, $r = r_k + r_1 + r'_2$, $u_C = u_{C_k} + u_{C_{тр}}$.

Условие $\left. \frac{di_k}{dt} \right|_{t=t_1+0} < 0$, необходимое и достаточное для формирования отрицательного импульса тока i_k , согласно (28) имеет вид $u_C(t_1) > u_{BХ} + r'_2 i_\mu \approx u_{BХ}$.

Просуммировав производные напряжений u_{C_k} и $u_{C_{тр}}$, определенные из второго и третьего уравнений (27), получим уравнение

$$\frac{du_C}{dt} = \frac{i_k}{C} - \frac{i_\mu}{C_{тр}}, \quad (29)$$

где C – результирующая емкость последовательно соединенных емкостей C_k и $C_{тр}$, определяемая выражением

$$C = \frac{C_k C_{тр}}{C_k + C_{тр}} = \frac{C_{тр}}{1+k} = \frac{k}{1+k} C_k, \quad (30)$$

где $k = C_{\text{тр}}/C_{\text{к}}$. Как видно, при $k \ll 1$ емкость C близка к емкости $C_{\text{тр}}$.

Систему уравнений (28) и (29) запишем в векторно-матричной форме

$$\frac{dx_1}{dt} = \mathbf{A}_1 x_1 + \mathbf{B}_1 v_1, \quad (31)$$

где введены обозначения

$$\mathbf{x}_1 = \begin{pmatrix} i_{\text{к}} \\ u_{\text{с}} \end{pmatrix}; \quad \mathbf{v}_1 = \begin{pmatrix} u_{\text{вх}} \\ i_{\mu} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{A}_1 = \begin{pmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{pmatrix}; \quad \mathbf{B}_1 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & \frac{r'_2}{L} \\ 0 & -\frac{1}{C_{\text{тр}}} \end{pmatrix}. \quad (32)$$

Для нахождения фундаментальной (переходной) матрицы $e^{\mathbf{A}_1 t}$ системы (31) учтем выражения

$$p\mathbf{1} - \mathbf{A}_1 = \begin{pmatrix} p + \frac{r}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & p \end{pmatrix};$$

$$\det(p\mathbf{1} - \mathbf{A}_1) = p \left(p + \frac{r}{L} \right) + \frac{1}{LC} = (p + \alpha_1)^2 + \omega_1^2;$$

$$(p\mathbf{1} - \mathbf{A}_1)^{-1} = \frac{1}{(p + \alpha_1)^2 + \omega_1^2} \begin{pmatrix} p & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & p + \frac{r}{L} \end{pmatrix} \quad (33)$$

где α_1 и ω_1 – коэффициент затухания и собственная частота LC -контура на интервале перезаряда емкости трансформатора $C_{\text{тр}}$, определяемые выражениями

$$\alpha_1 = \frac{r}{2L};$$

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \alpha_1^2} = \sqrt{\frac{1+k}{kLC_{\text{к}}} - \alpha_1^2} = \quad (34)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{LC_{\text{к}}}} \sqrt{\frac{k+1}{k} - \frac{1}{4Q^2}},$$

$Q = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L}{C_{\text{к}}}}$ – добротность $LC_{\text{к}}$ -контура на интервале t_1 . Как видно, $\alpha_1 = \alpha$, $\omega_1 > \omega_2$.

Элементы матрицы $(p\mathbf{1} - \mathbf{A}_1)^{-1}$ представим в виде, подходящем для определения по таблицам их обратных преобразований Лапласа:

$$\frac{p}{(p + \alpha_1)^2 + \omega_1^2} = \frac{p + \alpha_1}{(p + \alpha_1)^2 + \omega_1^2} - \frac{\alpha_1}{\omega_1} \frac{\omega_1}{(p + \alpha_1)^2 + \omega_1^2};$$

$$-\frac{1}{L[(p + \alpha_1)^2 + \omega_1^2]} = -\frac{1}{\omega_1 L} \frac{\omega_1}{(p + \alpha_1)^2 + \omega_1^2};$$

$$\frac{1}{C[(p + \alpha_1)^2 + \omega_1^2]} = \frac{1}{\omega_1 C} \frac{\omega_1}{(p + \alpha_1)^2 + \omega_1^2};$$

$$\frac{p + r/L}{(p + \alpha_1)^2 + \omega_1^2} = \frac{p + \alpha_1}{(p + \alpha_1)^2 + \omega_1^2} + \frac{r/L - \alpha_1}{\omega_1} \frac{\omega_1}{(p + \alpha_1)^2 + \omega_1^2},$$

где согласно выражению (34) $r/L - \alpha_1 = \alpha_1$. Эти выражения представляют собой преобразования Лапласа элементов соответственно $G_{11}(t)$, $G_{12}(t)$, $G_{21}(t)$, $G_{22}(t)$ переходной матрицы

$$e^{\mathbf{A}_1 t} = \mathbf{G}(t) = \begin{pmatrix} \mathbf{G}_{11}(t) & \mathbf{G}_{12}(t) \\ \mathbf{G}_{21}(t) & \mathbf{G}_{22}(t) \end{pmatrix}. \quad (35)$$

Тогда, используя таблицу, приведенную, например, в книге [6], найдем

$$G_{11}(t) = e^{-\alpha_1 t} \left(\cos \omega_1 t - \frac{\alpha_1}{\omega_1} \sin \omega_1 t \right),$$

$$G_{12}(t) = -\frac{1}{\omega_1 L} e^{-\alpha_1 t} \sin \omega_1 t,$$

$$G_{21}(t) = \frac{1}{\omega_1 C} e^{-\alpha_1 t} \sin \omega_1 t,$$

$$G_{22}(t) = e^{-\alpha_1 t} \left(\cos \omega_1 t + \frac{\alpha_1}{\omega_1} \sin \omega_1 t \right). \quad (36)$$

При постоянных внешних воздействиях $u_{\text{вх}}$ и i_{μ} решение уравнения (31) можно представить в виде

$$\mathbf{x}_1(t) = e^{\mathbf{A}_1(t-t_1)} [\mathbf{x}_1(t_1) - \mathbf{x}_1^{t_1}(\infty)] + \mathbf{x}_1^{t_1}(\infty), \quad (37)$$

где с учетом (32) имеем

$$\mathbf{x}_1^{t_1}(\infty) = \begin{pmatrix} i_{\text{к}}(\infty) \\ u_{\text{с}}(\infty) \end{pmatrix} = -\mathbf{A}_1^{-1} \mathbf{B}_1 \mathbf{v}_1 = -LC \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{r}{L} \end{pmatrix}.$$

$$\begin{pmatrix} \frac{1}{L} & \frac{r'_2}{L} \\ 0 & -\frac{1}{C_{\text{тр}}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_{\text{вх}} \\ i_{\mu} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{C}{C_{\text{тр}}} i_{\mu} \\ u_{\text{вх}} - \left(\frac{C}{C_{\text{тр}}} r - r'_2 \right) i_{\mu} \end{pmatrix}.$$

Таким образом, элементы установившегося вектора $\mathbf{x}_1^{t_1}(\infty)$ определяются выражениями

$$i_{\text{к}}^{t_1}(\infty) = \frac{C}{C_{\text{тр}}} i_{\mu} = \frac{i_{\mu}}{1+k}; \quad u_{\text{с}}^{t_1}(\infty) = u_{\text{вх}} - \left(\frac{C}{C_{\text{тр}}} r - r'_2 \right) i_{\mu}. \quad (38)$$

Видно, что при $k \ll 1$ $i_{\text{к}}^{t_1}(\infty) \approx i_{\mu}$.

Теперь на основе (37) можно записать скалярные формулы для тока $i_{\text{к}}$ и напряжения $u_{\text{с}}$ на интервале t'_2 .

$$\begin{aligned}
 i_k(t) &= G_{11}(t-t_1) [i_k(t_1) - i_k^{\prime 2}(\infty)] + \\
 &+ G_{12}(t-t_1) [u_C(t_1) - u_C^{\prime 2}(\infty)] + i_k^{\prime 2}(\infty), \\
 u_C(t) &= G_{21}(t-t_1) [i_k(t_1) - i_k^{\prime 2}(\infty)] + \\
 &+ G_{22}(t-t_1) [u_C(t_1) - u_C^{\prime 2}(\infty)] + u_C^{\prime 2}(\infty).
 \end{aligned}
 \tag{39}$$

Распределим напряжение $u_C = u_{C_k} + u_{C_{тр}}$ между емкостями C_k и $C_{тр}$. Для этого из второго и третьего уравнений (27) получим равенство

$$C_k \frac{du_{C_k}}{dt} = C_{тр} \frac{du_{C_{тр}}}{dt} + i_{\mu} = C_{тр} \frac{d(u_C - u_{C_k})}{dt} + i_{\mu};$$

откуда следует выражение для производной напряжения u_{C_k}

$$C_k \frac{du_{C_k}}{dt} = \frac{C_{тр}}{C_k + C_{тр}} \frac{du_C}{dt} + \frac{i_{\mu}}{C_k + C_{тр}},$$

где $\frac{C_{тр}}{C_k + C_{тр}} = \frac{k}{1+k}$.

Аналогично

$$C_{тр} \frac{du_{C_{тр}}}{dt} + i_{\mu} = C_k \frac{d(u_C - u_{C_{тр}})}{dt},$$

откуда следует выражение

$$\frac{du_{C_{тр}}}{dt} = \frac{C_k}{C_k + C_{тр}} \frac{du_C}{dt} - \frac{i_{\mu}}{C_k + C_{тр}},$$

где

$$\frac{C_k}{C_k + C_{тр}} = \frac{1}{1+k}.$$

Интегрируя выражения для производных напряжений u_{C_k} и $u_{C_{тр}}$ от момента t_1 до t , получим формулы для расчета изменения напряжений на конденсаторе C_k и емкости $C_{тр}$ на интервале t'

$$\begin{aligned}
 u_{C_k}(t) - u_{C_k}(t_1) &= \frac{k[u_C(t) - u_C(t_1)]}{1+k} + \frac{i_{\mu}(t-t_1)}{C_k + C_{тр}}, \\
 u_{C_{тр}}(t) - u_{C_{тр}}(t_1) &= \frac{[u_C(t) - u_C(t_1)]}{1+k} - \frac{i_{\mu}(t-t_1)}{C_k + C_{тр}}.
 \end{aligned}
 \tag{40}$$

Замечаем, что согласно (40) изменение напряжения u_{C_k} происходит пропорционально изменению напряжения $u_{C_{тр}}$, но в $1/k$ раз медленнее $u_{C_{тр}}$.

В то время как ток i_k и напряжение $u_C = u_{C_k} + u_{C_{тр}}$ имеют установившиеся значения, которые, правда, реально в ППН не достигаются, напряжения $u_{C_k}(t)$ и $u_{C_{тр}}(t)$ не имеют установившихся значений из-за наличия в правых частях формул (40) линейно изменяющихся слагаемых.

Приращение напряжения $u_{C_{тр}}(t)$ за время t'_2 известно: $\Delta u_{C_{тр}}(t'_2) = -2u'_{\text{ВЫХ}}$. Интересующее нас приращение

напряжения u_{C_k} за время t'_2 определим подстановкой $t = t_1 + t'_2$ в первую формулу (40):

$$\Delta u_{C_k}(t'_2) = \frac{k}{1+k} \Delta u_C(t'_2) + \frac{i_{\mu} t'_2}{(1+k)C_k}, \tag{41}$$

где $\Delta u_{C_{тр}}(t'_2) = u_C(t_1 + t'_2) - u_C(t_1)$ – приращение суммарного напряжения на емкостях C_k и $C_{тр}$ за время t'_2 , определяемое подстановкой $t = t_1 + t'_2$ в формулу (39) для $u_C(t)$:

$$\begin{aligned}
 \Delta u_C(t'_2) &= G_{21}(t'_2) [i_k(t_1) - i_k^{\prime 2}(\infty)] + \\
 &+ [G_{22}(t'_2) - 1] [u_C(t_1) - u_C^{\prime 2}(\infty)].
 \end{aligned}
 \tag{42}$$

Значение тока в контуре в конце интервала t'_2 рассчитывается по формуле, получаемой из (39) при $t = t_1 + t'_2$,

$$\begin{aligned}
 i_k(t+t'_2) &= G_{11}(t'_2) [i_k(t_1) - i_k^{\prime 2}(\infty)] + \\
 &+ G_{21}(t'_2) [u_C(t_1) - u_C^{\prime 2}(\infty)] + i_k^{\prime 2}(\infty).
 \end{aligned}
 \tag{43}$$

Уравнение для определения времени t'_2 получается при подстановке $t = t_1 + t'_2$, $\Delta u_{C_{тр}}(t'_2) = -2u'_{\text{ВЫХ}}$ и выражения (42) во вторую формулу (40):

$$\Delta u_C(t'_2) - \frac{i_{\mu} t'_2}{C_k} = -2(1+k)u'_{\text{ВЫХ}}. \tag{44}$$

С учетом формулы (39) для $u_C(t)$ уравнение (44) преобразуется к виду

$$1 - G_{22}(t'_2) + \frac{i_{\mu} t'_2}{C_k} - G_{21}(t'_2) [i_{\mu} - i_k^{\prime 2}(\infty)] - 2(1+k)u'_{\text{ВЫХ}} \frac{u_C(t_1) - u_C^{\prime 2}(\infty)}{u_C(t_1) - u_C^{\prime 2}(\infty)} = 0,$$

где с учетом (38)

$$i_{\mu} - i_k^{\prime 2}(\infty) = \frac{ki_{\mu}}{1+k}.$$

Также учтено, что $i_k(t_1) = i_{\mu}$; $u_C(t) > u_C^{\prime 2}(\infty)$ из условия начала формирования отрицательного импульса тока i_k с учетом (38) пренебрегая величиной $(Cr/C_{тр}t'_2)$ имеем

$$u_C(t_1) - u_C^{\prime 2}(\infty) = u_{C_k}(t_1) + u'_{\text{ВЫХ}} - u_{\text{ВХ}}.$$

В установившемся режиме при $u_C(t_1) \approx 2u_{\text{ВХ}}$ и $C_{тр} \approx 0$ будем иметь $u_C(t_1) - u_C^{\prime 2}(\infty) \approx u_{\text{ВХ}} + u'_{\text{ВЫХ}}$, что позволяет примерно установить диапазон изменения величины $u_C(t_1) - u_C^{\prime 2}(\infty)$ при анализе.

Представим уравнение (44) с учетом (38) в виде

$$F(\omega, t'_2) = 1 - G_{22}(t'_2) + A[\omega_1 t'_2 - \omega_1 C G_{21}(t'_2)] - B = 0, \tag{45}$$

где

$$A = \frac{i_{\mu}}{\omega_1 C_k [u_C(t_1) - u_C^{\prime 2}(\infty)]}; \quad B = \frac{2(1+k)u'_{\text{ВЫХ}}}{u_C(t_1) - u_C^{\prime 2}(\infty)}.$$

На рис. 7 представлены графики функции $F(\omega, t'_2)$, точки пересечения которых с осью абсцисс определяют решения уравнения (45).

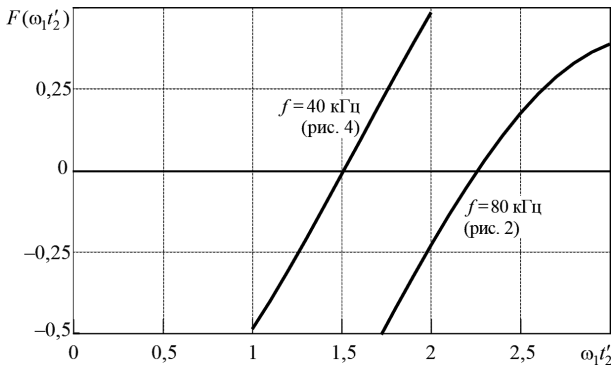


Рис. 7. Графики для определения времени t'_2

В качестве примера приведем расчет кривых $F(\omega_1 t'_2)$ при данных, взятых из рис. 2, соответствующих установившемуся режиму на частоте переключения $f = 80$ кГц, $u_{вх} = 290$ В, $u_{с(t_1)} = 372 + 260 = 632$ В, $u_{с(\infty)} = u_{вх} = 290$ В, $k = 0,1$. Полагая добротность $Q = \sqrt{L/C_k}/r$ высокой, когда

$$G_{21}(t) = \frac{\sin \omega_1 t}{\omega_1 C}; \quad G_{22}(t) = \cos \omega_1 t,$$

найдем

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1+k}{k L C_k}} = \sqrt{\frac{1,1}{0,1 \cdot 10^{-6} \cdot 0,7 \cdot 10^{-6}}} = 3,964 \cdot 10^6 \text{ рад/с};$$

$$\omega_1 C_k = 3,964 \cdot 10^6 \cdot 0,7 \cdot 10^{-6} = 2,775 \text{ Ом}^{-1};$$

$$A = \frac{25}{2,775 \cdot (632 - 290)} = 0,02634;$$

$$B = \frac{2 \cdot (1 + 0,1) \cdot 260}{632 - 290} = 1,6725.$$

Тогда из рис. 7 найдем

$$\omega_1 t'_2 = 2,26; \quad t'_2 \approx 0,57 \text{ мкс},$$

а из рис. 2 экспериментальное значение $t'_2 \approx 0,565$ мкс.

При данных, взятых из рис. 4, соответствующих частоте $f = 40$ кГц, $u_{вх} = 290$ В; $u'_{ввых} = 180$ В; $i_{\mu} = 25$ А, $u_{с(t_1)} = 527 + 180 = 707$ В, $k = 0,1$;

$$A = \frac{25}{2,775 \cdot (707 - 290)} = 0,02160;$$

$$B = \frac{2 \cdot (1 + 0,1) \cdot 180}{707 - 290} = 0,9464.$$

Приблизительно $\cos \omega_1 t'_2 = 1 - B = 0,5036$; $\omega_1 t'_2 = 1,520$, из рис. 7 $\omega_1 t'_2 = 1,5$;

$$t'_2 = \frac{1,52}{3,964 \cdot 10^6} = 0,3835 \text{ мкс}.$$

Из осциллограмм на рис. 4 $t'_2 \approx 0,5$ мкс.

После окончания отрицательного импульса тока i_k в момент $t = t_1 + t'_2 + t_2$ в ППН начинается процесс бестоковой паузы ($i_k = 0$), который с учетом емкости $C_{тр}$ и тока i_{μ} существенно отличается от рассмотренного в [1–3].

Если к моменту $t = t_1 + t'_2 + t_2$ сохраняется положительный ток намагничивания, как на осциллограммах рис. 2, то остаются открытыми диоды VD6, VD7 и образуется эквивалентная схема, представленная на рис. 3г с открытыми диодами VD6, VD7. Емкость $C_{тр}$ присоединяется параллельно конденсатору C_{ϕ} гораздо большей емкости, поэтому, как видно на рис. 7, на вторичной обмотке трансформатора сохраняется отрицательное напряжение $u_{тр2} = -u_{ввых}$, под действием которого ток намагничивания убывает:

$$i_{\mu} = i_{\mu}(t_1 + t'_2 + t_2) - \frac{u'_{ввых}(t - t_1 - t'_2 - t_2)}{L_{\mu}}. \quad (46)$$

Из уравнения, получаемого из этого выражения при $t = t_{\Sigma} = t_1 + t'_2 + t_2 + t_3$, $i_{\mu} = 0$, найдем длительность спада тока i_{μ} до нуля

$$t_3 = \frac{L_{\mu} i_{\mu}(t_1 + t'_2 + t_2)}{u'_{ввых}}.$$

Например, для сравнения при $f = 80$ кГц (рис. 2, $i_{\mu}(t_1 + t'_2 + t_2) = 23$ А, $t_3 = 2,65$ мкс) получим

$$t_3 = \frac{30 \cdot 10^{-6} \cdot 23}{260} = 2,65 \text{ мкс},$$

а при $f = 40$ кГц (рис. 4, $i_{\mu}(t_1 + t'_2 + t_2) = 19$ А, $t_3 = 3,09$ мкс)

$$t_3 = \frac{30 \cdot 10^{-6} \cdot 19}{180} = 3,17 \text{ мкс}.$$

После спада тока i_{μ} до нуля диоды VD6, VD7 закрываются, емкость $C_{тр}$, заряженная до отрицательного напряжения $-u'_{ввых}$, отсоединяется от конденсатора C_{ϕ} . Тогда будут справедливы эквивалентная схема на рис. 3г с закрытыми диодами VD6, VD7 и дифференциальные уравнения

$$L_{\mu} \frac{di_{\mu}}{dt} + i_{\mu} r'_2 - u_{C_{тр}} = 0,$$

$$C_{тр} \frac{du_{C_{тр}}}{dt} = -i_{\mu},$$

которые можно записать в векторно-матричной форме

$$\frac{dx_2}{dt} = A_2 x_2, \quad (47)$$

где

$$x_2 = \begin{pmatrix} i_{\mu} \\ u_{C_{тр}} \end{pmatrix}; \quad A_2 = \begin{pmatrix} -\frac{r'_2}{L_{\mu}} & \frac{1}{L_{\mu}} \\ \frac{1}{C_{тр}} & 0 \end{pmatrix}$$

Переходную матрицу для системы (47) системы

$$e^{A_2 t} = \mathbf{H}(t) = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix}$$

определим по изложенной ранее методике как обратное преобразование Лапласа

$$e^{A_2 t} = L^{-1} \left[(p\mathbf{1} - \mathbf{A}_2)^{-1} \right].$$

где

$$p\mathbf{1} - \mathbf{A}_2 = \begin{vmatrix} p + \frac{r'_2}{L_\mu} & -\frac{1}{L_\mu} \\ \frac{1}{C_{тр}} & p \end{vmatrix};$$

$$(p\mathbf{1} - \mathbf{A}_2)^{-1} = \frac{1}{\det(p\mathbf{1} - \mathbf{A}_2)} \begin{vmatrix} p & \frac{1}{L_\mu} \\ -\frac{1}{C_{тр}} & p + \frac{r'_2}{L_\mu} \end{vmatrix};$$

$$\det(p\mathbf{1} - \mathbf{A}_2) = (p + \alpha_2)^2 + \omega_2^2; \alpha_2 = \frac{r'_2}{2L_\mu};$$

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{1}{L_\mu C_{тр}} - \alpha_2^2} \approx \frac{1}{\sqrt{L_\mu C_{тр}}}.$$

Решение уравнения (47) будет иметь вид

$$\mathbf{x}_2 = e^{A_2(t-t_\Sigma)} \mathbf{x}_2(t_\Sigma), \quad (48)$$

где $t_\Sigma = t_1 + t'_2 + t_2 + t_3$ – момент спада тока намагничивания i_μ до нуля, отсчитываемый от момента начала положительного импульса тока i_k ; начальное значение вектора $\mathbf{x}_2(t)$

$$\mathbf{x}_2(t_\Sigma) = \begin{vmatrix} 0 \\ -u'_{\text{ВЫХ}} \end{vmatrix}.$$

Элементы переходной матрицы $e^{A_2 t} = \mathbf{H}(t)$ определяются аналогично элементам матрицы $e^{A_1 t} = \mathbf{\Phi}(t)$ (10), однако знаки элементов $h_{12}(t)$ и $h_{21}(t)$ противоположны знакам $\Phi_{12}(t)$ и $\Phi_{21}(t)$ в связи с отрицательными знаками перед переменными $u_{C_{тр}}(t)$ и i_μ в исходных дифференциальных уравнениях. Получим искомые элементы:

$$h_{11}(t) = e^{-\alpha_2 t} \left(\cos \omega_2 t - \frac{\alpha_2}{\omega_2} \sin \omega_2 t \right),$$

$$h_{12}(t) = \frac{1}{\omega_2 L_\mu} e^{-\alpha_2 t} \sin \omega_2 t,$$

$$h_{21}(t) = -\frac{1}{\omega_2 C_{тр}} e^{-\alpha_2 t} \sin \omega_2 t,$$

$$h_{22}(t) = e^{-\alpha_2 t} \left(\cos \omega_2 t + \frac{\alpha_2}{\omega_2} \sin \omega_2 t \right)$$

Таким образом, на интервале после перехода тока i_μ через нуль согласно (48) имеем

$$\begin{vmatrix} i_\mu(t) \\ u_{C_{тр}} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} h_{11}(t-t_\Sigma) & h_{12}(t-t_\Sigma) \\ h_{21}(t-t_\Sigma) & h_{22}(t-t_\Sigma) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 0 \\ u'_{\text{ВЫХ}} \end{vmatrix}.$$

откуда следуют скалярные выражения для $t_\Sigma < t < T/2$

$$\begin{aligned} i_\mu(t) &= -u'_{\text{ВЫХ}} h_{21}(t-t_\Sigma), \\ u_{C_{тр}}(t) &= -u'_{\text{ВЫХ}} h_{22}(t-t_\Sigma). \end{aligned} \quad (49)$$

Поскольку при высоком КПД ППН $\alpha_2/\omega_2 \approx 0$, $e^{-\alpha_2 t} \approx 1$, можно использовать упрощенные формулы

$$\begin{aligned} i_\mu(t) &= -\frac{u'_{\text{ВЫХ}}}{\omega_2 L_\mu} \sin \omega_2 (t-t_\Sigma), \\ u_{C_{тр}}(t) &= -u'_{\text{ВЫХ}} \cos \omega_2 (t-t_\Sigma). \end{aligned}$$

Интересно заметить, что, поскольку производная тока намагничивания в момент перехода через нуль определяется выражением

$$\left. \frac{di_\mu(t)}{dt} \right|_{t=t_\Sigma} = -\frac{u'_{\text{ВЫХ}}}{L_\mu} \cos \omega_2 (t-t_\Sigma) \Big|_{t=t_\Sigma} = -\frac{u'_{\text{ВЫХ}}}{L_\mu},$$

то в момент перехода через нуль ток i_μ продолжает меняться с той же скоростью, с какой согласно (46) происходит его спад на интервале t_3 . Это подтверждается кривой i_μ на рис. 6.

В то же время, поскольку производная напряжения $u_{C_{тр}}$

$$\left. \frac{du_{C_{тр}}(t)}{dt} \right|_{t=t_\Sigma} = \omega_2 u'_{\text{ВЫХ}} \sin \omega_2 (t-t_\Sigma) \Big|_{t=t_\Sigma} = 0,$$

то рост напряжения на емкости трансформатора, а следовательно, и на его вторичной обмотке, в момент $t_\Sigma = t_1 + t'_2 + t_2 + t_3$ перехода тока намагничивания через нуль имеет нулевую скорость, которая затем нарастает по синусоидальному закону. Кстати, скорость изменения напряжения на обмотках трансформатора важна в высоковольтных ППН.

При значениях параметров имитационной модели ППН имеем волновое сопротивление цепи на рис. 3в

$$\omega_2 L_\mu = \sqrt{\frac{L_\mu}{C_{тр}}} = \sqrt{\frac{30}{0,07}} = 20,7 \text{ Ом},$$

а частота возможных колебаний после перехода тока намагничивания через нуль

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_\mu C_{тр}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{30 \cdot 10^{-6} \cdot 0,07 \cdot 10^{-6}}} = 109,8 \text{ Гц}.$$

Экспериментальные временные диаграммы для пониженной частоты переключений $f = 40$ кГц (рис. 4 и 6) отличаются тем, что в связи с ростом бестоковой паузы, на которой $i_k = 0$, происходит усложнение процессов в это время.

При снижении по модулю напряжения на приведенной к первичной обмотке емкости трансформатора $C_{тр}$ по закону (49) после момента $t = t_\Sigma$ напряжение на выходной диагонали транзисторного инвертора

$$\begin{aligned} u_{\text{и}} &= u_{C_k}(t_1 + t'_2 + t_2) + u_{C_{тр}} = \\ &= u_{C_k}(t_1 + t'_2 + t_2) - u'_{\text{ВЫХ}} h_{22}(t-t_\Sigma) \end{aligned}$$

возрастает, и когда в момент $t = t_{\Sigma} + t'_4$ оно превысит входное напряжение $u_{\text{вх}}$, открываются обратные диоды VD1, VD4 (рис. 1), снова становится справедливой эквивалентная схема, представленная на рис. 3б.

Таким образом, в момент $t = t_{\Sigma} + t'_4$ выполняется равенство

$$u_{C_{\kappa}}(t_{\Sigma} + t'_4) - u'_{\text{вых}} h_{22}(t'_4) = u_{\text{вх}},$$

откуда полагая $h_{22}(t'_4) = (\cos \omega_2 t'_4)$, получим

$$t'_4 = \frac{1}{\omega_2} \arccos \frac{u_{C_{\kappa}}(t_1 + t'_2 + t_2) - u_{\text{вх}}}{u'_{\text{вых}}}. \quad (50)$$

При параметрах имитационной модели и $u_{\text{вх}} = 290$ В, из рис. 4 следует, что $u_{C_{\kappa}}(t_1 + t'_2 + t_2) = 373$ В, $u'_{\text{вых}} = 180$ В, тогда

$$\omega_2 \approx \frac{1}{\sqrt{L_{\mu} C_{\text{тр}}}} = \frac{1}{\sqrt{30 \cdot 10^{-6} \cdot 0,07 \cdot 10^{-6}}} = 0,69 \cdot 10^6 \text{ рад/с};$$

$$t'_4 = \frac{10^{-6}}{0,69} \arccos \frac{373 - 290}{180} = 1,61 \cdot 10^{-6} \text{ с};$$

$$u_{C_{\text{тр}}}(t_{\Sigma} + t'_4) = -180 \cdot \cos(0,69 \cdot 1,61) = -180 \text{ В}.$$

Эти результаты практически совпадают с полученными из рис. 4.

В отличие от интервала t_2 перезаряда емкости, на котором использовалась эквивалентная схема на рис. 3б, на интервале t''_4 , после повторного отпирания обратных диодов VD1, VD4, необходимо учитывать изменение тока намагничивания, что существенно усложняет задачу анализа процессов на этом интервале. С уменьшением частоты переключений длительность интервала t''_4 увеличивается. Поэтому изменение тока i_{μ} за время t''_4 может оказаться существенным.

При принятой эквивалентной схеме (рис. 3б) на интервале t''_4 остаются справедливыми дифференциальные уравнения (27). Неизвестными величинами в них являются: токи i_{κ} и i_{μ} , напряжения $u_{C_{\kappa}}$ и $u_{C_{\text{тр}}}$, причем с помощью уравнения (28) неизвестные $u_{C_{\kappa}}$ и $u_{C_{\text{тр}}}$ можно свести к одному неизвестному $u_C = u_{C_{\kappa}} + u_{C_{\text{тр}}}$.

Учитывая, что в большинстве ППН падение напряжения на элементах L'_{s2} и r'_2 схемы (рис. 3б) во много раз меньше напряжения на индуктивности L_{μ} , можем записать выражение

$$u_{C_{\text{тр}}} = L_{\mu} \frac{di_{\mu}}{dt}, \quad (51)$$

которое подставим в первое уравнение (27). Тогда получим уравнение

$$L \frac{di_{\kappa}}{dt} + r i_{\kappa} + u_{C_{\kappa}} + (1 - \lambda_2) u_{C_{\text{тр}}} = u_{\text{вх}} - r'_2 i_{\mu}, \quad (52)$$

где $L = L_{\kappa} + L_{s1} + L'_{s2}$, $r = r_{\kappa} + r_1 + r'_2$, $\lambda_2 = L'_{s2}/L_{\mu}$.

Пренебрегая в (52) коэффициентом λ_2 по сравнению с 1 и обозначая $u_C = u_{C_{\kappa}} + u_{C_{\text{тр}}}$, приходим к уравнению (28).

Уравнения (51), (52) совместно со вторым и третьим уравнениями (27) составляют систему из четырех диф-

ференциальных уравнений относительно неизвестных i_{κ} , i_{μ} , $u_{C_{\kappa}}$ и $u_{C_{\text{тр}}}$, строгое решение которой представляет собой сложную задачу. Это вряд ли целесообразно, поскольку процессы на интервале t''_4 протекают без притока энергии от внешних источников за счет энергии, накопленной в индуктивности намагничивания трансформатора L_{μ} и малой емкости $C_{\text{тр}}$. На этом интервале, наоборот, энергия из LC-контура, хотя и незначительными порциями, отдается в источник $u_{\text{вх}}$. Закон изменения указанных четырех переменных на интервале t''_4 не является существенным, важно определить приращения этих переменных за время t''_4 .

Таким образом, получены математические соотношения для основных рабочих интервалов процесса в ППН t_1 , t_2 и вспомогательных интервалов. Далее необходимо вычислить поправки в соотношениях для основных интервалов, вызванные процессами на вспомогательных интервалах. Интегрируя кривые тока i_{κ} на интервалах t_1 , t_2 с учетом поправок, найдем среднее значение тока нагрузки $I_{\text{н}}$ и формулы для расчета внешних характеристик. К сожалению, эту часть материала придется изложить в следующей статье.

Литература

1. Белов Г. А. Высокочастотные тиристорно-транзисторные преобразователи постоянного напряжения. — М.: Энергоатомиздат, 1987. — 120 с.
2. Jun Liu, Licheng Sheng, Jianjiang Shi, Zhongchao Zhang, Xiangning He. LCC Resonant Converter Operating under Discontinuous Resonant Current Mode in High Voltage, High Power and High Frequency Applications, 2009, Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. PP. 1482-1486.
3. Белов Г. А. Анализ режимов преобразователя постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором при прерывистом токе в контуре. — Практическая силовая электроника, 2016, № 1 (61). С. 29–38.
4. Белов Г. А. Расчет и анализ внешних характеристик и КПД преобразователя постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором при двухполярных импульсах тока на половине периода. — Практическая силовая электроника, 2016, № 2 (62). С. 26–32.
5. Белов Г. А., Серебрянников А. В., Павлова А. А. Расчет и моделирование переходных процессов в резонансном преобразователе с простым последовательным колебательным контуром. — Практическая силовая электроника, 2020, № 2 (78). С. 9–16.
6. Бесекерский В. А. Цифровые автоматические системы. — М.: Наука, 1976. — 576 с.

Белов Геннадий Александрович, д. т. н., профессор, заведующий кафедрой промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова, тел.: 8-960-301-09-21;

Серебрянников Александр Владимирович, к. т. н., доцент кафедры промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова, тел.: 8-927-867-20-20, e-mail: alex-silver@mail.ru;

Семенов Юрий Матвеевич, д. ф-м н.; тел.: 8-937-384-31-36; e-mail: yums@rambler.ru.

Д. В. Сухов, Д. А. Шевцов, Д. М. Шишов

ОПТИМАЛЬНЫЙ РЕГУЛЯТОР СИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ НА РОТОРЕ

D. V. Sukhov, D. A. Shevtsov,
D. M. Shishov

Optimal Regulator for Permanent Magnet
Synchronous Motor

Разработка оптимального метода управления двигателями переменного тока остается насущной проблемой, так как такие передовые технологии, как векторное управление и прямое управление моментом имеют существенные недостатки: необходимость точного задания реальных параметров электродвигателя во всех режимах работы, а также сложность пуска электродвигателя под нагрузкой. С физической точки зрения векторное управление и прямое управление моментом являются разновидностями амплитудно-частотно-фазового управления объектом. Авторами статьи предлагается достаточно простая оригинальная структура бездатчикового регулятора с амплитудно-частотно-фазовым управлением, лишенная указанных недостатков.

Ключевые слова: регулятор электродвигателя, бездатчиковое управление, амплитудно-частотно-фазовое управление.

Optimal control technique developing for AC motors control still remains an urgent problem since advanced technologies such as vector control or direct torque control demonstrate essential drawbacks. These drawbacks are the necessity to specify the AC motor real parameters in all its operating modes, as well as complexity of the motor startup under load. From the physical viewpoint, both vector and direct torque control are the varieties of the amplitude-frequency-phase control of the object. The authors of the article propose rather simple and original structure of the sensorless regulator with amplitude-phase control free from the above said drawbacks.

Key words: electric motor regulator, sensorless control, amplitude-frequency-phase control.

Последние несколько десятков лет огромное количество публикаций посвящается так называемому векторному управлению электродвигателями переменного тока, в том числе и синхронными двигателями с постоянными магнитами. Существуют академические учебники [1], учебные пособия [2], большое количество практических рекомендаций от производителей микроконтроллеров [3, 4] и др., посвященных детальному анализу векторного управления. В них разработан и отточен математический аппарат и рассмотрено огромное количество вариантов исполнения. Многие фирмы производят электронную аппаратуру, в которой реализованы алгоритмы векторного управления. В качестве примера можно назвать преобразователи частоты (инверторы) Mitsubishi FR-E700, Delta VFD-VE, OMRON V1000. Однако, поиски оптимальных структур регулирования электродвигателей не останавливаются. Выходят новые публикации, в которых предлагаются альтернативные подходы к решению задачи управления [5, 6, 7, 8]. Это свидетельствует о том, что векторное управление имеет свои недостатки, как и любое техническое решение. Главным и принципиальным его недостатком является зависимость качества управления от точности соответствия параметров математической модели, по которой вычисляются управляющие воздействия, и реального электродвигателя. Кроме этого, можно отметить достаточно большой объем вычислений, который требует наличия соответствующих ресурсов.

Наравне с векторным управлением интерес научного и инженерного сообщества также прикован к так

называемому методу прямого управления моментом (DTC) [1]. Все разновидности этого метода также базируются на использовании математической модели двигателя при вычислении управляющего воздействия. Особенно критичными к точности задания параметров модели являются разновидности векторного управления и прямого управления моментом, называемые бездатчиковыми. Это название отражает отсутствие датчиков положения ротора и частоты вращения в структуре регулятора. Угол поворота ротора, необходимый для вычисления управляющего воздействия в рамках обоих методов, определяется косвенно по математической модели двигателя. Таким образом, ошибка в задании параметров модели в бездатчиковых системах влияет на эффективность управления гораздо сильнее. Авторы данной работы поставили перед собой цель избавиться от необходимости использования математической модели в структуре регулятора и обеспечить при этом хорошие показатели эффективности использования электродвигателя.

Физические основы оптимального управления электродвигателем переменного тока

Основной задачей, которую решает регулятор электродвигателя, является формирование токов в обмотках якоря ЭД для создания вращающегося электромагнитного поля. Для любого электродвигателя, ротор которого создает магнитный поток, можно записать следующее соотношение для электромагнитного момента:

$$M_{эм} = k B_r B_s \sin(\alpha), \quad (1)$$

где B_r – магнитная индукция поля ротора, B_s – магнитная индукция поля статора, k – конструктивный коэффициент пропорциональности, α – угол между магнитными потоками ротора и статора.

Максимальный момент двигателя создается при условии минимума потребляемого тока, когда поля ротора и статора ортогональны. Если применить простейшие преобразования, воспользовавшись законом Фарадея, можно показать, что для выполнения условия ортогональности полей необходимо обеспечить совпадение по фазе тока статора и ЭДС статора, которая наводится полем ротора и отстает по фазе от индукции ротора на $\pi/2$. Полезную мощность электродвигателя можно выразить следующим образом:

$$P_2 = E_0 I \cos(\psi), \quad (2)$$

где E_0 – изображающий вектор ЭДС, создаваемой вращающимся потоком возбуждения $\Phi_{0,1}$ – вектор тока якорной обмотки, ψ – угол между этими векторами.

В коллекторных двигателях постоянного тока условие сонаправленности векторов тока и ЭДС якоря обеспечивается благодаря работе щеточно-коллекторного узла. В двигателях переменного тока: синхронных и асинхронных, формирование тока фаз происходит за счет коммутации силовых ключей транзисторного преобразователя и обеспечивается алгоритмом, который реализует система управления регулятора. Отдельно необходимо отметить тот факт, что и для синхронных и для асинхронных двигателей в установившемся режиме работы частота вращения поля ротора всегда равна частоте вращения поля статора. Ведь только в этом случае можно говорить о поддержании какого-либо постоянного угла между векторами индукции ротора и статора.

Поддержание ортогональности полей ротора и статора (совпадение по фазе тока и ЭДС статора) – первое условие оптимального управления электродвигателем. Вторым условием является соответствие формы тока фазы форме ЭДС. Однако для его выполнения требуется с большой точностью измерять или вычислять мгновенное значение ЭДС каждой из фаз, что является весьма непростой технической задачей.

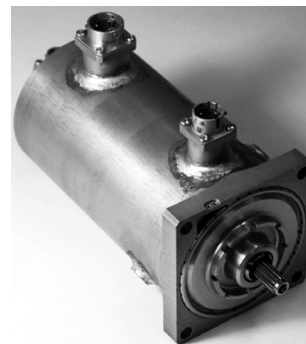
Векторное управление, если отбросить всю математику с преобразованиями систем координат и векторным анализом, по своей физической сути предназначено для решения задачи управления углом между векторами индукции ротора и статора во всем диапазоне частот вращения и во всех режимах работы. По-другому можно сказать, что при векторном управлении регулируется фазовый угол между током и ЭДС. В этой связи, по мнению авторов правильнее говорить не о векторном, а о фазовом управлении. С учетом того, что в системах векторного управления также реализуется регулирование амплитуды фазных токов и их частоты (то есть момента двигателя и его частоты вращения), векторное управление электродвигателями можно назвать одной из разновидностей амплитудо-частотно-фазового управления. Хотя это

немного громоздко, зато хорошо отражает физическую суть процессов в системе: с помощью импульсного транзисторного преобразователя (инвертора) регулируется амплитуда, фаза (по отношению к ЭДС) и частота синусоидальных токов в обмотке статора электродвигателя.

Структура регулятора

Основной идеей при разработке предлагаемого метода бездатчикового управления и регулятора, основанного на этом методе, является то, что фазовый угол между векторами напряжения и ЭДС фазы в реальном двигателе принимает небольшие значения. Обычно он не превышает 20° . Так, у электродвигателя привода закрывка ЛА, разработанного кафедрой “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы” МАИ совместно с ООО “РЭСТАР” и показанного на рис. 1, при максимальных значениях нагрузки и частоты вращения этот угол не превышает 10° ($I_{\Phi \text{ MAX}} = 25 \text{ А}$, $U = 270 \text{ В}$, $R_{\Phi} = 0,3 \text{ Ом}$, $L_{\Phi} = 180 \text{ мкГн}$, $f_{\text{MAX}} = 200 \text{ Гц}$, $p = 4$). При снижении нагрузки и частоты вращения он уменьшается практически до 0° на холостом ходу. В связи с этим, можно судить о положении вектора ЭДС фазы по положению вектора фазного напряжения с достаточной точностью.

На рис. 2 представлена векторная диаграмма двигателя с параметрами, соответствующими макету, показанному на рис. 1. Она построена с учетом того, что фазные ток и напряжение сонаправлены. Зависимость угла ψ от параметров двигателя и нагрузки:



а



б

Рис. 1. Макет электродвигателя (а) и регулятора электропривода закрывков ЛА (б) (фото)

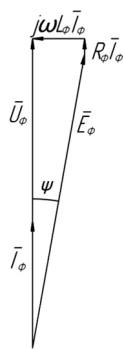


Рис. 2. Векторная диаграмма электродвигателя при сонаправленных векторах тока и напряжения фазы

$$\psi = \arctg \left(\frac{\omega L_{\phi} I_{\phi}}{U_{\phi} - R_{\phi} I_{\phi}} \right). \quad (3)$$

Кроме фазового сдвига между током и ЭДС фазы на эффективность использования электродвигателя влияет форма токов фаз. В качестве оптимальной формы тока была принята синусоидальная. При такой форме токов в многофазной системе создается круговое вращающееся магнитное поле. Разрабатываемый регулятор предназначен для управления трехфазными синхронными электродвигателями с обмоткой якоря, соединенной по схеме “звезда” без вывода нейтрального провода. С точки зрения управления токами фаз, такая система является многомерной связанной, что усложняет задачу [9]. Однако известно, что в таких системах можно сформировать три синуса тока, если все три фазы электрически симметричны. Для этого нужно обеспечить питание электродвигателя трехфазным напряжением, имеющим синусоидальную форму или модулированным по закону синуса. Таким образом, возникают три задачи:

1. Формирование в фазах электродвигателя трех синусоидальных токов, сдвинутых на 120°.
2. Устремление к нулю фазового сдвига между напряжением и током фазы.
3. Обеспечение пуска электродвигателя при любой нагрузке в диапазоне от нуля до максимума, ограничивая при этом токи фаз.

Необходимо отметить, что при формировании трехфазного синусоидального тока на симметричной нагрузке типа “звезда” или “треугольник” автоматически будут получены синусоидальные фазные напряжения. Такие напряжения необходимы, чтобы реализовать многопульсный выпрямитель для малоинерционного вычисления их амплитуды.

На рис. 3 изображена структурная схема регулятора с амплитудно-частотно-фазовым управлением, предлагаемая авторами. На вход схемы подается сигнал, соответствующий амплитуде заданного фазного напряжения $U_{з\text{ад}}$. Из него вычитается сигнал измеренной амплитуды первой гармоники фазного напряжения $U_{изм}$. Полученный сигнал ошибки усиливается и ограничивается по уровню. Это необходимо для предотвращения аварийных ситуаций при значительной разнице заданного и измеренного значений, например при пуске. В предлагаемом варианте полученное значение может быть только в диапазоне от 0 до 1. Оно подается на соответствующий вход каждого из трех перемножителей напряжений ПН1-ПН3. На второй вход каждого из умножителей подается выход с соответствующей фазой от блока ГУН. В схеме используется трехфазный ГУН с фиксированной амплитудой напряжения выходных синусов в 1 В. Таким образом, на выходе умножителей вырабатывается трехфазная система синусоидальных сигналов с амплитудой от 0 до 1 В.

Предлагаемая схема обеспечивает подчиненное регулирование по току за счет введения местных ООС.

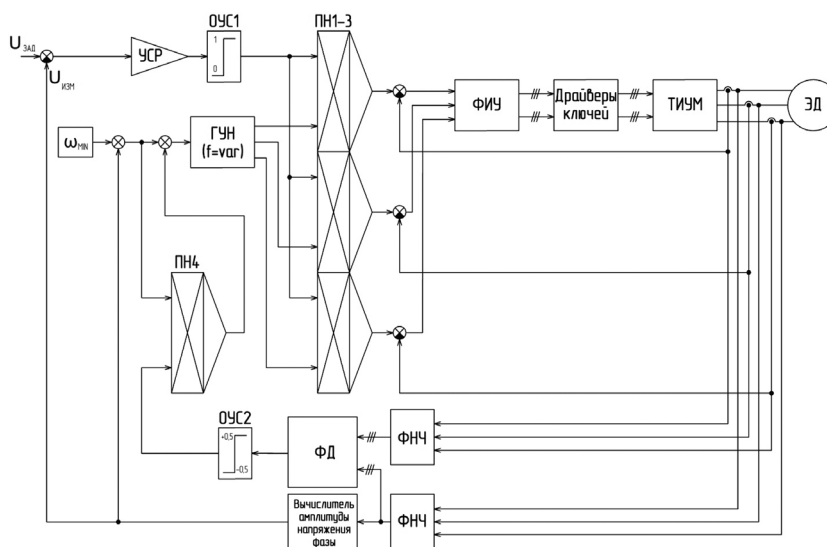


Рисунок 3. Структурная схема бездатчикового регулятора с амплитудно-частотно-фазовым управлением: УСР – усилитель сигнала рассогласования; ОУС – ограничитель уровня сигнала; ГУН – генератор, управляемый напряжением; ФИУ – формирователь импульсов управления; ТИУМ – транзисторный импульсный усилитель мощности; ФД – фазовый детектор; ФНЧ – фильтр низких частот; ПН – перемножитель напряжений

Выход каждого из умножителей, скорректированный с учетом величины фазного тока подается на блок формирователя импульсов управления силовыми транзисторными ключами усилителя мощности. ФИУ может быть построен на различных принципах импульсной модуляции либо с использованием релейных алгоритмов. Для выделения первой гармоники фазного напряжения, формируемого импульсными методами, применяется фильтр низких частот с частотой среза, которая определяется частотой коммутации ключей ТИУМ. Этот фильтр вносит фазовый сдвиг в сигнал напряжения. Для работы контура коррекции фазы между током и напряжением необходимо ввести в сигналы токов такой же фазовый сдвиг. Для этого они подаются на аналогичный по параметрам ФНЧ.

Главная петля обратной связи в схеме обеспечивает формирование фазных напряжений с заданной амплитудой. Для ее работы необходим блок вычисления этого параметра. Вычислитель амплитуды фазных напряжений может быть реализован с помощью метода многопульсного выпрямления. Из трехфазной системы сигналов достаточно просто можно получить двенадцатифазную. С помощью прецизионного выпрямителя эта система преобразуется в постоянное напряжение с малой амплитудой пульсаций.

Фазовый сдвиг между напряжением и током фазы корректируется с помощью блока фазового детектора. Он представляет собой комбинацию из трех идентичных схем ФД выходы которых суммируются. Если напряжение фазы опережает ток, на выходе ФД вырабатывается положительное напряжение, соответствующее этому сдвигу. Если же, наоборот, напряжение этот сигнал, в динамике, изменяет частоту ГУН с целью свести угол между измеряемыми фазными напряжениями и фазными токами к нулю. Поскольку для нормальной работы ГУН на его управляющий вход должно приходиться только положительное напряжение независимо от величины и знака выходного сигнала ФД, в систему включены два дополнительных блока: ОУС2 и ПН4.

Самым неприятным моментом во всех бездатчиковых системах является процесс пуска двигателя, так как данных для вычисления оптимального управляющего воздействия либо еще нет, либо ими невозможно пользоваться из-за их низкого качества. Основным способом на данный момент является частотный пуск с разомкнутой петлей обратной связи. Этот способ имеет существенный недостаток: необходимо заранее знать величину приложенного момента нагрузки и ее характер, т. е. ее зависимость от частоты вращения. Зачастую это просто невозможно.

Пуск двигателя с точки зрения процессов в предлагаемом регуляторе осуществляется следующим образом. Минимальная начальная частота ГУН задается системной константой ω_{MIN} . Она может быть сколь угодно малой. С этой частотой при пуске начинает вращаться магнитное поле машины. При этом необходимо обратить внимание на то, что форма токов в

фазах синусоидальная, а их амплитуда ограничивается на некотором максимальном уровне, заданном разрабатчиком. Это обеспечивает круговое вращающееся магнитное поле во всех режимах работы. В таких условиях вход двигателя в синхронизм не представляет собой проблемы независимо от величины приложенного к валу момента нагрузки с учетом, что он меньше максимально допустимого. Суть в том, что увеличение частоты вращения поля и, соответственно, ротора двигателя в такой системе происходит автоматически с оптимальной скоростью и по оптимальному закону за счет работы контура коррекции фазового угла между токами и напряжениями фаз и главной обратной связи по напряжению фаз.

Компьютерное моделирование процессов в регуляторе

Компьютерное моделирование процессов в регуляторе производилось в среде OrCAD с достаточно подробной проработкой схемотехнических решений для каждого блока. В связи со сложностью полной модели регулятора ее исследование в среде OrCAD представляется невозможным из-за возникновения проблем со сходимостью решения системы дифференциальных уравнений. Если говорить о результатах моделирования отдельных блоков и их комплексов, то наибольший интерес на наш взгляд представляет фазовый детектор. На рис. 4 приведена модель системы автоподстройки фазы двух сигналов, имеющих одинаковую частоту. Именно с такими сигналами мы имеем дело, если говорим об электродвигателе. Фазные токи, напряжения, ЭДС имеют всегда одну и ту же частоту. Это существенно упрощает задачу корректировки фазового сдвига между током и напряжением.

Рассмотрим архитектуру модели. Выход сумматора 1 имитирует выход фазового детектора. Сам фазовый детектор собран на элементах HS4, HS3, U23A, U24A, U22A, U25A, U18A, R48, R49, R52, R53, R55. Особенностью данной схемы является наличие на ее входах компараторов напряжения с гистерезисом. Это необходимо для того, чтобы детектор не реагировал на остаточные пульсации сигнала с датчика напряжения фазы (резисторы R47, R56), прошедшего через ФНЧ, собранный на элементах R37, C7. Ширина гистерезиса компараторов настраивается заведомо больше, чем размах пульсаций.

Фаза электродвигателя представлена элементами L1 и R36. Транзисторная стойка, с помощью которой на фазу может быть подано двуполярное напряжение ± 270 В, имитируется с помощью элемента 9 (усилитель с ограничением выходного сигнала). Элемент F1 (источник тока, управляемый током) — датчик тока фазы, сигнал с которого преобразуется в напряжение с помощью резистора R40. ФНЧ, собранный на элементах R42, C9 предназначен для фильтрации ВЧ составляющих спектра напряжения на резисторе R40. Полученный сигнал подается на вход триггера Шмитта (HS7, R38, R39), который предназначен для реализации релейного алгоритма формирования тока фазы. Опорное

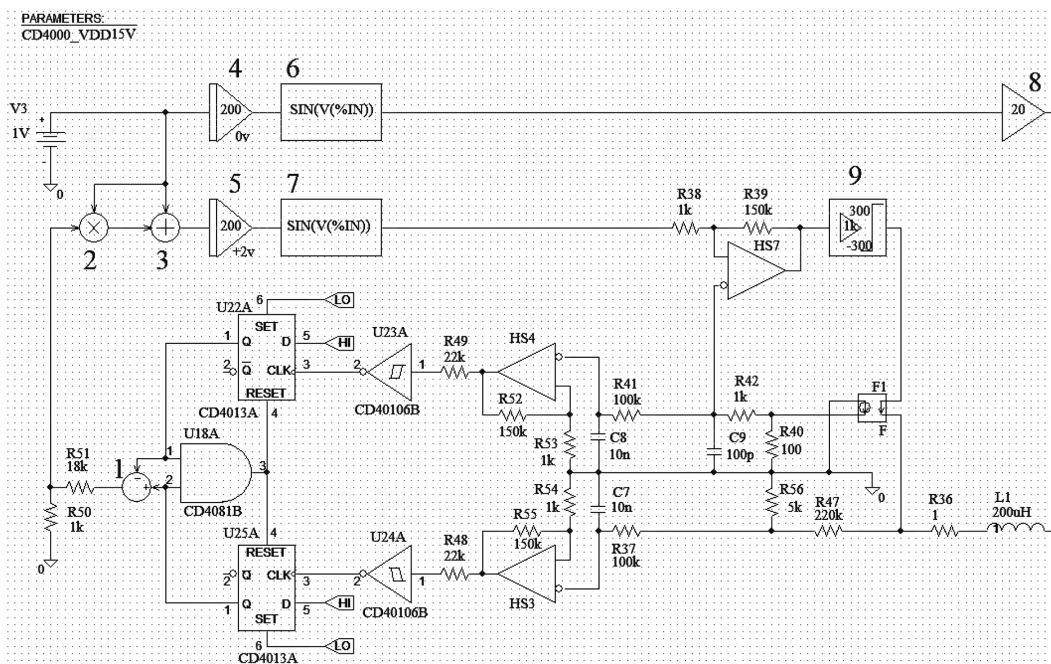


Рис. 4. Модель в OrCAD для демонстрации работы блока фазового детектора

напряжение триггера Шмитта (релейного элемента) формируется при воздействии синусоидального сигнала, получаемого с помощью функционального блока 7, который совместно с интегратором 5 имитирует ГУН. Блоки 4, 6 и 8 имитируют фазную ЭДС. Начальные условия интеграторов задают начальную разность фаз между фазной ЭДС и фазным током.

На рис. 5 на верхнем графике показаны сигналы, имитирующие напряжение и ток фазы. Видно, что начальный фазовый сдвиг за несколько периодов сводится к нулю. На нижнем графике показан сигнал на выходе фазового детектора (выход сумматора 1). Отрицательный импульс вырабатывается, когда напряжение на инверсном входе HS4 становится положительным и заканчивается, когда напряжение на инверсном входе

HS3 становится также положительным. В противоположном случае будет вырабатываться положительный импульс. Эти импульсы, скорректированные по амплитуде с помощью делителя R50, R51, подаются на перемножитель 2 и сумматор 3. Полученный на выходе сумматора сигнал воздействует на интегратор 5. В результате происходит автоподстройка фазы. Из результатов моделирования видно, что фазовый сдвиг между ЭДС и напряжением фазы не превышает 10°.

На рис. 6 представлены результаты моделирования пуска двигателя под нагрузкой.

Одним из основных функциональных узлов предлагаемого регулятора является трехфазный ГУН, модель которого представлена на рис. 7, а результаты моделирования на рис.8.

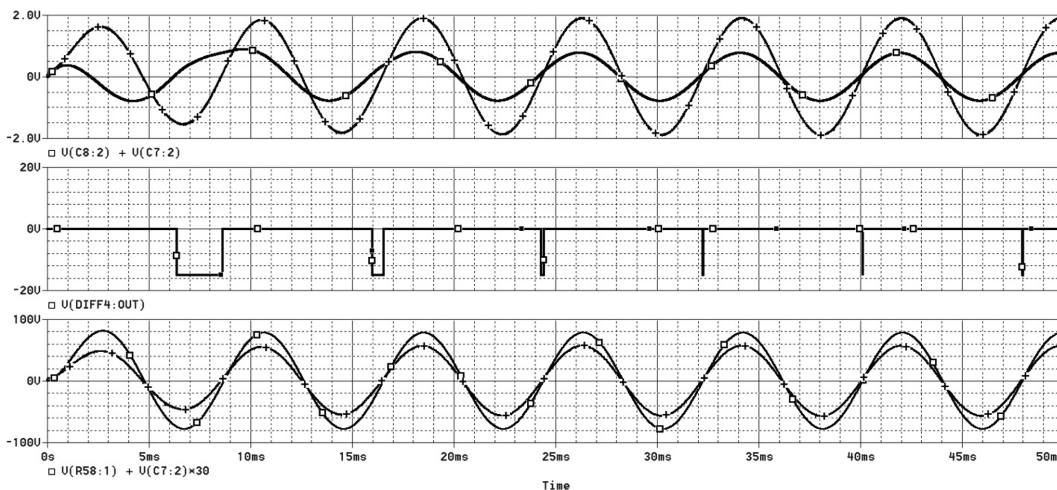


Рис. 5. Сигналы тока и напряжение фазы (верхний график); сигнал на выходе фазового детектора (средний график); ЭДС и напряжение фазы (нижний график)

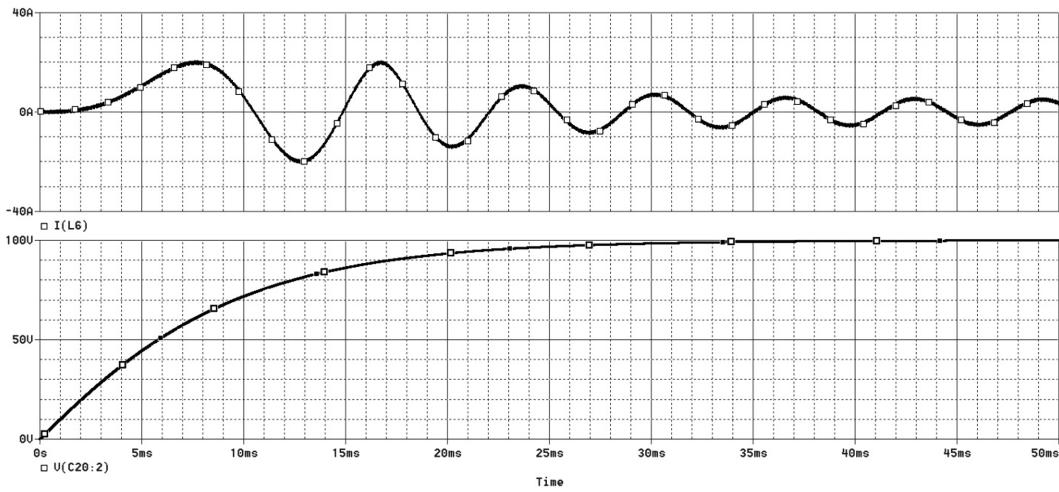


Рис. 6. Результаты компьютерного моделирования процессов пуска электродвигателя с предлагаемым регулятором: ток фазы электродвигателя (верхний график); амплитуда напряжения фазы электродвигателя, пропорциональная частоте вращения (нижний график)

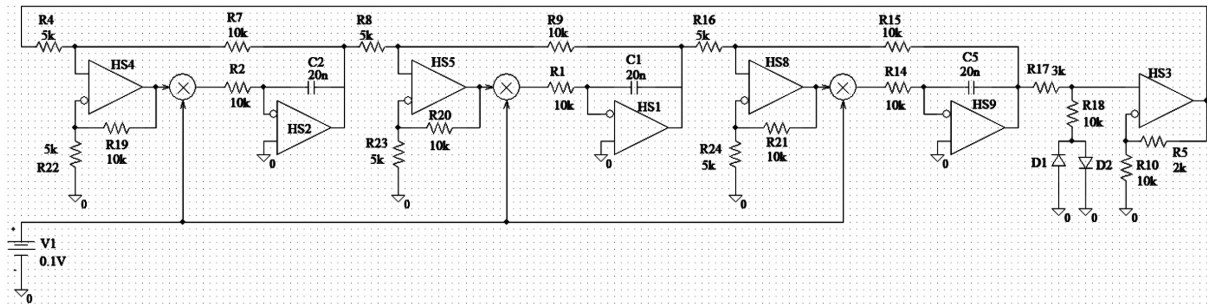


Рис. 7. Модель трехфазного ГУН в среде OrCAD

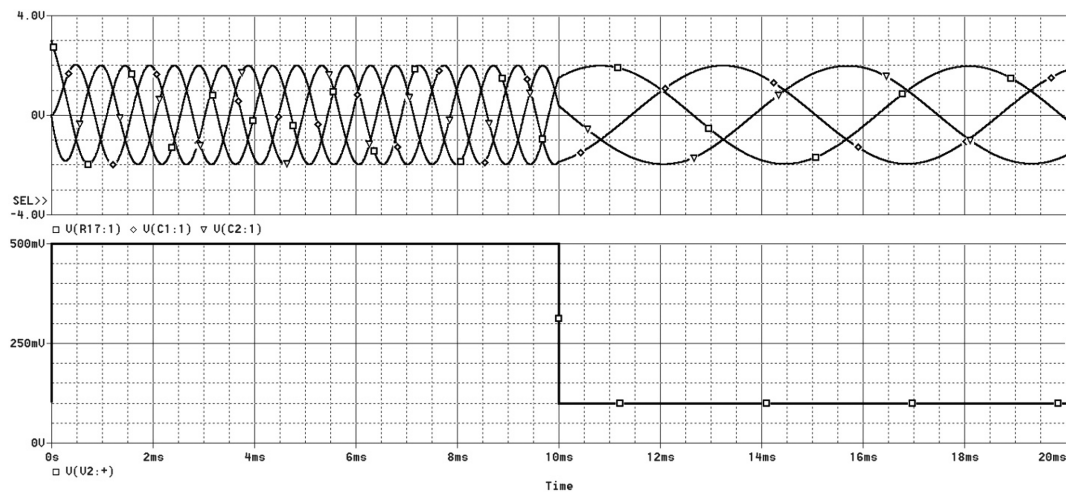


Рис. 8. Результаты моделирования трехфазного ГУН: выходные напряжения ГУН (верхний график); управляющее напряжение (нижний график)

Принципы построения таких устройств изложены в [10].

Достоинствами предложенного метода управления синхронными электродвигателями с постоянными магнитами на роторе и регулятора, построенного на его основе, являются:

Достоинства предложенного метода управления электродвигателями переменного тока и регулятора, построенного на его основе:

– близкий к оптимальному режим работы электродвигателя с точки зрения преобразования энергии;

– для работы регулятора в близком к оптимальному режиме не требуется знание параметров двигателя (математической модели) и датчики положения ротора;

– относительная простота структуры и технической реализации;

– возможность достаточно простой реализации регулятора без использования программно-управляемых устройств;

– гарантированный пуск двигателя при любом моменте нагрузки меньше максимального без знания начального положения ротора и момента нагрузки;

– круговое вращающееся поле в любом установившемся режиме и, как следствие, отсутствие пульсаций электромагнитного момента;

– малое время синхронизации фазы тока и напряжения – отличная динамика;

– автоматическое ограничение тока на заданном уровне не требует отдельного узла токовой защиты.

Конечно, предлагаемый метод не лишен недостатков, к которым можно отнести следующее:

– наличие небольшого фазового сдвига между фазной ЭДС и фазным током;

– необходимость быстродействующих перемножителей напряжения (при аналоговой реализации схемы), которая отечественная промышленность не выпускает.

Выводы

Авторами статьи предложена структура регулятора синхронного электродвигателя с постоянными магнитами, с помощью которой можно получить близкий к оптимальному режим работы электродвигателя во всем диапазоне нагрузок и частот вращения от нуля до номинального значения. Это обеспечивается за счет формирования синусоидальных токов фаз, фазовый сдвиг которых относительно ЭДС этих фаз достаточно мал. При этом в процессе работы регулятор не использует математическую модель электродвигателя, а также датчики положения ротора. Регулятор обеспечивает гарантированный пуск во всем диапазоне нагрузок, не используя при этом информацию о начальном положении ротора и моменте нагрузки. Все это говорит о том, что предложенный метод управления и структура

регулятора обладают существенными достоинствами по сравнению с системами, построенными по принципам векторного управления и прямого управления моментом.

Литература

1. P. Vas. Sensorless Vector and Direct Torque Control. Oxford University Press, 1998.
2. Калачев Ю. Н. Векторное регулирование (заметки практика). – Издательство компании ЭФО, 2013.
3. Microchip, Sensorless Field Oriented Control of a PMSM, an1078, vol. PP, no. 1, pp. 1–6, 2019, doi: 10.1109/ICELMACH.2010.5607980.
4. R. T. Ramamoorthy, B. Larimore, and M. Bhardwaj, Sensored Field Oriented Control of 3-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors Using TMS320F2837x, no. February, 2016, [Online]. Available: www.ti.com/lit/an/sprabz0/sprabz0.pdf.
5. Atmel AVR1636 : Configurable PMSM Sensorless Field Oriented Control using the XMEGA.
6. A. Usman and B. S. Rajpurohit, “Design and control of a BLDC motor drive using hybrid modeling technique and FPGA based hysteresis current controller,” PIICON 2020 - 9th IEEE Power India Int. Conf., pp. 1–5, 2020, doi: 10.1109/PIICON49524.2020.9112895.
7. C. Bejenar, N. D. Irimia, M. Luchian, and F. I. Lazar, “Dynamic Behavior Analysis of a Three-Phase BLDC Motor under Scalar Control Strategy for Automotive Actuation Systems,” 2020 15th Int. Conf. Dev. Appl. Syst. DAS 2020 - Proc., pp. 7–15, 2020, doi: 10.1109/DAS49615.2020.9108937.
8. H. Mosaddegh Hesar, H. Abootorabi Zarchi, and G. Arab Markadeh, “Online MTPA and MTPA Control of Brushless Doubly Fed Induction Motor Drives,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 8993, no. c, pp. 1–1, 2020, doi: 10.1109/tpe1.2020.3000150.
9. Е. И. Юревич. Теория автоматического управления. – Энергия, Ленинград, 1975.
10. Д. А. Шевцов, Г. М. Ульященко, Е. В. Машуков. Трехфазные генераторы гармонического сигнала с управляемой частотой и амплитудой. – Практическая силовая электроника, 2020, № 2 (78), С. 17–21.

Сухов Дмитрий Викторович, старший преподаватель кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел. +7 (916) 174-67-46, e-mail: 9894235@gmail.com;

Шевцов Даниил Андреевич, д. т. н., профессор, профессор кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел: +7(916) 477-47-63;

Шишов Дмитрий Михайлович, к. т. н., кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел. +7(916) 386-21-16, e-mail: tixi-2@mail.ru.

Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина, В. В. Крючков

ПОВЫШАЮЩИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ПЛАВАЮЩИМ КОНДЕНСАТОРОМ

T. V. Anisimova, A. N. Danilina,
V. V. Kryuchkov

DC Boost Converter with Flying Capacitor

Преобразователь с плавающим конденсатором (ППК) – это многоуровневый преобразователь (МП) в режиме широтно-импульсной модуляции (ШИМ), внутренняя структура которого автоматически гарантирует обеспечение свойства балансировки напряжений при пассивной нагрузке. С недавнего времени многоуровневые преобразователи вызывают достаточно серьезный интерес. По сравнению с традиционными преобразователями МП обеспечивают более высокие нагрузочную способность и КПД, а также меньший уровень содержания высших гармоник. В последние годы тщательно изучены структура, стратегия модуляции и характеристики МП. Несмотря на то, что первоначально они предназначались для применения в высоковольтных устройствах, их можно применять в преобразователях малой и средней мощности. Кроме того, полумостовые ППК можно применять в преобразователях как постоянного, так и переменного напряжения.

Ключевые слова: многоуровневый преобразователь, плавающий конденсатор, широтно-импульсная модуляция, преобразователь постоянного напряжения, повышающий каскад.

The flying capacitor converter (FCC) is a multilevel pulse-width modulated (PWM) converter, which internal architecture automatically guarantees the voltage balancing property for passive loads. Multilevel converters (MCs) are recently attracting considerable interest. When compared to conventional converters, MCs allow higher power ratings, higher efficiency, and lower harmonic distortion. The topology, modulation strategy, and performance of MCs have been extensively studied over the last two decades. Although initially suggested for high-voltage power applications, MCs may also be interesting for low and medium power converters. Furthermore, a single-leg FCC may be used for both DC/DC and DC/AC conversion.

Key words: multilevel converter, flying capacitor, pulse-width modulation, DC-DC converter, boost stage.

В последние годы становятся все более востребованными высокоэффективные инверторы, работающие в составе систем электроснабжения с солнечными панелями и другими возобновляемыми источниками электроэнергии. При этом, желательным является обеспечение более эффективных в экономическом отношении решений. Для этого необходимо снижать стоимость не только самого инвертора, но и повышающего каскада. В современных инверторах, работающих с солнечными панелями, используются, как правило, двух- и трехуровневые повышающие каскады. Применение трехуровневых каскадов позволяет снизить перенапряжения на полупроводниковых компонентах и пульсации выходного напряжения, что, в свою очередь, ведет к снижению массы и габаритов дросселя выходного фильтра. При трехуровневом режиме работы уровень коммутируемого напряжения равен половине выходного напряжения звена постоянного тока. Таким образом, появляется возможность использовать полупроводниковые компоненты с более низким допустимым напряжением, т. е. более дешевые и с лучшими частотными свойствами. Для обеспечения трехуровневого режима работы на выходе звена постоянного тока необходим конденсаторный делитель напряжения, позволяющий получить трехуровневое напряжение из двухуровневого. При этом, сигналы ШИМ должны быть скорректированы таким образом, чтобы обеспечивать симметрию средней точки делителя. Как правило, в трехуровневых повышающих каскадах для этого используются два дросселя. В статье

описана структура повышающего каскада с плавающими конденсаторами, позволяющая повысить КПД при сохранении невысокой стоимости при отсутствии больших конденсаторов на выходе звена постоянного тока и всего одном дросселе на входе.

Повышающий каскад с плавающими конденсаторами

В такой структуре дополнительные уровни напряжения формируются, так называемым “плавающим” конденсатором (*flying capacitor*).

В случае трехуровневого напряжения на плавающем конденсаторе равно половине выходного напряжения. С помощью этого конденсатора можно задавать напряжение смещения на уровне $\pm U_{\text{вх}}/2$. Структура трехуровневого повышающего каскада показана на рис. 1.

В таком каскаде за счет фазового сдвига сигналов управления транзисторами входная частота в p раз превышает частоту переключений (p – число каскадов).

Режимы работы повышающего каскада с плавающим конденсатором

В каскаде с плавающим конденсатором контуры протекания тока содержат конденсатор, который с точки зрения коммутации может рассматриваться как компонент с нулевым импедансом. Основная роль конденсатора состоит в разделении режимов работы внешних транзисторов. При таком разделении трехуровневый повышающий каскад можно рассматри-

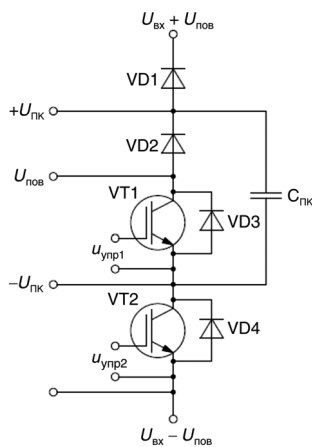


Рис. 1. Трехуровневый повышающий каскад с плавающим конденсатором

вать как два отдельных каскада, в которых внешний коммутационный контур состоит из конденсатора промежуточного звена постоянного тока, внешнего диода, плавающего конденсатора и внешнего ключа. Внутренний коммутационный контур состоит из плавающего конденсатора, внутреннего диода и внутреннего ключа. Оба контура показаны на рис. 2.

В общем случае, теоретически число уровней напряжения не ограничено. Но на практике, как правило, применяются три, четыре или пять уровней. При необходимости, дополнительные уровни в *n*-уровневой структуре можно обеспечить добавлением внешних коммутационных контуров к трехуровневому преобразователю. Любой добавленный к каскаду коммутационный контур будет аналогичен контуру, выделенному штрихованной линией на рис. 2.

Число уровней напряжения рассчитывается по формуле

$$n = p + 1,$$

где *p* – число коммутационных (повышающих) контуров.

Напряжение на конденсаторе определяется по формуле

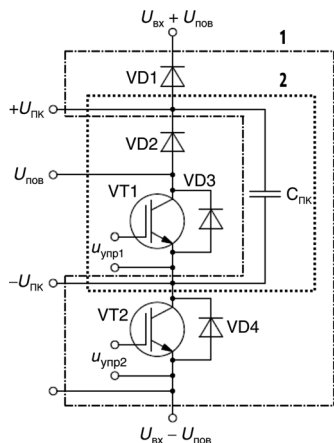


Рис. 2. Контур повышающего каскада с плавающим конденсатором (1 – внешний; 2 – внутренний)

$$U_c = U_{DC} \left(1 - \frac{i-1}{p} \right),$$

где *i* – число коммутационных ячеек. При этом, первым контуром всегда считается самый крайний удаленный контур.

Далее будут описаны функционирование и свойства трехуровневого повышающего каскада с плавающим конденсатором. Все остальные решения могут быть реализованы на основе материалов статьи.

Трехуровневый повышающий каскад с плавающим конденсатором может работать в четырех режимах. В нормальном режиме работы напряжение на плавающем конденсаторе составляет половину выходного напряжения, а ток дросселя непрерывный. Принцип работы каскада проиллюстрирован на рис. 3 и в табл. 1.

Режим 1 (P1) (рис. 3а): оба транзисторных ключа разомкнуты, и ток протекает через два диода, работающих в режиме транзитной передачи. В этом режиме напряжение на плавающем конденсаторе не изменяется. Ток дросселя уменьшается, а выходное напряжение повышается.

Режим 2 (P2) (рис. 3б): открывается нижний транзистор VT2. Плавающий конденсатор (C1) заряжается током, протекающим через VT2, и напряжение на нем повышается.

Режим 3 (P3) (рис. 3в): Внутренний транзистор (VT1) открывается (внешний транзистор VT2, при этом, закрывается), ток протекает через плавающий конденсатор (C1), напряжение на нем уменьшится, а выходное напряжение увеличится.

Режим 4 (P4) (рис. 3г): оба транзистора (VT1 и VT2) закрыты. Напряжение на плавающем конденсаторе (C1) остается неизменным, тогда как ток дросселя возрастает.

В Режимы 2 и 3 изменение тока дросселя зависит от коэффициента заполнения (*D*).

Коэффициент передачи повышающего каскада с плавающим конденсатором определяется как

$$k = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{1 - D},$$

где *D* – коэффициент заполнения.

Приведенные режимы зависят от коэффициента заполнения. Если *D* < 0,5, то *k* < 2. В этом случае Режим 4 (P4) не используется, и каскад функционирует следующим образом:

Таблица 1. Состояния схемы в Режимы P1–P4

Режим	Транзисторы		Ток дросселя		Напряжение U_{c1}	Входное напряжение $U_{вх}$
	VT1	VT2	<i>D</i> < 0,5	<i>D</i> > 0,5		
P1	3	3	↓	–	–	↑
P2	3	0	↑	↓	↑	↓
P3	0	3	↑	↓	↓	↑
P4	0	0	–	↑	–	↓

0 – транзистор открыт; 3 – транзистор закрыт;
 ↑ – увеличение параметра; ↓ – уменьшение параметра

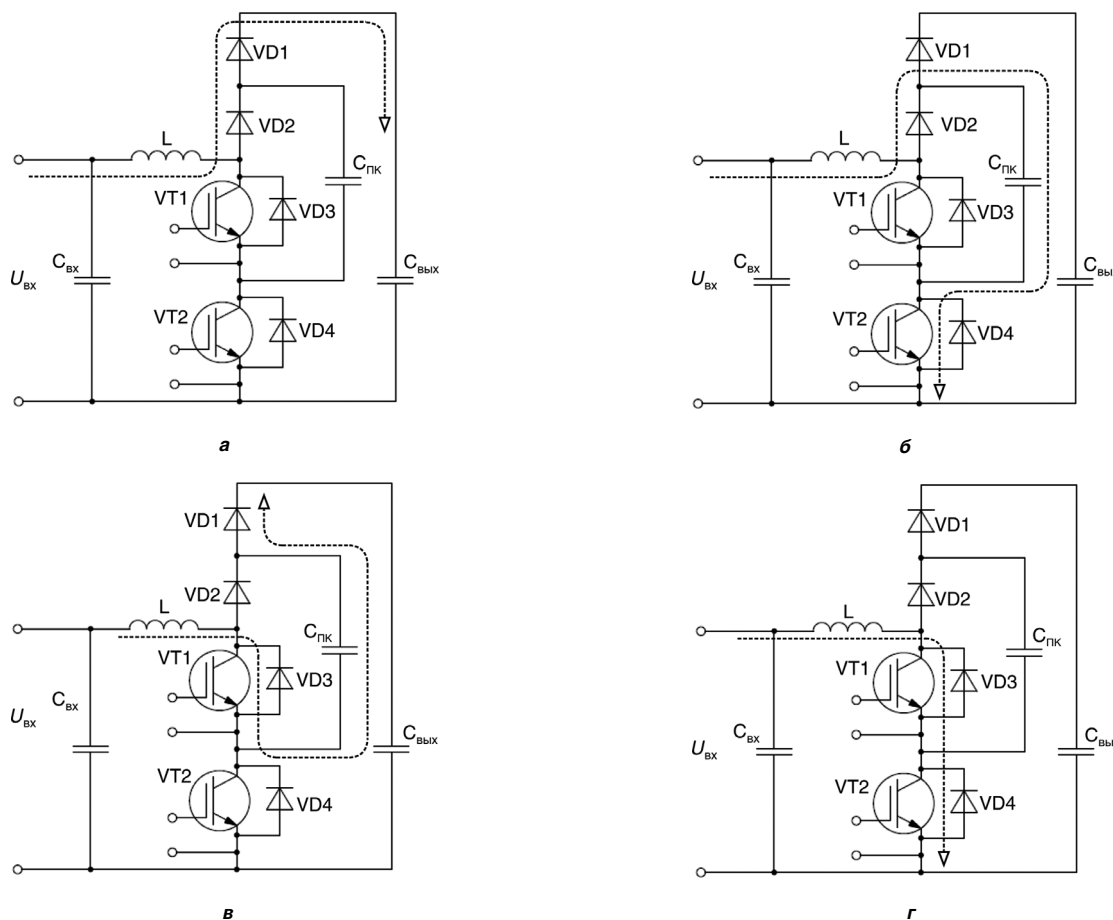


Рис. 3. Режимы работы повышающего каскада с плавающим конденсатором: а – Режим P1; б – Режим P2; в – Режим P3; г – Режим P4

... P1 → P2 → P3 → ...

Если $D > 0,5$, то $k > 2$, и каскад будет работать так:

... P4 → P2 → P4 → P3 → ...

В случае, когда $D = 0,5$, $k = 2$, алгоритм работы каскада следующий:

... P2 → P3 → P2 → P3 → ...

Наиболее часто каскад работает при $D < 0,5$.

Функционирование повышающего каскада с плавающим конденсатором

В структуре повышающего каскада с плавающим конденсатором силовые транзисторы должны переключаться сигналами, сдвинутыми по фазе на 180° (рис. 4). В результате, при $D = 0,5$ каскад будет работать в режимах 2 и 3. Типовые временные диаграммы, поясняющие работу каскада при $D = 0,2$, приведены на рис. 5.

Достоинства повышающего каскада с плавающим конденсатором

Трехуровневая структура повышающего каскада с плавающим конденсатором позволяет снизить перенапряжения на полупроводниковых компонентах схемы по сравнению со стандартной повышающей структурой, что приведет к снижению электромагнитных помех и пульсаций тока и напряжения.

По сравнению с симметричной повышающей структурой рассматриваемая структура имеет следующие преимущества:

- она содержит два уровня по входу и выходу, а третий уровень формируется плавающим конденсатором, что позволяет исключить конденсаторы большой емкости на входе и выходе для формирования трех уровней напряжения;
- необходим только один входной дроссель.

В обоих случаях входная частота вдвое выше частоты переключений, что приводит к более низкому уровню пульсаций входного тока, либо позволяет уменьшить индуктивность дросселя. Вдвое меньшая частота переключений позволяет использовать более низкочастотные транзисторы, что позволит снизить стоимость и потери на переключение. Это означает, что не требуется использование карбид-кремниевых МДП-транзисторов, а карбид-кремниевые IGBT вполне пригодны. Более подробное сравнение приведено в [7].

Плавающий конденсатор

Определение величины емкости плавающего конденсатора

В рассматриваемой структуре напряжение на плавающем конденсаторе играет ключевую роль. Для обеспечения низкого уровня пульсаций напряжения

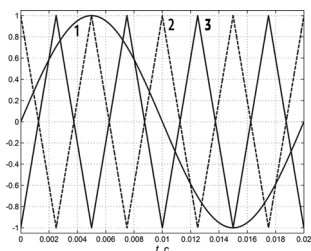


Рис. 4. Опорный (1) и модулирующие (2 и 3) сигналы для режима ШИМ

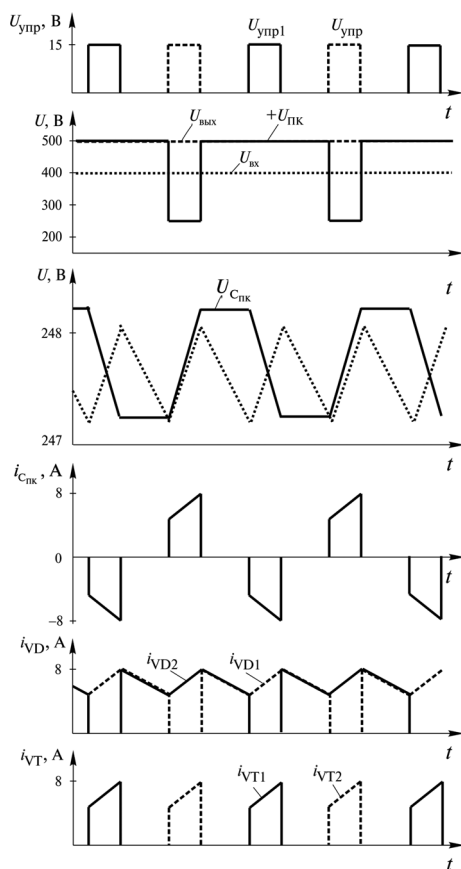


Рис. 5. Временные диаграммы, поясняющие работу каскада при $D = 0,2$

на конденсаторе необходимо выбрать надлежащую емкость, для определения которой необходимо задать частоту переключений и величину максимальных допустимый пульсаций. Емкость конденсатора определяется по формуле:

$$C_{ПК} = \frac{I_{\max}}{\Delta U_{ПК} \cdot 2f_{\text{пер}}},$$

где I_{\max} — максимальная величина тока; $\Delta U_{ПК}$ — максимальная допустимая величина пульсаций напряжения; $f_{\text{пер}}$ — частота переключений транзисторов.

Балансировка напряжения на конденсаторе

Для корректной работы напряжение на плавающем конденсаторе должно составлять половину выходного напряжения. Для этого его необходимо постоянно

регулировать путем изменения режимов работы каскада. Из табл. 1 видно, что Режимы 1 и 4 не оказывают влияния на величину напряжения на конденсаторе. Таким образом, для регулирования напряжения следует использовать Режимы 2 и 3. Диаграмма состояний при регулировании напряжения на конденсаторе приведена на рис. 6.

Необходимые режимы зависят от коэффициента заполнения. В случае, когда $D \leq 0,5$, каскад работает в режимах:

$$\dots P1 \rightarrow P2 \rightarrow P3 \rightarrow \dots$$

Если напряжение на плавающем конденсаторе превышает заданное значение, чередование режимов работы может быть изменено для снижения напряжения, т. е.

$$\dots P1 \rightarrow P3 \rightarrow P1 \rightarrow P3 \rightarrow \dots$$

Если напряжение на конденсаторе меньше заданной величины, то алгоритм работы каскада следующий

$$\dots P1 \rightarrow P2 \rightarrow P1 \rightarrow P2 \rightarrow \dots$$

В случае, когда $D \geq 0,5$, каскад работает в режимах:

– при понижении напряжения

$$\dots P4 \rightarrow P3 \rightarrow P4 \rightarrow P3 \rightarrow \dots$$

– при повышении напряжения

$$\dots P4 \rightarrow P2 \rightarrow P4 \rightarrow P2 \rightarrow \dots$$

Предварительная зарядка плавающего конденсатора

В разделе описан метод шиты повышающего каскада с плавающим конденсатором при отсутствии сигналов управления, например, во время запуска [7]. Когда все управляющие сигналы соответствуют низкому логическому уровню (логический 0), напряжение на плавающем конденсаторе невозможно регулировать. В этом случае необходимо предпринять дополнительные действия, чтобы напряжение на конденсаторе оставалось на безопасном уровне. Если не устранить перенапряжение на полупроводниковых приборах, может произойти фатальный сбой в системе. Существуют два режима работы, когда оба транзистора закрыты:

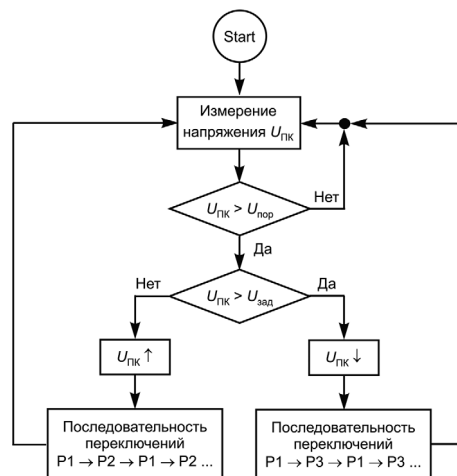


Рис. 6. Регулирование напряжения на плавающем конденсаторе

- когда при подаче питания выходное напряжение равно входному (например, при запуске);
- когда входное напряжение равно нулю, а выходного нет.

Это может произойти в случае, когда одна из цепочек не подключена к схеме, а остальные работают в режиме повышения. В обоих случаях напряжение на плавающем конденсаторе равно нулю, и распределение напряжения между двумя транзисторами не определено. Чтобы поддерживать напряжение на полупроводниковых приборах на уровне ниже максимально допустимого, необходимо применить дополнительное балансирование напряжения.

Во время пуска выходной конденсатор заряжается током, протекающим через два диода. В этом случае выходное напряжение равно входному, а напряжение на плавающем конденсаторе равно нулю. Такое состояние схемы представляет опасность для нижнего транзистора (VT2). Для устранения этой проблемы необходимо добавить еще один путь для протекания тока, по которому эти же ток мог заряжаться и плавающий конденсатор. Для можно использовать диод, катод которого должен быть подключен к емкостному делителю напряжения ($C_{\text{вых1}}, C_{\text{вых2}}$). При этом, напряжение на нижнем выводе плавающего конденсатора будет зафиксировано на уровне половины напряжения звена постоянного тока, как показано на рис. 7.

Поскольку напряжение на конденсаторе можно определить, как Q/C (Q – заряд), и заряд одинаков для $C_{\text{вых2}}$ и $C_{\text{вых1}} + C_{\text{ПК}}$, напряжение на плавающем конденсаторе определяется как

$$U_{\text{ПК}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} C_{\text{ВЫХ2}}}{C_{\text{ВЫХ1}} + C_{\text{ВЫХ2}} + C_{\text{ПК}}},$$

где $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}}$ без учета прямого падения напряжения на диодах.

Если емкости конденсаторов $C_{\text{ВЫХ2}}$ и $C_{\text{ВЫХ1}}$ равны, а емкость конденсатора $C_{\text{ПК}}$ значительно меньше, чем емкости выходных конденсаторов, напряжение на плавающем конденсаторе будет равно половине выходного напряжения:

$$C = C_{\text{ВХ1}} = C_{\text{ВХ2}}; C_{\text{ПК}} \ll C; U_{\text{ПК}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{2}.$$

Когда цепочка не используется, а остальные повышающие каскады работают, входное напряжение равно нулю, а выходное нет. В этом случае для заряда плавающего конденсатора необходим еще один диод (рис. 8).

Путь для тока, заряжающего плавающий конденсатор (на рис. 8), – это $C_{\text{ВЫХ1}} \rightarrow \text{VD5} \rightarrow \text{СПК} \rightarrow \text{VD4} \rightarrow L \rightarrow C_{\text{ВХ}}$. Для этого случая сумму напряжений на плавающем конденсаторе и входного можно рассчитать, как

$$U_{\Sigma} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} C_{\text{ВЫХ1}}}{C_{\text{ВЫХ1}} + C_{\text{ВЫХ2}} + C_{\text{ПК}} \cdot C_{\text{ВХ}}}.$$

Если в последнем выражении $C_{\text{ВЫХ2}} = C_{\text{ВЫХ1}}$, а произведение $C_{\text{ПК}} \cdot C_{\text{ВХ}}$ пренебрежимо мало по сравнению

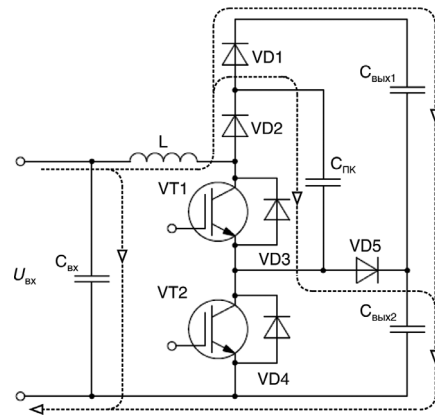


Рис. 7. Дополнительный путь для протекания тока при запуске

с $C_{\text{ВЫХ2}}$ и $C_{\text{ВЫХ1}}$, то напряжение U_{Σ} равно половине выходного напряжения:

$$C = C_{\text{ВХ1}} = C_{\text{ВХ2}}; C_{\text{ПК}} \cdot C_{\text{ВХ}} \ll C; U_{\Sigma} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{2}.$$

Это напряжение делится между двумя конденсаторами. Если емкость конденсатора $C_{\text{ПК}}$ значительно меньше емкости конденсатора $C_{\text{ВХ}}$, напряжение на конденсаторе $C_{\text{ВХ}}$ настолько мало, что может считаться равным нулю, а напряжение на конденсаторе $C_{\text{ПК}}$ близко к половине выходного напряжения.

Этот метод можно усовершенствовать за счет отпирания транзистора VT2. В этом случае напряжение не делится конденсаторами $C_{\text{ВХ}}$ и $C_{\text{ПК}}$, и обеспечивается следующий путь для протекания тока: $C_{\text{ВЫХ1}} \rightarrow \text{VD5} \rightarrow \text{СПК} \rightarrow \text{VT2}$. При этом, напряжение на плавающем конденсаторе будет определяться как

$$U_{\text{ПК}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} C_{\text{ВЫХ1}}}{C_{\text{ВЫХ1}} + C_{\text{ВЫХ2}} + C_{\text{ПК}}}.$$

Замечания по разработке

В штатном режиме работы на транзисторе VT2 возникает перенапряжение в момент отключения. Если диод VD6 открывается для демпфирования этого

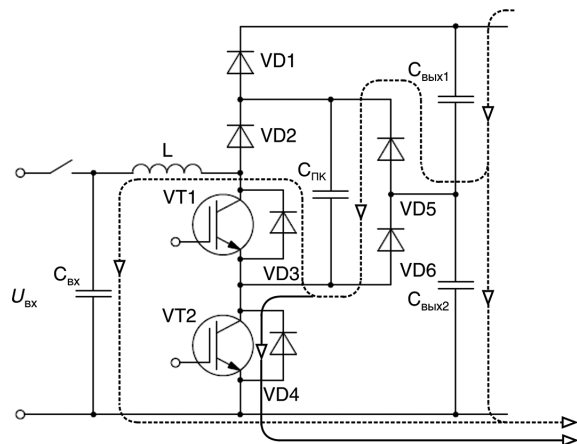


Рис. 8. Дополнительный диод при нулевом входном напряжении

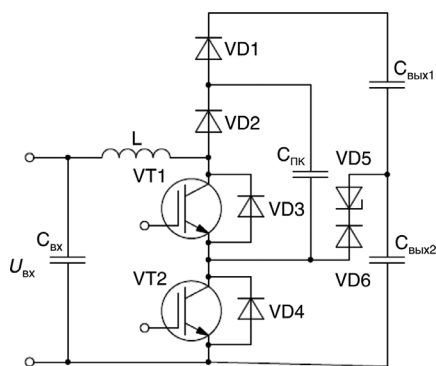


Рис. 9. Введение в схему стабилизатора

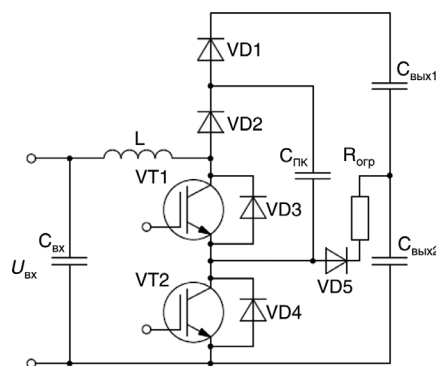


Рис. 10. Включение резистора для ограничения тока

всплеска, транзистор VT2 будет нагружен током обратного восстановления диода VD6. Чтобы избежать демпфирования выброса напряжения диодом VD6, встречно ему можно включить в схему стабилизатор VD5. Напряжение стабилизации стабилизатора должно превышать величину перенапряжения при отключении VT2 (рис. 9).

Если напряжение на плавающем конденсаторе существенно превышает величину ($U_{\text{вых}}/2$), возникают дополнительные пульсации тока дросселя, вызывающие увеличение потерь и помех. Эти пульсации могут быть также снижены за счет стабилизатора.

Если напряжение на конденсаторе $C_{\text{пк}}$ меньше напряжения на конденсаторе $C_{\text{вых1}}$, между $C_{\text{пк}}$ и $C_{\text{вых1}}$ будет протекать уравнивающий ток, приводящий к нарушению баланса между $C_{\text{вых2}}$ и $C_{\text{вых1}}$. Величину этого небаланса можно уменьшить с помощью ограничительного резистора $R_{\text{огр}}$ (рис. 10).

Заключение

Повышающий каскад с плавающим конденсатором — это высокоэффективное, экономичное решение для применения в инверторах, работающих в составе систем электроснабжения с солнечными панелями. Основные достоинства состоят в умножении частоты, пониженном напряжении на полупроводниковых приборах, меньшей величине пульсаций тока и напряжения, снижении потерь на переключение и уровня электромагнитных помех. Емкость плавающего конденсатора значительно меньше емкости, требуемой для звена постоянного тока при использовании традиционных повышающих структур с такой же номинальной мощностью. Основная сложность состоит в регулировании напряжения плавающего конденсатора, когда оба транзистора закрыты, например, перед включением преобразователя. Балансировка может быть достигнута за счет управления состоянием. Кроме того, предварительный заряд конденсатора можно легко реализовать за счет введения диодов на основе [1]. При наличии этих диодов повышающий каскад — это высокоэффективная структура, которая может

быть альтернативой другим структурам повышающих каскадов повышенной частоты.

Литература

1. J.-S. Lai and F. Z. Peng, Multilevel converters: a new breed of power converters, IEEE Trans. Industry Applications, vol. 32, pp. 509-517, 1996.
2. D. G. Holmes and T. A. Lipo, Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice. Wiley-IEEE Press, 2003.
3. R. Teichmann and S. Bernet, A comparison of three-level converters versus two-level converters for low-voltage drives traction, and utility applications. IEEE Trans. Industry Applications, vol. 41, pp. 855-865, 2005.
4. T. Meynard, H. Foch, P. Thomas, J. Courault, R. Jakob, and M. Nahrstaedt, Multicell converters: basic concepts and industry applications. IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 49, pp. 955-964, 2002.
5. S. Busquets-Monge, S. Alepuz, J. Rocabert, and J. Bordonau, Pulsewidth modulations for the comprehensive capacitor voltage balance of n-level diode-clamped converters, in Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), Rhodes, Greece, 2008, pp. 4479-4486.
6. Yuang, H. Stemmler, and I. Barbi, Self-balancing of the clamping-capacitor-voltages in the multilevel capacitor clamping-inverter under sub-harmonic PWM modulation, IEEE Trans. Power Electronics, vol. 16, pp. 256-263, 2001.
7. M. Tauer. Boost Your 1500 V String Inverter. Unterhaching.
8. T. Okuda and H. Ito. DC/DC Power Conversion Apparatus. United State Patent US 2013/0021011 A1, 24.01.2013.

Анисимова Татьяна Викторовна, к. т. н., доцент кафедры «Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы» Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (499) 158-45-59; e-mail: kaf306@mai.ru;

Данилина Анастасия Николаевна, к. т. н., доцент кафедры «Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы» Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (499) 158-45-59; e-mail: kaf306@mai.ru.

А. А. Миронов

ПОСТРОЕНИЕ АЛЬТЕРНАТИВНЫХ СТРУКТУР ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫХ МОДУЛЯТОРОВ ДЛЯ ОПТИМИЗАЦИИ ИНЖЕНЕРНЫХ РАСЧЕТОВ

А. А. Mironov

Импульсные стабилизирующие преобразователи напряжения с широтно-импульсным модулятором II рода рассматриваются как класс импульсных систем автоматического регулирования. Описывается и обосновывается вариант структурной схемы модулятора без импульсного элемента, что переводит этот класс импульсных систем в нелинейные и значительно упрощает инженерные расчеты параметров и режимов работы систем.

Ключевые слова: Импульсный стабилизирующий преобразователь напряжения, широтно-импульсный модулятор, импульсная система автоматического регулирования, импульсный элемент, нелинейный элемент.

Developing Alternative Structures of Pulse-Width Modulators Structures for Engineering Computations

Switched mode stabilizing voltage converters with pulse-width modulator of second genus are being considered as a class of pulse automated control systems. The article describes and substantiates an option of the modulator structural diagram without a pulse element, which transfers this class of pulse systems to the non-linear ones and significantly simplifies engineering computations of parameters and modes of systems operation.

Keywords: switched mode stabilizing voltage converter, pulse-width modulator, pulse automated control system, pulse element, nonlinear element.

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) – известный принцип регулирования в импульсных системах автоматического регулирования (САР). Он широко используется в технике особенно сейчас, когда многие управляющие устройства, особенно в электронике, строятся на основе цифровых узлов и элементов.

Популярность ШИМ в силовой преобразовательной технике объясняется тем, что он просто реализуется схемотехнически и работает на постоянной частоте, что облегчает фильтрацию помех от преобразователя. На рис. 1 показана обобщенная функциональная схема импульсного стабилизирующего преобразователя напряжения (ИСПН) с ШИМ в узле регулирования.

Основная функция ИСПН – вырабатывать стабилизированное выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ из нестабилизированного входного напряжения $U_{\text{ВХ}}$ при изменении выходного тока $I_{\text{ВЫХ}}$, температуры окружающей среды $t_{\text{ОКР}}$, давления окружающей среды P и т. д. Выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ сравнивается с опорным (опорным) напряжением $U_{\text{ОП}}$ в устройстве сравнения УС, разность подается на управляющий вход ШИМ, на выходе которого из входного напряжения формируется периодическая последовательность амплитудно-широотно-модулированного напряжения.

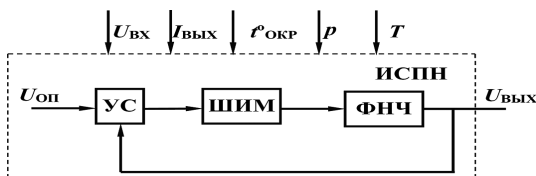


Рис. 1. Функциональная схема ИСПН

Она сглаживается фильтром низкой частоты ФНЧ до постоянного выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ необходимого качества.

Главный регулирующий узел ИСПН – ШИМ, стоящий в контуре обратной связи (ОС), который традиционно относят к узлам импульсных САР. Поэтому и весь прибор относят к импульсным САР, что подчеркивается даже в его названии. Наряду с этим реальный ИСПН содержит статические нелинейные элементы. Например, ШИМ практически не может реализовать коэффициент заполнения в диапазоне $0 \leq K_3 \leq 1$. Обычно реальный коэффициент заполнения K_3 может непрерывно уменьшаться лишь до некоторого минимального значения $K_{3\text{ мин}}$, после чего скачкообразно принимает нулевое значение. Имеют место также динамические нелинейности, возникающие во время работы ИСПН, что, например, происходит при переходе силового дросселя из режима непрерывных токов (потока) к прерывистым. По этим причинам в соответствии с классификацией теории автоматического управления (ТАУ) ИСПН относится к нелинейным импульсным САР.

Для исследования САР обычно переходят от функциональной схемы к эквивалентной структурной, которая в соответствии с классической ТАУ для импульсных САР представлена на рис. 2 [1].

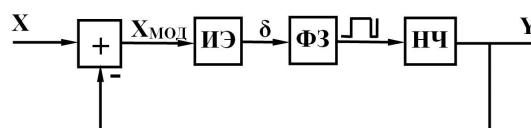


Рис. 2. Классическая структурная схема ИСПН

Импульсный элемент ИЭ генерирует δ -функции в тактовые моменты времени – импульсы бесконечно большой амплитуды, бесконечно малой длительности, и единичной площади, помноженные на величину входного сигнала $X_{\text{МОД}}$. ИЭ преобразует характер времени из непрерывного в дискретный – сигнал обратной связи ОС анализируется в схеме только в определенные, тактовые, моменты времени. Формирующее звено ФЗ имеет такую передаточную функцию, что из выходного сигнала ИЭ вырабатывается реальный широтно-модулированный сигнал, который действует на выходе ШИМ. Очевидно, что связка ИЭ и ФЗ моделирует реальный ШИМ, стоящий в контуре регулирования САР. Непрерывная часть НЧ преобразует (сглаживает) сигнал ФЗ, приводя к состоянию непрерывного сигнала Y , когда может быть проведено сравнение его с также непрерывным сигналом уставки X . Сигналы, действующие в разных точках структурной схемы САР, показаны на рис. 3.

Структурная схема на рис. 2 имеет обобщенный вид. Для проведения реального исследования звенья ФЗ и НЧ должны быть разрисованы как можно подробнее, чтобы не упустить какой-либо важный режим работы ИСПН или не потерять точность расчета.

Математический аппарат, описывающий поведение импульсных САР, весьма сложен. Итоговые точные выражения зачастую напрямую непригодны для применения в инженерных расчетах. Чтобы как-то приблизить их к практике, исследователи идут на упрощения – рассматриваются частные случаи работы САР, проводится линеаризация САР и т. д. Так, например, в [2] при решении вопросов устойчивости и коррекции ИСПН применяется линеаризация, а при соотношении N частоты работы ШИМ $f_{\text{ШИМ}}$ к частоте среза НЧ $f_{\text{СНЧ}}$ $N = f_{\text{ШИМ}}/f_{\text{СНЧ}} \geq 30$ импульсную САР предлагается вообще рассматривать как САР с непрерывным регулированием. Результаты принимают более простой вид, однако теряют точность и справедливы только в узкой области параметров, что не всегда приемлемо. В практике работы с ИСПН, например, случалось так,

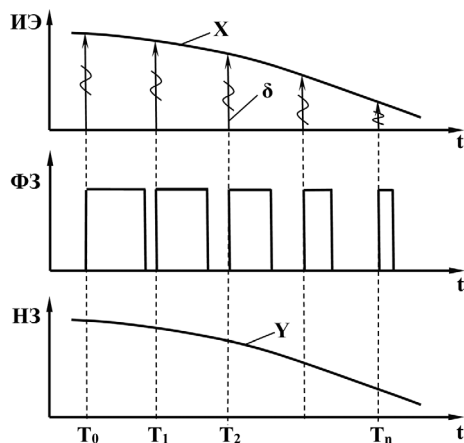


Рис. 3. Сигналы, действующие в разных точках структурной схемы импульсной САР

что скорректированный исходя из этих условий ИСПН устойчив в расчетной рабочей точке, но при запуске, проходит область неустойчивости и “залипает” в ней.

Реальное упрощение математического описания САР может быть получено изменением структурной схемы САР. Однако главное условие при этом – упрощение математического описания не должно влиять на его точность. Для этого рассмотрим другие способы структурной реализации главного звена САР – ШИМ. В [3] рассматривается вариант реализации структурной схемы ШИМ II рода (ШИМ-2), не содержащий ИЭ. Регулирование с помощью ШИМ-2 широко распространено в преобразовательной технике вследствие простоты схемной реализации. Напомним, что ШИМ-2 подразумевает такое управление длительностью импульса Δt_n , при котором она пропорциональна величине модулирующего сигнала в момент его определения. В общем случае модулироваться может как передний, так и задний фронт выходного сигнала ШИМ, а также оба фронта одновременно. На рис. 4 показаны сигналы, участвующие в формировании однополярной широтно-модулированной последовательности с задним модулированным фронтом.

Пилообразный линейно изменяющийся периодический сигнал $X_{\text{ЛИН}}$ сравнивается с модулирующим сигналом $X_{\text{МОД}}$. Алгоритм работы устройства должен обеспечивать формирование переднего фронта импульса амплитудой A в тактовые моменты времени T_n , заднего фронта – в моменты времени, когда $X_{\text{ЛИН}}(t_n) = X_{\text{МОД}}(t_n)$, причем $\Delta t_n = K \cdot X_{\text{МОД}}(t_n)$. ШИМ, работающий по описанному алгоритму, может быть реализован на основе структурной схемы, показанной на рис. 5.

Здесь в качестве нелинейных элементов НЭ1 и НЭ2 используются “стандартные” нелинейности типа “квантование” (рис. 6а) и “реле” (рис. 6б), обе – с па-

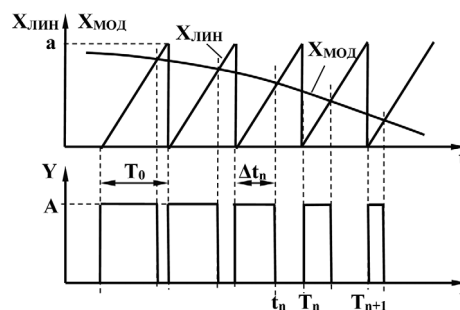


Рис. 4. Сигналы в структуре классического ШИМ-2

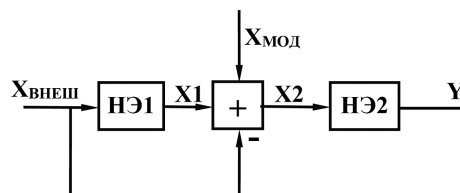


Рис. 5. Структурная схема ШИМ-2, построенного без ИЭ

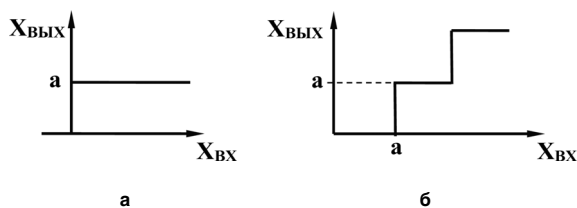


Рис. 6. Стандартные нелинейности типа “квантование” (а) и “реле” (б)

параметром a , $X_{\text{внеш}}$ – сигнал “равномерной заводки”:
 $X_{\text{внеш}} = K \cdot t$.

При этом также должны выполняться следующие соотношения $K = a/T_0$, T_0 – период работы ШИМ; $0 \leq X_{\text{мод}} \leq a$; $a > 0$.

Сигналы в разных точках предложенной структуры ШИМ-2 показаны на рис. 7.

Рассматриваемая на рис. 5 структура по входным и выходным сигналам полностью тождественна классическому узлу ШИМ-2, но не содержит ИЭ. А это означает, что так называемые “импульсные САР ИСПН с ШИМ-2” (и не только ИСПН) могут быть смоделированы с применением только линейных и нелинейных звеньев, а, следовательно, они относятся “всего лишь” к нелинейным системам, а не нелинейным импульсным, и структурная схема ШИМ-2 на рис. 5 является графическим доказательством этого утверждения. Причем упрощение структурной схемы, а следом за ней – и математического описания САР – выполнено без потери его точности.

Математический аппарат для исследования нелинейных САР существенно проще и позволяет получать результаты инженерных расчетов даже в аналитической форме без интегрирования нелинейных уравнений САР численными методами, как это делается сейчас при исследовании работы САР на компьютере с помощью специальных моделирующих программ. В качестве примера в [4] исследование подобной САР выполнено методом фазовой плоскости, а результаты анализа устойчивости получены в точной аналитической форме в виде необходимых и достаточных условий.

Очевидно также, что к нелинейным (а не к импульсным) относятся и САР с ШИМ I рода (ШИМ-1), а также и с двухсторонним ШИМ. В [3] приведена структурная схема ШИМ-1, также не содержащая ИЭ.

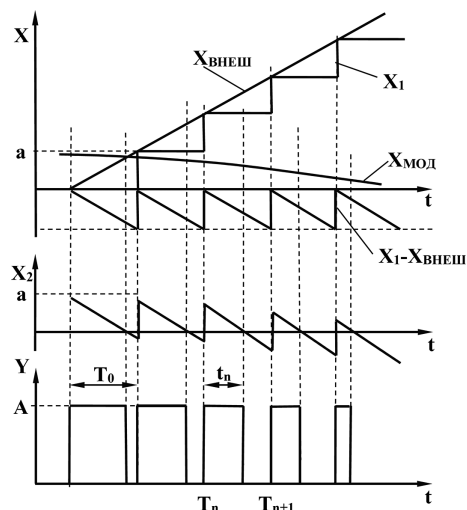


Рис. 7. Эпюры сигналов в разных точках ШИМ-2, построенного без применения ИЭ

Думается, что аналогичные выводы можно сделать относительно САР с фазоимпульсной и частотно-импульсной модуляцией.

Литература

1. Теория автоматического управления. Под редакцией А. В. Нутушила. Изд. 2-е, доп. и перераб. – М., “Высшая школа”, 1976, С. 290.
2. Ю. С. Гришанин, В. И. Мелешин. Анализ структурных схем и переходных процессов в источниках вторичного электропитания с ШИМ-2. В кн.: Электронная техника в автоматике. Под ред. Ю. И. Конева, вып. 17. – М.: Радио и связь, 1986, С. 58–70.
3. А. А. Миронов. К вопросу о структуре широтно-импульсных модуляторов II рода. – Научно-технический сборник “Электропитание”, 2001, вып. 3, С. 103–106.
4. О. М. Державин, А. А. Миронов. Необходимые и достаточные условия устойчивости замкнутой системы с частотно-широотно-импульсной модуляцией. – Труды МЭИ, 1991, вып. 651, С. 69–79.

Миронов Анатолий Александрович, тел. 8-903-018-04-80,
 e-mail: maapwr@rambler.ru.

Н. А. Кушнерев, М. В. Родин

ИМПУЛЬСНЫЙ РЕГУЛЯТОР НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ОКОНЕЧНОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ПЕРЕДАЮЩЕГО МОДУЛЯ АКТИВНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

*N. A. Kushnerev,
M. V. Rodin*

**Switching Voltage Regulator for Transmitting Module
of Active Phased Antenna Array**

В статье предложен способ улучшения характеристик импульсного регулятора напряжения, обеспечивающего полный разряд накопителя при электропитании оконечных усилителей мощности в передающих трактах РЛС с активной фазированной антенной решеткой (АФАР), использующих длинные зондирующие сигналы. За счет малых пульсаций выходного напряжения такой регулятор позволяет снизить амплитудно-фазовые искажения зондирующих сигналов, повысить информативность РЛС и улучшить ее массогабаритные показатели. Приведены результаты компьютерного схемотехнического моделирования разработанного регулятора.

Ключевые слова: *радиолокационная система, активная фазированная антенная решетка, передающий модуль, усилитель мощности, источник электропитания, гистерезисный регулятор напряжения.*

The article proposes a method for characteristics improving of a switching voltage regulator that ensures a full discharge of the energy storage unit while powering power output amplifier in transmission paths of radars with active phased antennae arrays (APAA) employing long probing signals. Due to the small output voltage ripples, such regulator allows reducing amplitude and phase distortions of the probing signals, enhance the radar informativity and improve its weight and size indicators. The results of computer circuit simulation of the developed regulator are presented.

Keywords: *radar system, active phased antenna array, transmitting module, power amplifier, electric power supply, hysteretic voltage regulator.*

Особенностью ряда радиолокационных систем (РЛС) наземного и авиационно-космического базирования является использование ими для повышения энергетического потенциала длинных зондирующих сигналов, длительность которых может составлять от единиц до сотен миллисекунд. Это позволяет сосредоточить в излучаемом сигнале значительную энергию и тем самым увеличить дальность действия РЛС.

Такие РЛС, все чаще использующие активные фазированные антенные решетки (АФАР), находят широкое применение как датчики информации в многочисленных комплексах дальнего и сверхдальнего обнаружения [1].

Вместе с тем использование в РЛС длинных зондирующих сигналов ощутимо усложняет разработку передающих модулей (ПМ) АФАР из-за необходимости формирования огибающей зондирующих сигналов без значительных искажений [2]. Эти искажения преимущественно обусловлены спадом напряжения электропитания оконечного усилителя мощности (УМ) ПМ в результате разряда накопителя электроэнергии (НЭ). Как следствие, во-первых, снижается импульсная мощность зондирующего сигнала, а во-вторых, деградирует форма отклика согласованного фильтра [3, 4]. Все это ведет, в конечном счете, к снижению информативности РЛС.

Результаты исследований, опубликованные в научно-технической литературе, связывают достижение малых искажений огибающей длинных зондирующих сигналов в РЛС с АФАР, в частности, с совершенство-

ванием источника электропитания (ИЭП) оконечного УМ. Предложенный в [5] подход заключается в использовании гистерезисного импульсного регулятора напряжения (ИРН), включаемого между НЭ и УМ, что позволяет при незначительном снижении коэффициента полезного действия (КПД) ИЭП купировать спад напряжения электропитания в течение времени формирования зондирующего сигнала и одновременно значительно уменьшить массу и габариты НЭ.

Однако недостатком исследованного в [5] гистерезисного ИРН является значительная амплитуда пульсации выходного напряжения, что, в свою очередь, обуславливает рост амплитудно-фазовых искажений зондирующих сигналов (по сравнению с традиционными техническими решениями без использования ИРН) — и, как следствие, снижение информативности РЛС [6, 7].

Цель представленной работы состоит в исследовании возможности уменьшения амплитудно-фазовых искажений зондирующих сигналов за счет применения в оконечном УМ усовершенствованного ИЭП с гистерезисным ИРН, обеспечивающим малые пульсации выходного напряжения, а также подтвердить полученные выводы результатами имитационного схемотехнического моделирования.

Особенности построения тракта электропитания оконечного УМ

Структура типового тракта электропитания оконечного УМ, работающего в составе ПМ АФАР, приведена

на рис. 1. Строго говоря, данная структурная схема соответствует случаю использования УМ, работающего в классе С, то есть его включение осуществляется подачей усиленного радиоимпульса на вход. При этом напряжение электропитания $U_{пит}$ с УМ в отсутствие радиоимпульса на его входе не снимается.

Зарядное устройство (ЗУ) предназначено для высокоэффективного (с энергетической точки зрения) преобразования напряжения $U_{вх}$, поступающего на вход ИЭП (обычно от системы электроснабжения РЛС или промежуточной шины постоянного тока), с целью заряда НЭ по тому или иному алгоритму за время паузы между радиоимпульсами до требуемого значения напряжения $U_{пит}$.

В качестве ЗУ обычно используют стабилизирующий импульсный преобразователь напряжения, рассчитанный на среднюю мощность, потребляемую окончательным УМ, с установленным на его выходе дросселем. Дроссель служит для ограничения пульсации тока, потребляемого от преобразователя, и, как следствие, тока, потребляемого от системы электроснабжения РЛС.

НЭ, как правило, представляет собой батарею конденсаторов (обычно электролитических) и служит для электропитания УМ в течение времени формирования огибающей радиоимпульса.

В современных РЛС преимущественно используют зондирующие сигналы с прямоугольной огибающей. В этом случае ИЭП УМ должен способствовать формированию плоской вершины огибающей радиоимпульса — без спада, пульсаций и провалов (выбросов) напряжения, обусловленных переходными процессами. Однако на практике, особенно при формировании

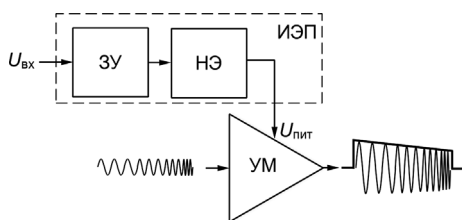


Рис. 1. Структурная схема типичного тракта электропитания окончательного УМ

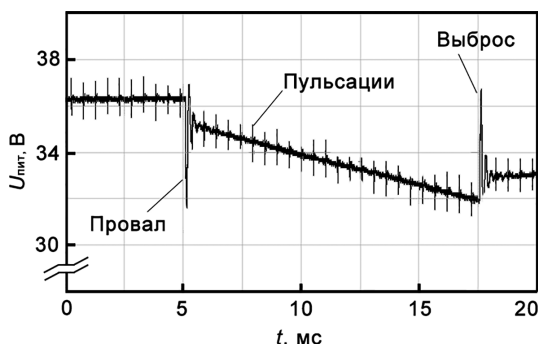


Рис.2. Форма напряжения электропитания реального УМ при формировании огибающей зондирующего радиоимпульса

длинных зондирующих сигналов, наблюдается значительный спад напряжения, обусловленный разрядом НЭ (рис. 2).

Действительно, для ИЭП окончательный УМ является линейной нагрузкой. Следовательно, форма огибающей зондирующего сигнала будет повторять форму напряжения на накопительной батарее конденсаторов в процессе ее разряда. При неизменной энергоемкости НЭ спад напряжения электропитания УМ будет тем больше, чем длиннее зондирующий сигнал.

Как правило, спад огибающей зондирующих сигналов незначительно влияет на дальность обнаружения РЛС (последняя пропорциональна корню четвертой степени от излучаемой мощности), тогда как возникающая из-за него фазовая нестабильность (поэтому эти искажения называют амплитудно-фазовыми) оказывает значительное влияние на другие показатели информативности РЛС.

Так, в РЛС с селекцией движущихся целей доплеровский сдвиг частоты эхо-сигнала широко используют для обнаружения движущихся объектов при наличии сильных отражений от подстилающей поверхности. Однако наличие спада огибающей зондирующего сигнала может привести к тому, что спектральные составляющие отклика согласованного фильтра будут иметь значительный уровень в полосе частот, соответствующей доплеровским смещениям частот от ожидаемых движущихся объектов. Таким образом, амплитудно-фазовые искажения зондирующего сигнала приведут к ухудшению обнаружения объектов.

В то же время в РЛС с когерентным накоплением эхо-сигналов, в частности, с синтезированием апертуры, амплитудно-фазовые искажения зондирующего сигнала могут привести к ухудшению детальности (то есть уменьшению динамического диапазона) у синтезируемых радиолокационных изображений. Кроме того, амплитудно-фазовые искажения влияют на возможность обнаружения слабо отражающих объектов на фоне подстилающей поверхности или вблизи ярких объектов с большой эквивалентной площадью рассеяния, а также на энергетические потери при согласованной фильтрации эхо-сигналов.

Также следует отметить, что амплитудно-фазовые искажения ведут к появлению дополнительных отличий формы радиолокационных дальностных портретов от эталонных при решении задачи распознавания. Такие отличия могут, в свою очередь, вызвать увеличение числа ошибок распознавания.

На практике часто требуемое значение спада ΔU_C напряжения электропитания УМ задают в пределах 1–5% от значения напряжения в начале радиоимпульса U_0 [3].

При столь жестких требованиях к спаду напряжения электропитания проявляется основной недостаток типичного тракта электропитания УМ — неполное использование электроэнергии, запасенной в НЭ. При этом емкость конденсаторной батареи С прямо пропорциональна длительности зондирующего сиг-

нала $t_{и}$ и имеет близкую к обратной зависимость от относительного спада напряжения $\Delta U_C / U_0$.

Ориентировочно емкость конденсаторной батареи выбирают исходя из следующего выражения:

$$C \approx \frac{t_{и}}{R_{н} \cdot \gamma}, \quad (1)$$

где $R_{н}$ — сопротивление нагрузки ИЭП (оно же эквивалентное сопротивление УМ по постоянному току); $\gamma = \Delta U_C / U_0$ — относительный спад напряжения. Отметим, что выражение (1) получено с учетом того, что во время разряда НЭ не происходит его подзаряда. Поэтому при использовании в качестве ЗУ преобразователей напряжения, осуществляющих заряд НЭ за время его разряда, требования к емкости конденсаторной батареи могут быть снижены.

Итак, чем меньше отклонение формы огибающей зондирующего сигнала от прямоугольной допустимо, то есть чем меньше спад, тем больше должна быть емкость накопительной конденсаторной батареи, а значит, ее масса и габариты.

Таким образом, работа ИЭП с частичным разрядом емкостного НЭ с малыми значениями спада характеризуется крайне малым коэффициентом использования энергии НЭ. Кроме того, чтобы обеспечить требуемое значение спада, приходится значительно увеличивать емкость накопительной батареи конденсаторов, что приводит к нежелательному увеличению массы и габаритов всего ИЭП. Особенно остро эта проблема проявляется при формировании длинных зондирующих сигналов.

На рис. 3 приведена структура усовершенствованного тракта электропитания оконечного УМ ПМ [2].

Быстродействующий ИРН, установленный между НЭ и УМ, выполняет функцию вывода и преобразования электроэнергии, накопленной в НЭ. При этом ИРН по сути стабилизирует на своем выходе напряжение разряда НЭ. Очевидно, таким образом обеспечивается значительно больший разряд НЭ.

Для примера рассмотрим ИЭП УМ для РЛС сверхдлинного обнаружения со следующими характеристиками:

- длительность усиливаемого радиоимпульса 20 мс;
- потребляемая УМ импульсная мощность 2000 Вт;

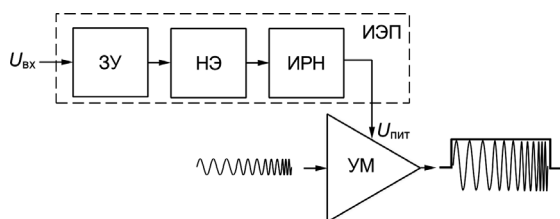


Рис. 3. Структурная схема усовершенствованного тракта электропитания оконечного УМ

- напряжение электропитания УМ 50 В;
- максимальный относительный спад напряжения электропитания УМ в течение времени формирования радиоимпульса 5%.

Для ИЭП УМ без ИРН минимальная емкость НЭ может быть рассчитана из выражения (1). В рассматриваемом случае минимальная емкость НЭ составит 32000 мкФ.

При использовании в качестве батареи накопительных конденсаторов оксидно-электролитических алюминиевых конденсаторов типа К50-87 (например, 1000 мкФ/63 В) потребуется 320 таких конденсаторов. Масса накопительной батареи без учета элементов конструкции составит около 17 кг. При этом электроэнергия, запасенная в НЭ, используется при работе менее чем на 10%.

При построении ИЭП УМ по схеме с ИРН можно допустить разряд НЭ к концу усиливаемого радиоимпульса на 50%, что позволяет уменьшить емкость НЭ.

Эквивалентная емкость НЭ в данном случае может быть рассчитана как [2]:

$$C_э \approx \frac{2t_{и}}{R_{н}\gamma(2-\gamma)}. \quad (2)$$

Для ИЭП с ИРН минимальная емкость НЭ, рассчитанная в соответствии с выражением (2), составит 43000 мкФ.

Для корректной работы ИЭП с ИРН понижающего типа потребуется увеличить напряжение на НЭ U_0 до 100 В, при этом можно допустить разряд НЭ к концу усиливаемого радиоимпульса до 50 В. Емкость НЭ, с учетом пересчета, для рассматриваемого примера составит 11000 мкФ.

В этом случае потребуется 24 конденсатора типа К50-87 (например, 470 мкФ/160 В). Тогда масса накопительной батареи без учета элементов конструкции составит около 1,9 кг. Ориентировочная масса ИРН составит 0,2 кг.

Таким образом, масса ИЭП и накопительной батареи может быть уменьшена в восемь раз.

Столь значительное снижение массы НЭ стало возможным благодаря тому, что электроэнергия, запасенная в накопительной батарее, в ИЭП с ИРН может использоваться на 75%.

Также следует учитывать, что в рассматриваемом случае спад напряжения электропитания УМ в течение времени формирования радиоимпульса отсутствует, а значит, форма огибающей зондирующего сигнала приближается к прямоугольной. Как следствие, увеличивается на 5% энергетический потенциал РЛС.

Функциональная схема предложенного в [5] ИЭП, включающего в себя быстродействующий ИРН с гистерезисным управлением и цепь защиты от превышения тока через катушку индуктивности $L_{ввых}$, приведена на рис. 4а, а на рис. 4б показаны осциллограммы напряжений и тока, иллюстрирующие работу схемы. На рис. 4 $i_{н}$ — ток нагрузки, $U_{нэ}$ — напряжение на на-

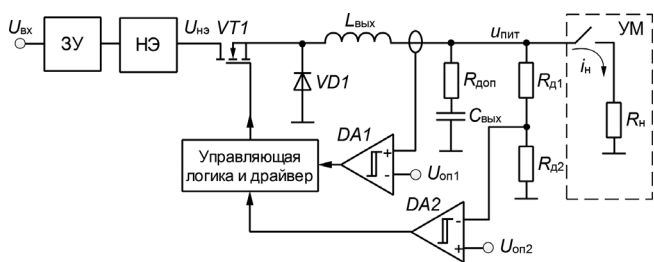
копительной батарее конденсаторов, $u_{пит}$ – мгновенное значение выходного напряжения ИЭП.

Из представленных осциллограмм легко убедиться, что в течение времени формирования зондирующего сигнала напряжение электропитания УМ хоть и не имеет спада, присущего для традиционных трактов электропитания (без дополнительного ИРН между НЭ и нагрузкой), характеризуется наличием пульсации, обусловленной импульсным характером работы ИРН.

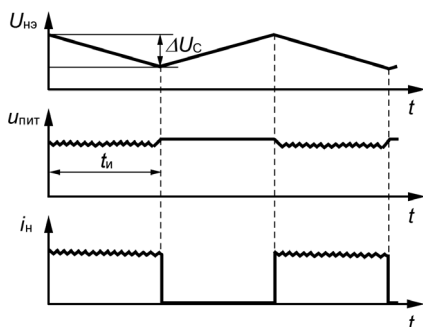
Другим недостатком схемы ИЭП с дополнительным гистерезисным ИРН, приведенной на рис. 4, является необходимость повышения на входе обратной связи (инвертирующий вход гистерезисного компаратора DA2) амплитуды пульсации напряжения, обеспечивающей стабильную работу гистерезисного компаратора. Например, для стабильной работы ИРН, описанного в [5], необходимо, чтобы амплитуда пульсации напряжения на входе компаратора составляла не менее 350 мВ. Однако чем ниже амплитуда пульсации напряжения, тем лучше информативность РЛС [6, 7].

Способ снижения амплитуды пульсации напряжения на выходе ИРН

Задача снижения амплитуды пульсации выходного напряжения гистерезисного ИРН может быть решена, например, за счет дополнительной фильтрации, что подразумевает использование сглаживающего активного фильтра на выходе ИРН. Однако в этом случае заметно уменьшается КПД ИЭП. Поэтому задача снижения амплитуды пульсации выходного напряжения ИРН должна решаться в направлении модификации гистерезисного управления.



а



б

Рис.4. Функциональная схема ИЭП с дополнительным гистерезисным ИРН (а) и осциллограммы напряжений и тока в ней (б)

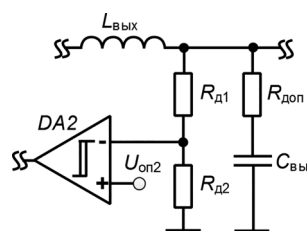
Так, в настоящее время при реализации гистерезисного управления в импульсных стабилизирующих ИЭП распространение получил способ, обеспечивающий, с одной стороны, гарантированное переключение гистерезисного компаратора, а с другой – малые пульсации выходного напряжения [8].

Вообще малые пульсации выходного напряжения ИРН могут быть обеспечены за счет увеличения емкости батареи выходных конденсаторов $C_{вых}$, включаемых обычно параллельно. Однако в этом случае снижается суммарное эквивалентное последовательное сопротивление (ЭПС) батареи конденсаторов, что приводит к снижению амплитуды пульсации на входе гистерезисного компаратора, а значит, к некорректной работе ИРН.

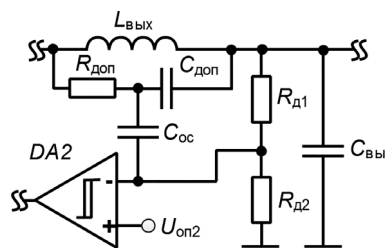
Обычно при недостаточном для корректной работы гистерезисного ИРН значении ЭПС выходного конденсатора $C_{вых}$ последовательно с последним включают дополнительный резистор $R_{доп}$ (рис. 5а) [8]. При этом напряжение на дополнительном резисторе $R_{доп}$, пропорциональное току через катушку индуктивности $L_{вых}$, будет иметь пилообразную форму. Чем больше сопротивление дополнительного резистора, тем больше размах пульсации $\Delta U_{пит}$ напряжения на выходе ИРН

$$\Delta U_{пит} = \Delta I_L \left(R_{ЭПС} + \frac{1}{8 f_{пит} C_{вых}} \right), \quad (3)$$

а значит, и на инвертирующем входе гистерезисного компаратора в цепи обратной связи. В выражении (3) $R_{ЭПС}$ – ЭПС выходного конденсатора, ΔI_L – размах пульсации тока через катушку, $f_{пит}$ – рабочая частота ИРН.



а



б

Рис. 5. Варианты схем, обеспечивающих гарантированное переключение гистерезисного компаратора: с дополнительным резистором (а) и цепью эмуляции пульсации (б)

Увеличить амплитуду пульсации напряжения на входе гистерезисного компаратора без применения дополнительного резистора в цепи фильтрующего конденсатора можно, если параллельно выходной катушке индуктивности $L_{\text{вых}}$ включить интегрирующую $R_{\text{доп}}C_{\text{доп}}$ -цепь, выход которой соединен с входом гистерезисного компаратора через конденсатор $C_{\text{ос}}$ (рис. 5б). Данное схмотехническое решение, получившее название “эмуляция пульсации”, позволяет даже в отсутствии пульсации напряжения на выходе ИРН обеспечить на входе гистерезисного компаратора пилообразное напряжение с необходимым размахом.

Схмотехническое моделирование усовершенствованного ИРН

В соответствии со схемами, приведенными на рис. 4 и 5б, в программе *OrCAD PSpice 16.6* разработана схмотехническая модель усовершенствованного ИРН с эмуляцией пульсаций. Схема модели приведена на рис. 6.

Основные требования к параметрам исследуемого ИРН отражены в табл. 1.

Результаты моделирования ИРН приведены на рис. 7 и 8.

Таблица 1. Требования к параметрам ИРН

Параметр	Значение
Входное напряжение	80 В
Выходное напряжение	36 В
Ток нагрузки (импульсный)	20 А
Длительность импульса тока	1 мс
Скважность импульсов тока	2

УМ в схеме представлен как активная импульсная нагрузка, моделируемая посредством резистора R_{load} , управляемого ключа $S1$ и источника импульсных сигналов $V4$. Для упрощения расчета заряд накопительного конденсатора $C1$ в схеме модели осуществляется от источника постоянного напряжения $V1$ через резистор $R1$. Длительность формируемого в нагрузке импульса тока выбрана относительно малой с целью уменьшения времени расчета.

Отметим, что при работе с малой скважностью формируемых в нагрузке R_{load} импульсов тока необходим достаточный интервал времени для зарядки НЭ до напряжения заданного уровня. В противном случае возможна неполная его зарядка и возникновение дополнительной амплитудной модуляции формируемых радиоимпульсов, что неизбежно приведет к ухудшению информативности РЛС.

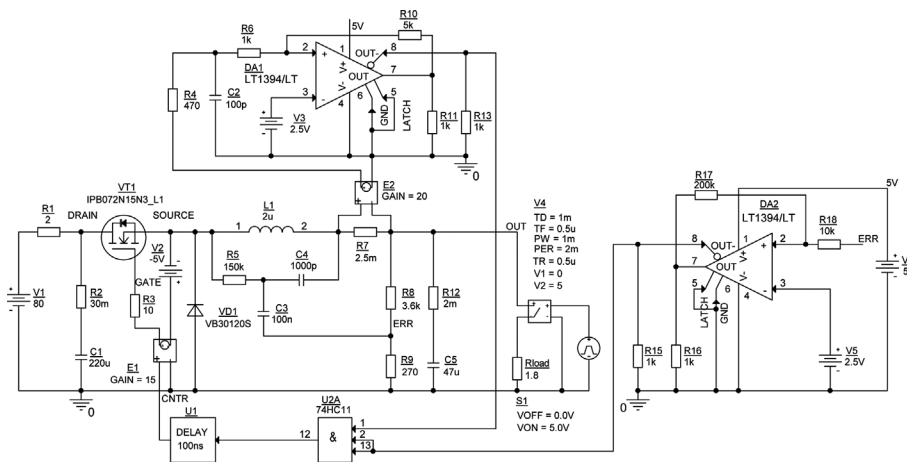


Рис. 6. Схема модели усовершенствованного ИЭП в OrCAD Pspice 16.6

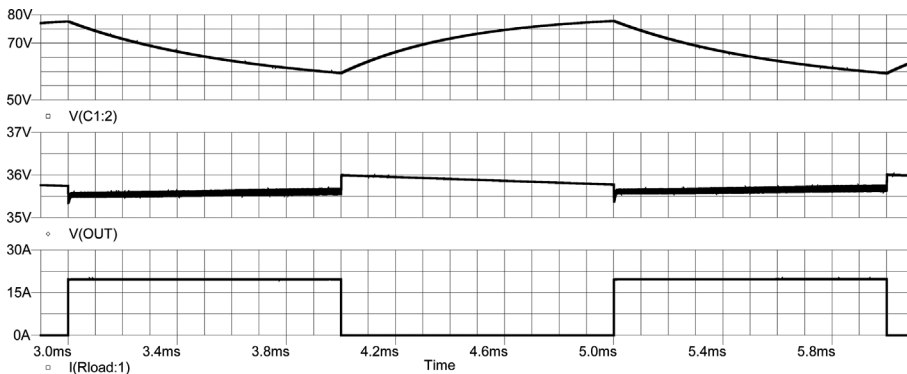


Рис. 7. Осциллограммы напряжений и тока в схеме модели усовершенствованного ИЭП

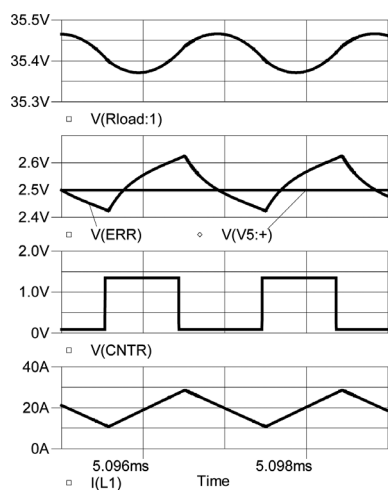


Рис. 8. Осциллограммы напряжений и тока в схеме модели усовершенствованного ИЭП на интервале формирования импульса тока

Из приведенных осциллограмм видно, что напряжение на накопительном конденсаторе $C1$ снижается на 20 В на интервале разряда. При этом напряжение на выходе ИРН остается неизменным, то есть осуществляется стабилизация.

Амплитуда пульсации напряжения на выходе ИРН не превышает 60 мВ. Это в шесть раз меньше значения, полученного в работе [5].

Таким образом, результаты имитационного схемотехнического моделирования позволяют утверждать, что применение в ИЭП УМ усовершенствованного гистерезисного ИРН с эмуляцией пульсаций позволяет значительно снизить амплитуду пульсации напряжения электропитания УМ по сравнению со случаем применения типового гистерезисного ИРН с дополнительным резистором. В свою очередь, это обеспечит уменьшение амплитудно-фазовых искажений зондирующих сигналов, а значит, повышение информативности РЛС.

Заключение

В развитие предыдущих работ, посвященных проблеме электропитания оконечных усилителей мощности в передающих модулях РЛС с АФАР, в данной статье были приведены результаты исследования возможности снижения амплитудно-фазовых искажений зондирующих сигналов за счет совершенствования ИЭП. Анализ полученных результатов позволил сделать следующие выводы.

1. В настоящее время задача улучшения массогабаритных характеристик РЛС с АФАР, работающих с длинными зондирующими сигналами (единицы-сотни миллисекунд), может быть решена за счет применения в передающем модуле ИЭП с дополнительным гистерезисным ИРН, включаемым между накопителем и УМ. Такой ИЭП реализуем на практике и имеет степень отработки технических решений, позволяющую

применять его в опытных образцах РЛС. Однако из-за относительно высокой амплитуды пульсации выходного напряжения возникают дополнительные амплитудно-фазовые искажения зондирующего сигнала, которые ведут к снижению информативности РЛС.

2. Снижение амплитуды пульсации выходного напряжения ИЭП с гистерезисным ИРН возможно за счет совершенствования ИРН в направлении использования эмуляции пульсаций. По результатам имитационного схемотехнического моделирования усовершенствованного ИЭП было получено значение амплитуды пульсации выходного напряжения, в шесть раз меньше, чем в известных ИЭП с гистерезисными ИРН, используемых в передающих модулях РЛС с АФАР. Таким образом, полученные результаты позволяют рекомендовать для практического применения в ИЭП с гистерезисным ИРН эмуляцию пульсаций с целью повышения информативности РЛС, использующих длинные зондирующие сигналы.

Литература

1. Радиолокационные системы специального и гражданского назначения. 2018–2020. Книга 1. Под ред. Ю. И. Белого. – М.: Радиотехника, 2018. – 446 с.
2. Кушнерев Н. А. Устройство электропитания импульсного твердотельного передатчика с высокими удельными показателями. – Радиотехника, 2009, № 5. С. 75–78.
3. Кириенко В. П. Регулируемые преобразователи систем импульсного электропитания. – Нижний Новгород: НГТУ, 2008. – 617 с.
4. Leifer M., Haupt R. Power Amplifier and Power Supply Distortion of Pulse Compression Radar Chirps. 2016 IEEE Radar Conference. 2016. P. 1-4.
5. Королев А. В., Кушнерев Н. А., Родин М. В., Бобков Е. А. Импульсный модулятор с динамическим управлением формой выходного напряжения для радиолокационного передающего устройства. – Практическая силовая электроника, 2017, № 4, С. 27–33.
6. D. Eustice, C. Baylis, L. Cohen et al. Effects of power amplifier nonlinearities on the radar ambiguity function. IEEE Radar Conference. 2015. P. 1725-1729.
7. A. Aubry, A. Maio, V. Carotenuto et al. Radar phase noise modeling and effects – part I: MTI filters. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2016. Vol. 52. No 2. P. 698–711.
8. Redl R., Sun J. Ripple-based control of switching regulators – an overview. IEEE Transactions on Power Electronics. 2009. Vol. 24. No 12. P. 2669-2680.

Кушнерев Николай Александрович, к. т. н., начальник лаборатории АО «Концерн «Вега»; тел.: 8(499)753-40-04 доб.9305; e-mail: kushnerev@inbox.ru;

Родин Михаил Валерьевич, к. т. н., старший научный сотрудник – заведующий аспирантурой АО «Концерн «Вега», доцент кафедры «Радиоэлектронные системы и устройства» МГТУ им. Н. Э. Баумана; тел.: 8(499)753-40-04 доб.1217; e-mail: mvrodin@bmstu.ru.

В. Я. Володин

НАСТРОЙКА ГИСТЕРЕЗИСНОЙ МОДЕЛИ СИМУЛЯТОРА LTSPICE

V. Ya. Volodin

Hysteresis Model Adjusting of LTSpice Simulator

В статье приводится описание алгоритма настройки гистерезисной модели симулятора LTSpice. В отличие от модели Джилса-Аттертона, которая используется сейчас в большинстве коммерческих SPICE-симуляторов, гистерезисная модель, в качестве параметров настройки, использует параметры петли магнитного гистерезиса, имеющие простой и понятный физический смысл. Кроме этого, гистерезисная модель отличается тем, что вполне адекватно воспроизводит как предельные, так и частные циклы перемагничивания нелинейных магнитных материалов.

Однако, как показала практика, не смотря на простой и немногочисленный набор параметров, гистерезисная модель все же требует определенной процедуры настройки. Настройка становится особенно актуальной при моделировании магнитных материалов, работающих в сильных магнитных полях.

Ключевые слова: LTSpice, модель нелинейного трансформатора, модель Джона Чана, гистерезисная модель.

The article presents description of algorithm for the hysteresis model adjusting of the LTSpice simulator. Unlike the Jiles–Atherton model, which is used in most commercial SPICE simulators, the hysteresis model employs the magnetic hysteresis loop parameters, which have simple and conceivable physical meaning, as adjustment parameters. Besides, the hysteresis model is being distinguished by the fact that it reproduces quite adequately both major and minor cyclic hysteresis loops of nonlinear magnetic materials.

However, as practice revealed, despite rather simple and sparse set of parameters, the hysteresis model requires nonetheless certain adjusting procedure. The adjustment becomes especially relevant while simulating magnetic materials operating in strong magnetic fields.

Key words: LTSpice, nonlinear transformer model, model by John Chan, hysteretic core model.

Краткое описание гистерезисной модели

Гистерезисная модель симулятора LTSpice использует аппроксимирующую функцию [1]:

$$y(x) = \frac{x}{x + K}, \quad (1)$$

где переменная x эквивалентна напряженности магнитного поля H , а значение функции $y(x)$ эквивалентно нормализованной индукции $B(H)/B_s$. Подставив соответствующие параметры магнитного поля в формулу (1), получим зависимость, описывающую нелинейность магнитного материала в гистерезисной модели:

$$\frac{B(H)}{B_s} = \frac{H}{H + K}. \quad (2)$$

Умножив левую и правую части (2) на B_s , получим зависимость индукции B от напряженности H магнитного поля:

$$B_o(H) = B_s \cdot \frac{H}{H + K}. \quad (3)$$

Данная зависимость определяет нелинейность гистерезисной модели. Назовем ее основной нелинейной кривой намагничивания $B_o(H)$, или просто основной нелинейной кривой.

В гистерезисной модели основная нелинейная кривая обязательно проходит через точку B_r, H_c , координаты которой в той или иной мере известны. Эта особенность позволяет однозначно определить коэффициент K :

$$K = H_c \cdot \left(\frac{B_s}{B_r} - 1 \right). \quad (4)$$

Следовательно, применительно к гистерезисной модели формулу основной нелинейной кривой можно записать в следующем виде:

$$B_o(H) = B_s \cdot \frac{H}{|H| + H_c \cdot \left(\frac{B_s}{B_r} - 1 \right)} + \mu_0 \cdot H. \quad (5)$$

Для того, чтобы кривая намагничивания была симметрична относительно начала координат, в знаменателе используется абсолютное значение напряженности магнитного поля $|H|$. Кроме этого, в формулу добавлена составляющая $\mu_0 H$. Эта составляющая вносит небольшое приращение индукции, вызванное магнитной проницаемостью окружающей воздушной среды, и формирует кривую намагничивания при больших значениях напряженности магнитного поля, когда магнитный материал сердечника насыщен и его проницаемость практически равна проницаемости вакуума.

Восходящий B_{up} и нисходящий B_{dn} участки предельного цикла перемагничивания (*Major Loop*) получается путем сдвига основной нелинейной кривой вправо и влево на величину H_c :

$$B_{up}(H) = B_s \cdot \frac{H + H_c}{|H + H_c| + H_c \cdot \left(\frac{B_s}{B_r} - 1 \right)} + \mu_0 \cdot H. \quad (6)$$

$$B_{up}(H) = B_s \cdot \frac{H + H_c}{|H - H_c| + H_c \cdot \left(\frac{B_s}{B_r} - 1\right)} + \mu_0 \cdot H. \quad (7)$$

Основная и начальная кривая намагничивания (*Initial Magnetization Curve*) получается в виде среднего от суммы восходящего B_{up} и нисходящего B_{dn} участков предельного цикла (рис. 1):

$$B(H) = \frac{B_{up}(H) + B_{dn}(H)}{2}. \quad (8)$$

Формулы (6), (7) и (8) являются основой гистерезисной модели симулятора *LTSpice*, которая впервые была предложена в работе [2].

Недостатки гистерезисной модели

При моделировании магнитного сердечника, работающего в сильных магнитных полях важно, чтобы модель адекватно имитировала насыщение сердечника, а также потери перемагничивания. И вот здесь возникают трудности с выбором параметров. Дело в том, что уровень насыщения гистерезисной модели устанавливается параметром B_s , который определяет предельную величину, к которой стремится индукция при бесконечно большой величине напряженности магнитного поля (без учета составляющей $\mu_0 H$). В своих справочных данных производитель также указывает индукцию насыщения B_s , которая однако не является предельной величиной индукции. Обычно в качестве B_s указывается индукция соответствующая большой (например 1200 А/м), напряженности магнитного поля. В качестве примера, на рис. 2 изображена верхняя половина кривой предельного цикла перемагничивания феррита N87 Ercos (ныне *TDK*) для частоты 10 кГц и температуры 100°C [3]. Для этой кривой производитель указывает индукцию насыщения $B_s = 490$ мТл, соответствующую напряженности 1200 А/м.

Использование этого параметра для настройки гистерезисной модели приведет к тому, что модель

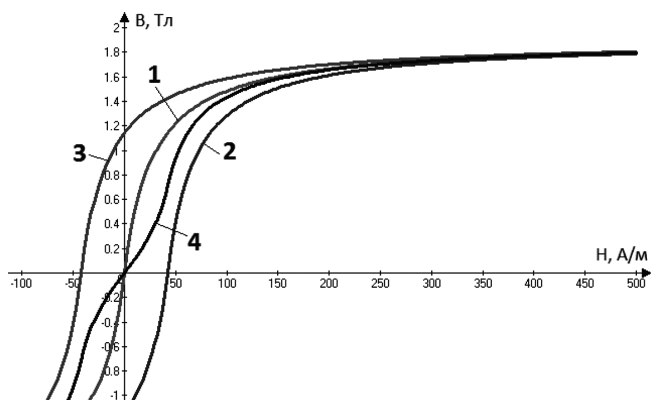


Рис. 1. Основные кривые предельного цикла перемагничивания гистерезисной модели:
1 – основная нелинейная кривая; 2 – восходящий участок цикла; 3 – нисходящий участок цикла; 4 – основная кривая намагничивания

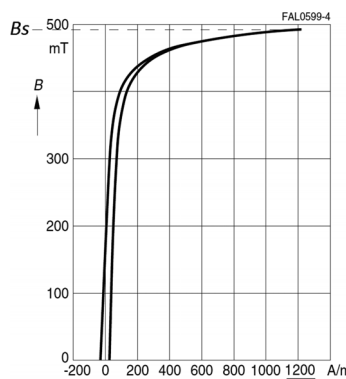


Рис. 2. Кривая предельного цикла перемагничивания феррита N87

будет насыщаться раньше, чем реальный магнитный материал (рис. 3).

Параметры настройки H_c и B_r одновременно используются в модели для задания кривизны и уровня активных потерь в магнитном материале. Однако, при работе в сильных полях, более важным является участок кривой намагничивания в области перегиба, а не в области слабых полей с индукцией $B \leq B_r$. Кроме этого, в своих справочных данных, производитель указывает значения H_c и B_r для какого-то определенного случая (например, для частоты перемагничивания 10 кГц). Использование этих параметров для настройки гистерезисной модели приведет к тому, что модель будет неверно имитировать потери перемагничивания, если магнитный материал используется на другой частоте.

Общий принцип настройки гистерезисной модели

Составляющая $\mu_0 H$ в (6, 7) не вносит активных потерь, не требует специальной настройки и не имеет существенного значения в случае, если сердечник не насыщен. Следовательно, при расчете параметров гистерезисной модели ее можно просто игнорировать. В результате, формула (5) упрощается:

$$B_o(H) = B_s \cdot \frac{H}{|H| + H_c \cdot \left(\frac{B_s}{B_r} - 1\right)}. \quad (9)$$

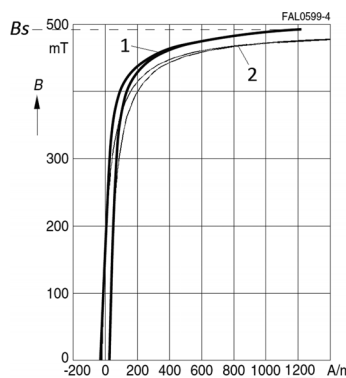


Рис. 2. Кривая предельного цикла перемагничивания феррита N87

В этом случае формулы для восходящего (6) и нисходящего (7) участков предельного цикла перемагничивания также принимают менее избыточный вид:

$$B_{up}(H) = B_s \cdot \frac{H - H_c}{|H + H_c| + H_c \cdot \left(\frac{B_s}{B_r} - 1\right)}; \quad (10)$$

$$B_{dn}(H) = B_s \cdot \frac{H + H_c}{|H - H_c| + H_c \cdot \left(\frac{B_s}{B_r} - 1\right)}. \quad (11)$$

Ранее уже говорилось, что параметры настройки гистерезисной модели H_c и B_r используются одновременно для задания кривизны и уровня активных потерь в магнитном материале (путем величины сдвига H_c). То, что используемый формат модели вводит жесткую зависимость между формой кривой и потерями перемагничивания вызывает определенные проблемы. Например, при моделировании магнитного сердечника работающего в сильных полях, что характерно для импульсных источников питания, важно иметь адекватную реакцию модели в области насыщения, а не в линейной области, характерной для точки H_s, B_r . При этом также важно, чтобы модель адекватно имитировала потери перемагничивания, возникающие в конкретных условиях работы сердечника (частота перемагничивания и максимальная индукция).

Со своей стороны, производитель обычно указывает потери перемагничивания магнитного материала, в зависимости от индукции и частоты перемагничивания, а также приводит общий вид предельной кривой перемагничивания для определенной частоты. Также могут указываться значения H_c и B_r , соответствующие этому случаю, либо эти значения можно извлечь из графика. К сожалению, по указанным ранее причинам, эти значения невозможно использовать для точной настройки модели.

Известна методика ручного подбора параметров настройки гистерезисной модели [4]. Однако использование данной методики приводит к большим затратам времени. Предлагаемая в статье методика позволяет автоматизировать настройку, сократив время и повысив точность настройки.

В качестве исходных данных для этой методики используются справочные данные, которые обычно приводятся производителями.

С целью минимизации погрешности гистерезисной модели симулятора LTspice, предлагается использовать следующую последовательность ее настройки:

1. Без привязки к H_c и B_r , определяется коэффициент K и индукция насыщения B_s , обеспечивающие лучшую аппроксимацию реальной кривой намагничивания в интересующей области.

2. Определяются значения H_c и B_r , обеспечивающие требуемый уровень потерь в определенных

условиях (частота перемагничивания и максимальная индукция).

Настройка основной нелинейной кривой намагничивания

Настройка аппроксимирующей функции гистерезисной модели (2) сводится к поиску коэффициента K . Этот коэффициент легко находится, если известно значение B_s , а также координаты одной точки основной нелинейной кривой, в которой значение индукции $0 < B < B_s$. Как говорилось выше, в гистерезисной модели, в качестве такой точки, используется точка с координатами H_c, B_r . При наличии указанных исходных данных, коэффициент K рассчитывается по формуле (4).

Для поиска реального значения B_s предлагается методика расчета основной нелинейной кривой, позволяющая учитывать данные производителя. Это методика предусматривает использование координат двух промежуточных точек H_1, B_1 и H_2, B_2 . Подставив эти координаты в уравнение (2) можно получить систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{B_1}{B_s} &= \frac{H_1}{H_1 + K} \\ \frac{B_2}{B_s} &= \frac{H_2}{H_2 + K} \end{aligned} \right\}. \quad (12)$$

Решение этой системы уравнений позволяет найти точные значения для K и B_s :

$$K = \frac{H_1 \cdot H_2 \cdot (B_1 - B_2)}{B_2 \cdot H_1 - B_1 \cdot H_2}; \quad (13)$$

$$B_s = \frac{B_1 \cdot (H_1 + K)}{H_1}. \quad (14)$$

Восходящий и нисходящий участки модельной кривой перемагничивания являются копиями основной нелинейной кривой, сдвинутые вправо и влево на величину H_c . Поэтому в качестве прототипа можно выбирать любой участок справочного предельного цикла. Договоримся, что все последующие рассуждения будут касаться нисходящего участка.

Для формирования координат точек H_1, B_1 и H_2, B_2 можно использовать информацию от производителя. В частности, производитель указывает коэрцитивную силу H_c (при нулевой индукции в сердечнике $B = 0$), остаточную индукцию B_r (при нулевой напряженности в сердечнике $H = 0$) и индукцию насыщения B_s для какой-то очень большой напряженности поля H_s . Если модель готовится для малых и средних полей, то можно указать именно эти точки в качестве исходных данных. Если же модель готовится для сильных полей, то среднюю точку (вместо $H = 0, B_r$) лучше выбрать в области перегиба предельной кривой (в начале области насыщения), с координатами H_p, B_p . В последнем случае модель

будет хорошо имитировать поведение реального сердечника в случае его насыщения. Так как точка $H_c, B = 0$ определяет лишь смещение предельной кривой, то ее можно исключить, включив это смещение в координаты остальных точек. Отсюда, координата первой точки H_1, B_1 :

$$H_1 = H_c \text{ для малых и средних полей;}$$

$$H_1 = H_c + H_p \text{ для сильных полей;}$$

$$B_1 = B_r \text{ для малых и средних полей;}$$

$$B_1 = B_p \text{ для сильных полей.}$$

Координаты второй точки H_2, B_2 :

$$H_2 = H_c + H_s;$$

$$B_2 = B_s.$$

При необходимости, можно использовать исходные данные с большим количеством точек. Однако, в этом случае невозможно найти точного решения, гарантирующего того, что аппроксимирующая кривая пройдет через все точки. В этом случае, для контроля качества аппроксимации, можно использовать критерий среднеквадратичного приближения:

$$\sqrt{\sum_{i=1}^n \left(B_i - \frac{H_i}{H_i + K} \right)^2} \rightarrow \min,$$

или тоже самое для нормированной индукции:

$$\sqrt{\sum_{i=1}^n \left(Y_i - \frac{H_i}{H_i + K} \right)^2} \rightarrow \min.$$

К сожалению, возможности аппроксимации ограничиваются неизменностью выбранной функции (1) и ограниченным набором параметров ее настройки. Чтобы улучшить соответствие для определенных точек, можно использовать весовые коэффициенты, на которые умножается ошибка аппроксимации каждой точки. Чем выше весовой коэффициент точки, тем ближе к ней будет проходить кривая аппроксимации.

Определение потерь перемагничивания

Потери перемагничивания магнитных материалов определяются площадью цикла перемагничивания [5]. Так как предельный цикл перемагничивания является лишь видом частного цикла, рассмотрим определение потерь для частного симметричного цикла перемагничивания (*Minor Loop*). Частный цикл формируется симулятором LTSpice путем сдвига основной нелинейной кривой вправо и вверх, на величину H_c и B_d , для формирования восходящего участка частного цикла. И путем сдвига основной нелинейной кривой влево и вниз, на величину H_c и B_d , для формирования нисходящего участка частного цикла. Оба этих участка пересекаются в точках H_m, B_m и $-H_m, -B_m$, расположенных на начальной кривой намагничивания, симметрично относительно начала координат (рис. 4).

Из формул (10), (11) и (4), для случая пересечения восходящего и нисходящего участков, получаем:

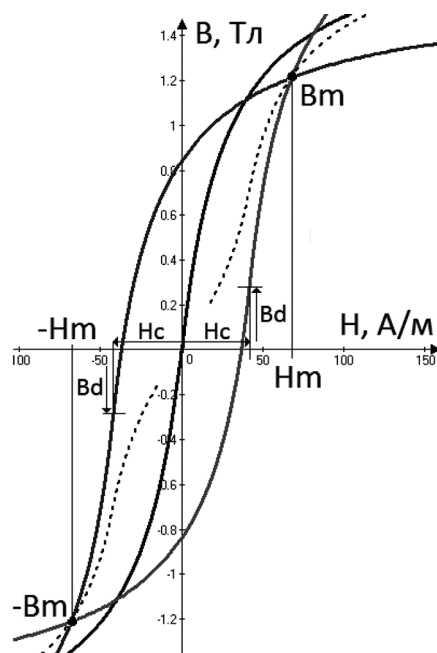


Рис. 4. Формирование частного симметричного цикла перемагничивания

$$\begin{aligned} B_m &= B_s \cdot \frac{H_m + H_c}{|H_m + H_c| + K} - B_d = \\ &= B_s \cdot \frac{H_m - H_c}{|H_m + H_c| + K} + B_d, \end{aligned} \quad (15)$$

что позволяет исключить составляющую B_d :

$$B_m = B_s \cdot \left(\frac{\frac{H_m + H_c}{|H_m + H_c| + K} + \frac{H_m - H_c}{|H_m - H_c| + K}}{2} \right). \quad (16)$$

Переход к нормализованной индукции $y_m = B_m/B_s$ позволяет упростить написание формулы (16):

$$y_m = \frac{\frac{H_m + H_c}{|H_m + H_c| + K} + \frac{H_m - H_c}{|H_m - H_c| + K}}{2}. \quad (17)$$

для диапазона напряженности $H_m \geq H_c$:

$$y = \frac{\frac{H_m + H_c}{H_m + H_c + K} + \frac{H_m - H_c}{H_m - H_c + K}}{2}. \quad (18)$$

для диапазона напряженности $-H_c < H_m < H_c$:

$$y_m = \frac{\frac{H_m + H_c}{H_m + H_c + K} + \frac{H_m - H_c}{H_c - H_m + K}}{2}. \quad (19)$$

Нормализованная индукция для граничного случая $H_m = H_c$:

$$y_b = \frac{H_c}{2H_c + K}. \quad (20)$$

Следовательно, если $y_m \geq y_b$, то $H_m \geq H_c$. Иначе $-H_c < H_m < H_c$.

Решение обоих случаев (18,19) сводится к решению квадратного уравнения вида:

$$A \cdot H_m^2 + B \cdot H_m + C = 0. \quad (21)$$

Коэффициенты квадратного уравнения для случая $H_m \geq H_c$ (18):

$$\left. \begin{aligned} A &= 1 - y_m \\ B &= K \cdot (1 - 2 \cdot y_m) \\ C &= y_m \cdot (H_c^2 - K^2) - H_c^2 \end{aligned} \right\}. \quad (22)$$

Коэффициенты квадратного уравнения для случая $-H_c < H_m < H_c$ (19):

$$\left. \begin{aligned} A &= 2 \cdot y_m \\ B &= 2 \cdot K \\ C &= -2y_m \cdot (H_c + K)^2 \end{aligned} \right\}. \quad (23)$$

Так как цикл симметричный, то достаточно найти площадь одной его половины, расположенной выше оси H , и затем результат удвоить. Для нахождения половинной площади, необходимо найти площадь, отсекаемую нисходящим участком частного цикла перематгничивания, и отнять от нее площадь, отсекаемую восходящим участком частного цикла перематгничивания.

Неопределенный интеграл от функции (1) равен:

$$\int \frac{x}{ax+k} dx = \frac{x}{a} - \frac{k}{a^2} \ln(ax+k). \quad (24)$$

Здесь коэффициент $a = 1$ для положительного участка основной нелинейной кривой ($x \geq 0$) и $a = -1$ для отрицательного участка основной нелинейной кривой. Соответственно, для положительного участка основной нелинейной кривой неопределенный интеграл будет выглядеть как:

$$\int \frac{H}{H+K} dH = H \cdot [1 - \ln(H+K)], \quad (25)$$

а для отрицательного участка основной нелинейной кривой неопределенный интеграл будет выглядеть так:

$$\int \frac{H}{K-H} dH = -H \cdot [1 + \ln(K-H)], \quad (26)$$

Напряженность H_m в точке пересечения восходящей и нисходящей кривых можно найти путем решения уравнения (21) для случая $H_m \geq H_c$ и максимальной индукции B_m .

Смещение нисходящей кривой вниз Y_d определяется по формуле:

$$Y_d = \frac{H_m + H_c}{|H_m + H_c| + K} - \frac{B_m}{B_s}. \quad (27)$$

На такую же величину, но только вверх, будет сдвинута восходящая кривая:

$$Y_d = \frac{B_m}{B_s} - \frac{H_m + H_c}{|H_m - H_c| + K}. \quad (28)$$

Это смещение необходимо учесть при вычислении определенного интеграла.

При смещении вниз:

$$\int -Y_d dH = -Y_d \cdot H. \quad (29)$$

При смещении вверх:

$$\int Y_d dH = Y_d \cdot H. \quad (30)$$

Для вычисления определенных интегралов, необходимо определить границы интегрирования.

Поскольку нисходящая кривая смещается вниз, то она предполагает только один участок интегрирования (H_{dn1}, H_{dn2}) с границами:

$$H_{dn1} = K \cdot \frac{Y_d}{1 - Y_d}; \quad (31)$$

$$H_{dn2} = H_m + H_c. \quad (32)$$

Восходящая кривая смещается вверх и, в зависимости от соотношения y_m и y_b , может содержать в себе один, либо два участка с различными формулами интегрирования. Если $y_m > y_b$, то восходящая кривая имеет два участка (H_{up1}, H_{up2} и H_{up2}, H_{up3}) с тремя границами (рис. 5). В противном случае восходящая кривая имеет только один (рис.6) участок интегрирования (H_{up1}, H_{up3}). Границы участков определяются формулами:

$$H_{up1} = -K \cdot \frac{Y_d}{1 - Y_d}; \quad (33)$$

$$H_{up2} = 0; \quad (34)$$

$$H_{up3} = H_m - H_c. \quad (35)$$

Площадь, отсекаемая нисходящей кривой равна:

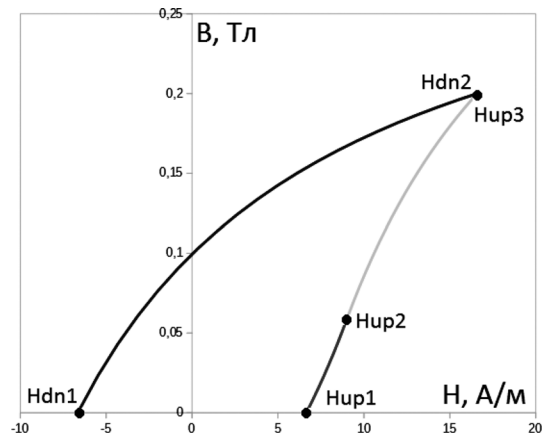


Рис. 5. Границы интегрирования для случая $y_m > y_b$

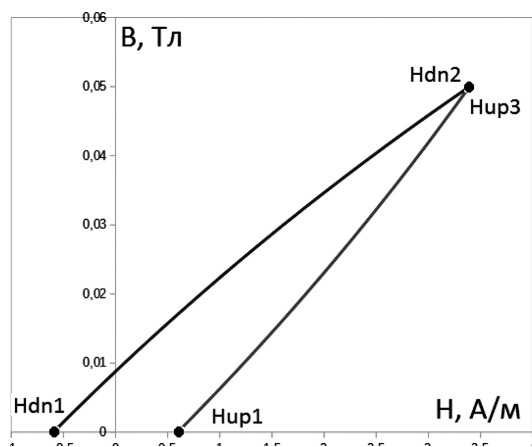


Рис. 6. Границы интегрирования для случая $y_m \leq y_b$

$$S_{dn} = [H_{dn2} - K \cdot \ln(H_{dn2} + K)] - [-H_{dn1} - K \cdot \ln(H_{dn1} + K)] - Yd \cdot (H_{dn2} - H_{dn1}). \quad (36)$$

Площадь, отсекаемая первым участком восходящей кривой равна:

$$S_{up1} = [-H_{up2} - K \cdot \ln(-H_{up2} + K)] - [-H_{up1} - K \cdot \ln(-H_{up1} + K)] + Yd \cdot (H_{up2} - H_{up1}). \quad (37)$$

Площадь, отсекаемая вторым участком восходящей кривой равна:

$$S_{up2} = (H_{up3} - K \cdot \ln(H_{up3} + K)) - (H_{up2} - K \cdot \ln(H_{up2} + K)) + Yd \cdot (H_{up3} - H_{up2}). \quad (38)$$

Мощность потерь перемагничивания можно рассчитать по формуле:

$$P_{loss} = F \cdot B_s \cdot 2 \cdot [S_{dn} - (S_{up1} + S_{up2})], \quad (39)$$

где F – частота перемагничивания магнитного материала.

Настройка гистерезисной модели

Из справочных данных производителя магнитного материала выбирается график предельного цикл перемагничивания, а также определяется уровень потерь для требуемых частоты перемагничивания F и максимальной индукции B_m .

1. В соответствии с рекомендациями выбираются координаты точек кривой намагничивания. Затем, по формулам (13) и (14) рассчитываются величины K и B_s .

2. На этом этапе, для поиска решения, могут быть использованы численные методы подбора значения

H_c , обеспечивающего получение необходимого уровня потерь перемагничивания магнитного материала P_{loss} .

В процессе подбора, для каждого значения H_c , по формуле (20) определяется нормализованная индукция y_b для граничного случая $H_m = H_c$. В зависимости от соотношения $y_m \geq y_b$ выбираются коэффициенты квадратного уравнения (21). Результатом решения этого уравнения будет напряженность H_m , соответствующая максимальной индукции B_m . Далее, по формуле (27) или (28) определяется смещение Y_d . После чего определяются границы участков интегрирования (31–35) и вычисляется мощность потерь перемагничивания (36–39).

Остаточную индукцию B_r можно определить из формулы (4), если известны напряженность H_c , индукция B_s и коэффициент k :

$$B_r = \frac{B_s \cdot H_c}{k + H_c}. \quad (40)$$

Заключение

Описанная в статье методика настройки гистерезисной модели симулятора *LTspice* была успешно реализована в онлайн калькуляторе [http://valvol.xyz/calc_gm.php], расположенном на моем авторском сайте [http://valvol.xyz].

На рис. 7 изображен пример ввода исходных данных онлайн калькулятора.

В результате расчета по этим данным будет выдана строка настройки гистерезисной модели:

$$H_c = 8.9816 \quad B_r = 0.15745 \quad B_s = 0.39433$$

Ввод исходных данных

Кривизна:

$H_c =$ А/м А/см Эрстед

$H_p =$ $B_r =$

$H_s =$ $B_s =$

Потери:

$P_{loss} =$ кВт/м³ Вт/см³

$F_{loss} =$ Гц кГц МГц

$B_m =$ Тл Гс

Рис. 7. Ввод исходных данных в онлайн калькулятор

Литература

1. *Бессонов Л. А.* Электрические цепи со сталью. – Москва–Ленинград: Государственное энергетическое издательство, 1948 год, С. 20.
2. *John Chan, Andrei Vladimirescu, Xiao-Chun Gao, Peter Liebmman, John Valainis*, Nonlinear Transformer Model for Circuit Simulation, IEEE Transactions on Computer-Aided Design, vol. 10, No. 4, Apr. 1991.
3. Ferrites and accessories. SIFERRIT material N87. EPCOS AG is a TDK Group Company. 2017.
4. *Володин В. Я.* Гистерезисная модель нелинейной индуктивности симулятора LTspice. – Силовая электроника, №1, 2010, С. 56–60.
5. *Сарычев В. А., Пеньков В. И., Овчинников М. Ю.* Математическая модель гистерезиса, основанная на магнитомеханической аналогии. – Математическое моделирование, № 4, том 1, 1989, С. 122–133.

Володин Валентин Яковлевич, инженер, Одесса, Украина,
тел.: +380687198619, e-mail: valvolodin@narod.ru, ORCID: 0000-0002-9087-8778.

Р. Х. Тукшаитов

К УСТРАНЕНИЮ ТИПОВЫХ ОШИБОК ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ ДАННЫХ, ДОПУСКАЕМЫХ В УЧЕБНЫХ ПОСОБИЯХ И НАУЧНОЙ ПЕРИОДИКЕ

R. H. Tukshaitov

В статье описываются типовые ошибки представления и округления результатов исследования, допускаемые в учебных пособиях и научной периодике при проведении разных расчетов и моделировании ряда процессов. Показано, что точность представления результатов исследований в электротехнике нередко приводится завышенной на несколько порядков относительно точности методики измерения, обеспечиваемой в исследованиях.

Ключевые слова: типовая ошибка, завышение, моделирование, значащее число, точность представления, погрешность измерения.

On Typical Errors Elimination in Electrical Data Representation in Training Aids and Scientific Periodicals

The article describes typical errors of the studies' results representation and rounding being made in training aids and scientific periodicals while performing various processes computations and simulations. It is demonstrated that the research results representation accuracy in electrical engineering is rather often being overrated by several orders of magnitude relative to the accuracy of the measurement technique ensured in the research.

Key words: typical error, overestimation, modeling, significant number, representation accuracy, measurement error.

В связи с повышением мощности внедряемого электрооборудования и устройств силовой электроники и повышения потребляемой ими мощности возрастают абсолютные значения регистрируемых параметров. При этом нередко авторы сталкиваются с проблемой правильного численного представления приводимых в публикациях результатов исследования. Согласно метрологическим требованиям точность представления результатов измерения и выполняемых расчетов не должна превышать точности методик измерения [1]. Если вычисляемое значение параметра предназначено для определения последующего интегрального показателя, то в этом случае точность его представления, во избежание внесения дополнительной погрешности, может быть лишь на один порядок больше точности методики измерения.

Следует также иметь в виду, что погрешность методики определения параметров и результатов проводимых расчетов обычно почти на порядок больше погрешности используемых измерительных приборов [2, 3]. В работе поставлена задача на основе этих положений провести анализ точности представления результатов исследования в разных источниках, не затрагивающий при этом вопроса научной их значимости.

Методика анализа

Поскольку цель работы состояла в показе современного состояния уровня представления результатов в электротехнической литературе, а не поиску ошибок в том или ином конкретном цитируемом источнике, при ее выполнении для убедительности представляемых результатов исследования из каждого наименования издания взяты примерно по две работы. В анализируемых таблицах приводятся обозначения

разных параметров по оригиналам источников без их пояснения. При необходимости за более подробной информацией о них можно обратиться к приводимым первоисточникам.

В процессе изложения материалов точность измерения параметров условно выражается в процентах, хотя в метрологическом отношении она является обратной величиной погрешности. Некоторые приводимые источники не самых последних лет, поскольку открытый доступ к ним в научной электронной библиотеке зачастую отсутствует. Анализ точности представления результатов вычисления в публикациях базируется на материалах монографии [4]. Обсуждаемая проблема присуща далеко не только электротехнике и потому в статье анализируются также отдельные работы, относимые к некоторым другим техническим областям знаний.

Результаты анализа

Ошибки, допускаемые в таблицах

Начнем изложение с анализа уровня представления численных данных в типовом учебном пособии для студентов [5]. Первоначально рассмотрим данные представленные в табл. 1 (1.14). В соответствии с задачей анализа используемый материал приведен в сокращенном виде.

Таблица 1 (1.14). Сведения о суммарной активной, реактивной и полной мощности [5]

№	Наименование цеха	Совместная силовая и осветительная нагрузка		
		$P_{PC} + P_{OP}$, кВт	Q_{PC} , кВАр	S_p , кВА
1	Механический	1752,7	1478,4	2292,9
2	Главный корпус	1840,1	1800	2574,0
3	Заводоуправление	509,9	230,4	559,5
Итого:		4102,7	3508,8	5398,5

При вычислении S_p , P_{PC} и Q_{PC} половина параметров представлены в табл. 1.14 пятизначными числами, в силу этого точность их представления составляет от $\pm 0,0006$ до $\pm 0,002\%$, что более, чем в 1000 раз выше действительной точности, обеспечиваемой измерительной техникой и методикой измерения. Это позволяет округлить числа в два этапа. В итоге значение S_p можно представить не только равным 5398 кВА, но и 5400 кВА. Даже при таком дополнительном округлении вносимая погрешность не превышает $+0,5\%$.

Представляет интерес рассмотреть в табл. 2 (1.22) [5] порядок формирования заданий студентам для выполнения самостоятельных расчетов (количество вариантов приведено в сокращенном виде).

Таблица 2 (1.22) [5]. Варианты заданий

№ варианта	P_p , кВт	Q_p , кВАр
4	336	370
5	213,6	206
6	189	171
11	727	681,5
12	370,5	346,1
13	493	471,6
14	189,5	161,3

Как следует из табл. 2 (1.22) одним студентам в заданиях даются исходные данные трехзначными числами, а другим – четырехзначными. Необходимость выдавать данные с разной точностью их представления, а тем более с неподтверждаемой на практике точностью, с одной стороны, отсутствует, а, с другой стороны, при этом студент ошибочно ориентируется на необходимость проведения расчетов с еще более высокой точностью представления результатов вычисления, фактически не реализуемой на практике. Для упрощения проведения вычислений исходные данные достаточно было представить унифицировано – трехзначными числами, поскольку даже в этом случае погрешность округления чисел до трехзначного значения ($0,07-0,3\%$) все еще будет меньше погрешности измерительных приборов, которая в соответствии с их паспортными данными находится в пределах $1,0-3,0\%$. Данные с четырехзначными числами, по всей вероятности, приведены произвольно, так как одни числа, например для вариантов № 6, 4, 13, приведены трехзначными, а другие, для вариантов № 5, 12, 14 – четырехзначным. Аналогичные ошибки допущены также при представлении данных в табл. (1.18) и (1.20) [5].

В табл. 3 [6] приведены значения времени наработки разных типов генераторов при неполной их нагрузке.

Поскольку время наработки получена расчетным путем на основе формулы, содержащей ряд сомножителей в числителе и знаменателе, то погрешность методики ее определения составляет порядка $\pm 10\%$. Следовательно, приведенные данные завышены на 2–3 порядка. Это позволяет округлить, например число

Табл. 3 Средняя наработка генераторов постоянной частоты вращения при неполной нагрузке [6]

№	Мощность нагрузки	ДГПЧВ на основе двухзвенного ПЧ	ДГПЧВ на основе высокочастотного трансформатора
	$P_{ном}$, %	T , ч	T , ч
1	70	12837	10482
2	60	16026	13937
3	50	18716	15225

15225 до 15000 ч., при этом и в этом случае погрешность представления данных будет очень малой ($< 0,3-0,9\%$). Завышение данных в таблицах на 2–4 порядка имеет место также и в других учебных пособиях [7, 8].

В табл. 3 [9] при разрыве высоковольтной линии в начале угловая характеристика равна 757,5 МВт, а при разрыве в конце ее угловая характеристика представлена только трехзначным числом. Не следовало представлять в одном столбце таблицы достаточно соизмеримые числа с разной точностью.

Ошибки, допускаемые при моделировании

После проведения численного моделирования законов бокового управления летательным аппаратом, были получены матрицы уравнения [10], одна из которых представлена в виде:

$$A - \text{BKP} = \begin{bmatrix} -0,1520 & 0,4226 & 0,9063 & 0,0960 \\ -18,5052 & -5,1011 & -5,3054 & 2,0408 \\ -1,6496 & -0,0409 & -2,9964 & 0,5797 \\ 0 & 1 & -0,4663 & 0 \end{bmatrix}$$

В этой матрице используются четырех- и пятизначные коэффициенты при применении отдельных исходных трехзначных чисел.

При моделировании работы мощного регулирующего каскада в программной среде Multisim результаты приводятся семизначными (табл. 1 [11]), то есть в 10^4-10^5 раз точнее исходных данных.

Таблица 1. Результаты моделирования мощного регулирующего каскада [11]

Параметры	При $U_{вх\ min}$ и $i_n = 50$ А	При $U_{вх\ ном}$ и $i_n = 50$ А
Входное питающее напряжение (V14)	13,59842	16,99842
Выходное напряжение (V15)	11,99809	12,00001
Напряжение на эмиттере VT14 (VT16)	13,43185	13,43384
Напряжение на базе VT5	3,23106	13,23301
Напряжение на эмиттере VT (V22)	2,21896	12,22092

Точность представления нельзя просто повышать только исходя из вычислительных возможностей компьютера или калькулятора [12]. В работе [13], после проведения численного моделирования некоторые числа ошибочно указаны даже шестизначными.

По результатам имитационных исследований в [14] приведен спектр высших гармоник двигателя постоянного тока. При этом, точность амплитуды основной гармоники лишь несколько завышена, а третья и седьмая гармоники представлены шести- и

семизначными числами, т. е. с завышением на 3–4 порядка. Аналогичный подход и соответствующие ошибки допущены в [15, 16].

Ошибки, допускаемые при аппроксимации

При аппроксимации результатов исследования уравнением Рамберга-Осгуда к слагаемым прилагают поправочные коэффициенты с завышением значащих цифр на три порядка [17]. С одной стороны, точность их представления существенно завышена, а с другой стороны, не учитывается, что одни составляющие при этом на два–три порядка меньше остальных.

Из вышеизложенных примеров видно, что самые большие ошибки представления данных допускаются при моделировании и аппроксимации экспериментальных или теоретических зависимостей. Нельзя произвольно руководствоваться результатами компьютерных вычислений, так как выдаваемые числа, превышают точность представления результатов на пять–семь порядков, что значительно больше не только методической ошибки, но и точности применяемых даже прецизионных приборов.

Ошибки, допускаемые при делении и умножении

В ходе вычисления вычислений по разным формулам погрешность определения результата возрастает по мере увеличения количества множителей. Покажем это на нескольких примерах. Так, в [18] коэффициент габаритной мощности автотрансформатора определяется по следующей формуле:

$$K = \frac{2S_{am}}{3S_m} = \frac{4 \cdot 0,1}{3 \cdot 0,9 \cdot 1,12} = 0,122, \quad (1)$$

где S_{am} , S_m – максимальная электрическая мощность, соответственно автотрансформатора и силового трансформатора.

Следует отметить, что результаты вычисления не могут быть представлены точнее точности представления исходных данных в формуле (2) [19–20]. Такие однозначные числа в числителе и знаменателе как 0,1 и 0,9 представлены с погрешностями соответственно равными $\pm 50\%$ и $\pm 5,5\%$. На этом основании результат вычисления может быть представлен только числом 0,12, а при учете погрешности представления и других составляющих, входящих в S_{am} и S_m , результат вполне можно представить даже числом, равным 0,10. Это допустимо по той причине, что действительное значение коэффициента находится в пределах 0,05–0,15. Следовательно, при вычислении коэффициента K , по существу, допущено превышение точности его представления на два порядка.

При определении допустимого значения силы тока в токопроводящей жиле его величину приводят в виде пятизначного числа 117,82 А [5], при этом, два параметра, используемые в формуле, представлены однозначными числами с погрешностью соответственно $\pm 6\%$ и $\pm 50\%$. Следовательно, точность представления

результата фактически завышена на три порядка. В силу этого, результат вычисления вполне может быть представлен числом, равным 120 А.

Работа [6] посвящена экономической оценке различных вариантов двигателей постоянного тока на основе учета ряда их электрических параметров. Средняя стоимость электродвигателя за нормативный период эксплуатации двигателей определялась по формуле:

$$C_{cp} = \frac{C_{top} \cdot g_e \cdot K_n \cdot P_{ном} \cdot T + C_{уд} \cdot P_{ном}}{T \cdot K_n \cdot P_{ном}}. \quad (2)$$

В числителе (2) одно из слагаемых содержит пять множителей, а в знаменателе три множителя. Допустим при этом, что каждый исходный показатель в числителе определен с погрешностью не более $+2\%$, а в знаменателе с погрешностью не более -2% . То, в этом случае предельная погрешность определения показателя C_{cp} может достигать до $+11\%$.

В табл. 1 [21] Ряд значений потребляемой мощности (P_k) двигателя в табл. 3 приведены двузначными числами, например, 35; 48; 55 кВт, на основе которых вычисленные значения удельного расхода электроэнергии на тысячу километров, неправомерно приводятся уже пятизначными числами (14,707; 31,189 кВт и т. п.), т. е. с завышением на 2–3 порядка.

Подобные ошибки встречаются в научных публикациях и в учебных пособиях [5, 7, 8, 22]. Результаты вычисления в приводимых примерах завышены, в основном, на один порядок. Немало случаев, когда результат вычисления неправомерно округляется до однозначного числа (например, 0,5 или 0,8). При таком округлении до однозначных чисел вносятся дополнительные погрешности, достигающая 10–50% [7].

Даже при проведении простых арифметических действий допускается завышение точности представления данных. Так, сопротивление оцинкованного прутка электрода определяется по формуле [5]:

$$R = 0,00227 \cdot \rho = 0,00227 \cdot 0,7 \cdot 10^4 = 15,89. \quad (3)$$

Поскольку параметр ρ представлен с погрешностью порядка $\pm 0,7\%$, то вторая цифра после запятой является избыточной. Имеется возможность дополнительно округлить значение параметра до 16,0, сохранив при этом значащий нуль. При таком округлении дополнительная вносимая ошибка округления не превысит $+0,7\%$.

Ошибки, допускаемые при сложении

Определенные издержки допускаются и при определении суммарной полной мощности нагрузки по формуле [5]:

$$S_{pn} = \sqrt{(\sum P_{pn})^2 + (\sum Q_{pn})^2}; \quad (4)$$

$$S_{pn} = \sqrt{(1752,7 + 1840,1 + 509,9)^2 + (1478,4 + 1800 + 230,4)^2} = 5398,5.$$

Точность представления результата определяется точностью представления слагаемых, содержащих наименьшее число значащих цифр. В приводимом выражении два числа представлены четырехзначными. Следовательно, сразу можно прийти к заключению, что точность представления не должна содержать более четырех знаков. Более детальный анализ показывает, что приводимые в формуле (4) слагаемые получены на основе двузначных и трехзначных исходных данных. Поэтому приводимый результат следует дополнительно округлить до четырехзначного, представив последние две цифры нулями, а результат в виде 5400 кВА. Аналогичный уровень округления справедливо при вычислениях полной суммарной активной мощности $P_{\text{рн}}$ и полной суммарной реактивной мощности $Q_{\text{рн}}$.

Ошибки, допускаемые при представлении целых чисел

Следует отметить, что округлением больших целых чисел многие пренебрегают [6, 10]. В результате в соответствии с метрологическим положением ошибочно воспринимается, что представленный параметр измерен с очень большой точностью. Проведя специальный анализ, можно убедиться, что оцениваемая точность не может быть реализована в эксперименте, поскольку она на несколько порядков превышает точность методики эксперимента или теоретических расчетов. Практически следует приводить до первых трех цифр, а остальные заменять нулями.

Ошибки, допускаемые в некоторых смежных областях знаний

В [23] при изучении свойств сплавов разных припоев в табл. 3 и 4 приводятся соизмеримые значения параметров как трехзначными, так и четырехзначными числами. Вместе с тем, при изложении состава используемого электролита для травления кристаллов применяют только однозначные числа. По результатам исследования оптического резонатора коэффициент его пропускания приведен равным 0,3 при расстоянии 127,28 мм и 0,9 при расстоянии 28,28 мм [24]. В отличие от других примеров здесь, наоборот, исходный параметр приводится с высокой точностью (пятизначным числом), а результаты измерения, наоборот, с достаточно низкой точностью (однозначными числами), а точнее в 10^4 меньше. Результаты любых измерений должны содержать не менее двух значащих цифр. Если вторая цифра оказывается равной нулю, то ее нередко ошибочно пренебрегают.

В табл. 1 [25] приводятся соизмеримые значения давления на входе и выходе рабочего колеса турбодетандора. Неприемлемо на входе указано его пятизначным числом (1,0392), когда на выходе оно приводится двузначным (0,99). При вычислении объемный модуль и модуль сдвига для одного материала приводят соответственно пятизначными числами (250,01 и 163,45), а для другого только трехзначными (81,3 и 25,9) [26]. Хотя большие абсолютные значения параметра ма-

териала можно округлять в большей степени, чем меньшие их значения.

При изложении результатов ЭПР исследований далеко неоднозначное представление g -фактора приводится в целом ряде работ и, в частности, в [27–29]. Так авторы [27] для 6 разных кристаллических образцов приводят одинаковые значения g -фактора, равными 6,805, то есть с точностью до одной тысячной. При этом и стандартное отклонение (σ) приводится одинаковым для всех образцов, равным 0,01. При таком его значении g -фактор следует приводить трехзначным числом, равным 6,81.

Следует обратить внимание также на то, что σ исходя из законов статистики, рассмотренных в [4], должна быть представлена двузначным числом, поскольку при меньшем количестве различие между измеряемыми параметрами двух образцов достоверно не выявить. Отсутствие различий между g -факторами 6 образцов и σ косвенно свидетельствует о том, что в каждой серии опытов авторы использовали лишь по одному образцу. Практически те же недостатки имеют место в [28].

В другой работе [29] для четырех центров (A , B , C , D) исследуемого образца приводят значения g_x , g_y , g_z факторов на уровне двух. При этом σ для всех значений g -фактора приводится однозначным числом и равным 0,005. Как и в [20, 21] не указывается количество образцов в каждой выборке, а без конкретизации этих данных проверить достоверность приводимых значений g -факторов и различие между ними просто невозможно. Имеются немало публикаций, где g -фактор приводится с тремя, двумя значащимися цифрами и даже с одной значащей, в том числе и в [29], когда погрешность его представления может достигать $\pm 50\%$. При этом отсутствуют сведения о σ , без которых судить об уровне достоверности g -фактора просто невозможно.

При определении производительности магнитожидкостного сепаратора в табл. 1 [30] одни данные приведены трехзначными числами, а другие пятизначными. Это имеет место и в других выше рассмотренных работах при применении метода численного решения. В некоторых работах [31], как и в [7, 18] приводят размеры образцов однозначными числами. В результате ошибка их представления составляет от ± 15 до $\pm 50\%$, что должно было сказаться на результатах измерения других параметров, представленных трехзначными числами.

Таким образом, на основе анализа характера представления экспериментальных данных во многих периодических изданиях и учебных пособиях показано, выявленный ряд ошибок является типовым. В процессе изложения материала многие авторы зачастую завышают точность представления экспериментальных и расчетных данных на несколько порядков. Причем, прослеживается тенденция, заключающаяся в том, что с повышением абсолютного значения результата вычисления точность его представления неоправданно повышается. Наибольшее завышение точности пред-

ставления данных имеет место при математическом моделировании результатов, аппроксимации экспериментальных данных и численном решении. Имеются случаи, когда в тех же публикациях одновременно приводятся данные с точностью на один-два порядка меньше относительно точности методики измерений и точности исходных данных.

На научном семинаре для молодых физиков Поволжья, проходившего на базе Казанского физико-технического Института им. Е. К. Завойского, в 2002 году нами была прочитана лекция по обработке и представлению экспериментальных данных. По ее окончании Организатор семинара – ректор КПФУ, а ныне президент Академии наук Татарстана М. Х. Салихов – обратившись тогда к аудитории, сказал, что “в вопросах обработки экспериментальных данных мы отстали на пару десятков лет”. Это высказывание, к сожалению, остается справедливым и по истечении последних двадцати лет.

Выводы

1. Погрешность определения любого показателя в результате проведения вычислительных действий не должна превышать погрешности представления исходных параметров.

2. Погрешность проведения исследований определяется погрешностью методики измерения, зависящая в некоторой степени от каждого исполнителя исследователем и всегда больше погрешности применяемых приборов.

3. В научном плане устранению погрешности представления данных должно уделяться такое же внимание, как и общепринятому устранению орфографических и стилистических ошибок.

4. Проведенная дифференциация ошибок численного представления параметров должна в последующем способствовать их устранению.

Литература

1. *Пронкин Н. С.* Основы метрологии динамических измерений: учеб. пособие для вузов. – М.: Лотос, 2003. – 256 с.
2. *Шиголов Б. М.* Математическая обработка данных наблюдений. – М.: Физико-математическая литература, 1962. – 344 с.
3. *Зайдель А. Н.* Погрешности измерений физических величин. Под ред. акад. Ж. И. Алферова. – Л.: Наука, 1985. – 112 с.
4. *Тукиаитов Р. Х.* Основы оптимального представления статистических показателей на графиках, диаграммах и в таблицах (физика, химия, техника, биология и медицина). – М-во образования и науки Российской Федерации, Казанский гос. энергетический ун-т, Казань, 2006. 227 с.
5. *Ус А. Г., Елкина Т. В.* Электроснабжение промышленных предприятий и гражданских зданий. Лабораторный практикум: Учебное пособие. – Мн.: УП “Технопринт”, 2005. – 144 с.
6. *Дарьенков А. Б., Хватов О. С.* Ошибка средней за период эксплуатации дизель-генераторного устройства переменной частоты вращения стоимости вырабатываемой электроэнергии. – Интеллектуальная электротехника. 2020. № 2. С. 29–42.

7. *Сибикин Ю. Д.* Электроснабжение промышленных и гражданских зданий: учебник, 3-е изд. – М.: изд. Центр “Академия”, 2009. – 368 с.
8. *Анчарова Т. В., Рашевская М. А., Стебунова Е. Д.* Электроснабжение и электрообеспечение зданий и сооружений: Учебник. 2-ое изд., перераб. и доп. – М.: ФОРУМ: ИНФРА-М, 2020. – 415 с.
9. *Красильникова Т. Г., Самородов Г. И.* Угловая характеристика синхронных генераторов, работающих через длинную линию в паузу ОАПВ. – Научный вестник Новосибирского государственного технического университета. 2019. № 2 (75). С. 141–153.
10. *Зубов Н. Е., Микрин Е. А., Рябченко В. Н., Поклад М. Н.* Параметризация аналитических законов управления боковым движением летательных аппаратов. – Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Серия: Приборостроение. 2016. № 2. С. 3–17.
11. *Цыбов Н. Н.* Моделирование процессов в электрических цепях в задачах интеллектуальных обучающихся систем. – Практическая силовая электроника. 2018. № 4 (72). С. 47–56.
12. *Тукиаитов Р. Х., Ившин И. В., Исхакова Р. И.* Рекомендации и требования к точности представления энергетических показателей. Мат. Респуб. науч. конф. “Актуальные вопросы подготовки кадров по специальностям энергетики”. – Сумгаит: Сумгаитский государственный университет, 2019. С. 49–52.
13. *Смирнов А. Д.* Расчет радиационных параметров электронного перехода $A^1 + - X^1$ молекулы KLi. – Вестник МГТУ им. Н. Э. Баумана. Серия: Естественные науки. 2017. № 1. С. 112–123.
14. *Абузяров Т.Х., Плехов А.С., Дарьенко А.Б., Ермолаев А.И.* Разработка модели системы высококачественного электропривода постоянного тока. – Вестник ИГЭУ. 2020. № 1. С. 31–45.
15. *Charman P. L., Sudhoff S. D., Whitcomb C.* Multiple Referenc Frame. Analysis of Non-Sinusoidal Brushles DC Drives. IEEE Transactions on Energy Conversion. 1999. V. 14. No 3. P. 440-446.
16. *Нуеун Хыу Нам, Мыцык Г. С.* Об управлении асинхронным генератором двойного питания при переменной частоте вращения вала в режиме параллельной его работы с сетью. – Практическая силовая электроника. 2018. № 4 (72). С. 2–12.
17. *Туманов Л. В., Косов Д. А., Федоренков Д. И.* Реализация степенного закона Рамберга- Осгуда в конечно-элементном комплексе ANSYS. – Труды Академэнерго. 2020. № 1 (58). С. 44–61.
18. *Манукян А. П.* Быстродействующие бесконтактные стабилизаторы напряжения силовых трансформаторов. – Практическая силовая электроника. 2019. № 1 (73). С. 15–19.
19. *Тукиаитов Р. Х.* Алгоритм оптимального отображения показателей стаботработки на экспериментальных кривых. Научно-практическая конференция по актуальным вопросам информатики, вычислительной техники, информационной безопасности: тез. докладов. – Казань: КГТУ, 2001. С. 74–75.
20. *Тукиаитов Р. Х.* Основы динамической метрологии и анализа результатов статистической обработки (биология, медицина, химия, физика). – Казань: Мастер Лайн, 2001. – 284 с.
21. *Родионов Р. В.* Тягово-энергетические характеристики привода троллейбуса и алгоритм управления тяговым асинхронным двигателем. – Электротехника. 2011. № 12. С. 4–9.
22. *Хрусталев В. А., Гариевский М. В.* Системные преимущества модернизации главных циркуляционных насосов АЭС с ВВЭР с установкой частотно-регулируемых приводов. – Труды Академэнерго. 2019. № 2 (55). С. 63–73.
23. *Исмагилов Т. А., Шахмаева А. Р., Шангареева Б. А., Саркаров Т. Э.*

- Методы монтажа кристаллов при производстве кремниевых транзисторных структур. – Изв. вузов. 2020. Т. 63. № 1. С.61–69.
24. Сырнева А. С., Михайлова Д. С. Экспериментальные исследования оптических резонансных систем Фабрио-Перо с зеркалами полного внутреннего отражения. – Научный вестник Новосибирского государственного технического университета. 2019. Т. 75. № 2. С. 115–126.
 25. Даминов А. З., Камалов Р. Ф., Соломин И. Н. Моделирование рабочего колеса турбодетандера термоэлектрической установки по циклу Ренкина на органическом хладоне. – Труды Академэнерго. 2019. № 2 (55). С. 36–45.
 26. Зарубин В. С., Новожилова О. В., Шишкина С. И. Оценка упругих характеристик композита с короткими изотропными волокнами. – Вестник МГТУ им. Н. Э. Баумана. Серия: Естественные науки. 2017. № 1. С. 4–14.
 27. Львов С. Г., Куковицкий Е. Ф. Исследование бинарных расплавов металлов подгруппы меди (медь, серебро, золото) с эрбием методом ЭПР. – Казанский физико-технический институт им. Е. К. Завойского 2019. Ежегодник, 2020. С. 87–93.
 28. Волков М. Ю., Фролова Е. Н., Базан Л. В., Туранова О. А., Гафиятуллин Л. Г., Овчинников И. В. Спиновые свойства комплексов Fe (III) с тетраденатными основаниями Шиффа и фоточувствительными лигандами 4-стирил пиридин. – Казанский физико-технический институт им. Е. К. Завойского 2019. Ежегодник, 2020. С. 100–105.
 29. Fraech Nami, Peter Gast, Edgar Groenen. Rapid Freeze-Quench EPR Spectroscopy: Improved Collection Of Frozen Particles // Applied Magnetic Resonance. 2016. V. 47. № 6. P. 643–653.
 30. Филиппов В. А. Расчет производственного магнитоожидкостного сепаратора немагнитных материалов. – Вестник ИГЭУ. 2020. № 1. С. 45–52.
 31. Камашев А. А., Гарифьянов И. А., Валидов А. А., Фоминов Я. В., Гарифуллин И. А. Эффект сверхпроводящего спинового клапана в структурах со слоем ферромагнитного сплава Гейслера. – ЖЭТФ, Т. 158, вып. 2(8). С. 345–356.
- Тукшаитов Рафаил Хасьянович**, д. б. н., профессор, Заслуженный профессор кафедры “Электрооборудование и электрохозяйство предприятий, организаций и учреждений” Казанского Государственного энергетического университета, тел.: +7 (987) 184-03-15; e-mail: trh_08@mail.ru.

Требования к авторам для публикации в журнале “Практическая силовая электроника” (ПСЭ)

Публикация в журнале 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: 111033, г. Москва, Золоторожский Вал, 11, стр. 26, ООО “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 *MathType* (стиль математический). **Обозначения в тексте, по возможности, не делать в редакторе формул;**
- ☞ Шрифт обозначений устройств (*C* – 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_{м1}* и т. п.) – в индексе, шрифт прямой.
- ☞ Шрифт обозначений параметров (*C* – емкость, *I* – ток, *L* – индуктивность и т. п.) – наклонный:
 - буквенное, цифровое, буквенное + цифровое окончания обозначения параметров (*I₁*, *L_S*, *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, СМΥК.

График выхода журнала

1-й выпуск года (№ 1)	2-й выпуск года (№ 2)	3-й выпуск года (№ 3)	4-й выпуск года (№ 4)
2-я декада марта	2-я декада июня	2-я декада сентября	2-я декада 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