Периодический научно- технический журнал

Орган Секции "Научные проблемы электропитания" Научного совета РАН по комплексной проблеме "Электрофизика, электроэнергетика и электротехника"



Главный редактор

А. В. Лукин, д. т. н., профессор, академик АЭН РФ, генеральный директор АО "ММП-Ирбис"

Заместитель главного редактора

В. В. Крючков, к. т. н., доцент кафедры микроэлектронных 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"

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

С. В. Аверин, заведующий кафедрой микроэлектронных электросистем МАИ, к. т. н., доцент

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

Издатель и учредитель — Закрытое Акционерное Общество "ММП-Ирбис"

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

Отпечатано в типографии ООО "Юнион Принт", г. Нижинй Новгород, Окский съезд, д. 2.

Подписано в печать 03.12.2018. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

111024, Москва, Андроновское шоссе, 26, АО "ММП-Ирбис"; тел./факс: (495) 987-10-16; e-mail: **9871016@mmp-irbis.ru**

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

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

I рактическая С иловая 3 лектроника

№ 4 (72)/2<mark>018</mark>

Содержание

Нгуен Хыу Нам, Г. С. Мыцык Об управлении асинхронным генератором двойного питания при переменной частоте вращения вала в режиме параллельной его работы с сетью......2

Требования к авторам24

Е. В. Машуков, Г. М. Ульященко, Д. А Шевцов

Р. Х. Тукшаитов

Определение уровня нелинейных искажений входного тока разных типов нагрузок на основе измерения коэффициента мощности и его сомножителя соsф.....30

А. А. Миронов

К. К. Крутиков, В. В. Рожков, И. Е. Леонов, Д. В. Белоусов, Д. А. Романов, К. А. Рудняков

Н. Н. Цыбов

Моделирование процессов в электрических цепях в задачах интеллектуальных обучающих систем47

Компьютерная верстка: В. В. Крючков

Журнал "Практическая силовая электроника" является периодическим печатным изданием, специализирующимся на распространении информации производственно-практического характера. Содержит научную, научно-техническую, статистическую информацию. Классификация данной информационной продукции согласно № 436-ФЗ "О ЗАЩИТЕ ДЕТЕЙ ОТ ИНфОРМАЦИИ, ПРИЧИНЯЮЩЕЙ ВРЕД ИХ ЗДОРОВЬЮ И РАЗВИТИЮ" осуществлена производителем. Оборот данного издания допускается без знака информационой продукции.

Нгуен Хыу Нам, Г. С. Мыцык

ОБ УПРАВЛЕНИИ АСИНХРОННЫМ ГЕНЕРАТОРОМ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ ПРИ ПЕРЕМЕННОЙ ЧАСТОТЕ ВРАЩЕНИЯ ВАЛА В РЕЖИМЕ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ЕГО РАБОТЫ С СЕТЬЮ

Nguyen Huu Nam, G. S. Mytsyk

В работе представлены результаты имитационного компьютерного моделирования (ИКМ) асинхронного генератора двойного питания (АГДП) в режиме его параллельной работы с сетью при положительных и отрицательных значениях скольжения и отдачи в сеть только активной мощности. Реализация этого режима обеспечивается использованием обратимого преобразователя частоты, включенного между роторной обмоткой и сетью и выполненного в виде двух последовательно включенных по цепи постоянного тока четырехквадрантных преобразователей – ЧКП1 и ЧКП2. Рассмотрены вопросы синтеза систем управления ими, реализующих принцип векторного управления. Создана комплексная модель этих систем управления в среде МАТLAB/Simulink. Предложенные в статье подходы, разработанные модели и полученные результаты создают информационно-методическое обеспечение, необходимые для разработки (проектиро-вания) генерирующих систем данного класса.

Ключевые слова: асинхронный генератора двойного питания, преобразователь частоты, четырехквадрантные преобразова-тели, частотное векторное управление, регулятор, имитационное компьютерное моделирование, синтез контуров регулирования.

В ветро- и гидроэнергетике в качестве преобразователя механической энергии приводного вала с переменной частотой вращения в электрическую энергию часто используется асинхронная машина (АМ) с фазным ротором (АМФР), работающая либо автономно, либо параллельно с промышленной сетью. В последнем варианте статорную и роторную обмотки АМ определенным образом подключают к сети, и поэтому такую генерирующую систему в литературе обозначают как АМ двойного питания – АМДП [1]. Здесь рассматривается электротехнический комплекс (ЭТК), включающий в себя АМДП с обратимым преобразователем частоты (ПЧ), который установлен в цепи между роторной обмоткой и сетью (рис. 1). Такая структура ЭТК является составной частью ветроэлектрической установки (ВЭУ). В настоящее время она наиболее часто используются при построении ВЭУ больших мощностей. Ее исследованию посвящена, например, работа [1]. Настоящая работа является ее продолжением.

Ранее в [1], получены следующие результаты:

1. В полном объеме описана методика теоретического расчета режимов работы асинхронного генератора двойной питания (АГДП) с уравнениями, схемой замещения, исходными данными, результатами расчетов в *abc* системе координат и с их анализом.

On control of doubly-fed induction generator at varying rotation frequency in power grid connected operation mode

The article presents computer simulation results of doubly fed induction generator (DFIG) in grid-connected operation at rotation frequencies higher and lower the synchronous one, and feeding only active power to the grid. The stator circuit is directly connected to the grid while the rotor winding is connected via slip-rings to a three-phase converter and made in the form of two back-to-back inverters and a DC-link. The problems of control systems synthesis that implement the vector control principle are considered. A model of these control systems was created with MATLAB/Simulink software. The approaches, suggested in the article, models de-veloped and results obtained create information and methodological provision for the DFIG generating systems development.

Keywords: doubly fed induction generator, frequency converter, four-quadrant converters, frequency vector control, regulator, comput-er simulation, control loop synthesis.

2. Выполненные расчеты и полученные результаты имитационного компьютерного моделирования (ИКМ) статических режимов АГДП при заданных условиях по частоте вращения и генерируемой мощности позволили определить перечень требований к структурной и алгоритмической организации одного звена ПЧ (из двух), а именно – ЧКП1.

3. Изложена концепция синтеза СУ1 (для ЧКП1), обеспечивающая регулирование электромагнитного





момента АГДП (активной мощностью статора) и реактивной мощностью, потребляемой АМ.

4. Проведенное на основе ИКМ исследование системы генерирования на базе АГДП позволило подтвердить достаточно высокую адекватность его модельного описания, соответствие проектному замыслу и дает необходимое для грамотного (системного) проектирования представление о физической сущности рабочих процессов в ней, а также о требованиях к компетенциям разработчиков таких систем.

Вновь полученные результаты

На первом этапе исследования (в [1]) было принято упрощение: в роторной цепи постоянного тока (ЦПТ), т.е. на выходе ЧКП1 вместо ЧКП2 (см. рис.2) использовалось идеальное звено — аккумулятор (А), способный отдавать и принимать энергию. В данной работе аккумулятор заменен на ЧКП2 и излагается концепция синтеза его системы управления — СУ2. На рис. 2 в структурнофункциональном виде представлена вся совокупность датчиков, которые необходимы для функционирования двух систем управления — СУ1 и СУ2.

Сформулируем перечень требований, которые должна выполнять СУ1 и СУ2:

 в них должны быть заложены алгоритмы управления, обеспечивающие формирование напряжений ЧКП1 и ЧКП2 на стороне переменного тока с ШИМ по синусоидальному закону, который обеспечивает заданные допустимые искажения отдаваемого в сеть тока; – напряжения ЧКП1 и ЧКП2 должны быть регулируемыми по уровню и по частоте;

— при переходе из области скольжений s > 0 в область s < 0 порядок чередования фаз в ЧКП1 должен автоматически изменяться на обратный;

 – СУ1 и СУ2 должны обеспечить при ниже синхронной, выше синхронной и синхронной частоте вращения вала обмен с сетью активной мощностью при нулевой реактивной составляющей;

 – должен быть обеспечен контроль электромагнитного момента и частоты вращения вала AM;

ПЧ должен содержать также накопительный конденсатор, включенный в цепь постоянного тока (ЦПТ) между ЧКП1 и ЧКП2.

Синтез системы управления ЧКП2

В принципе, когда AM работает в режиме ниже синхронной скорости, ЧКП2 не требуется, потому что управление мощностью (и ослабление высших гармоник тока в роторе) могут быть достигнуты с использованием только ЧКП1 с источником ЭДС в цепи постоянного тока.

В режиме работы при выше синхронной скорости АГДП генерирует в сеть активную мощность не только статора, но и ротора. Таким образом, при выше синхронной скорости ЧКП2 должен использоваться для передачи активной мощности от ЧКП1 в сеть, а при ниже синхронной скорости для питания ЧКП1 напряжением постоянного тока.



Рис. 2. Упрощенная структурно-функциональная блок-схема ЭТК для ВЭУ на базе АГДП и ПЧ в виде четырехквадрантных преобразователей – ЧКП1 и ЧКП2 с ШИМ выходного напряжения: $L_{af}-L_{cf}$ – сопрягающие дроссели; С – накопительный конденсатор; ДТ_r, ДТ_s, ДТg – датчики токов ротора, статора и ЧКП2; ДHs, ДHg, ДHC – датчики напряжений статора, сети и на накопительном конденсаторе; ДС – датчики скорости ротора; СУ1 и СУ2 – система управлении ЧКП1 и ЧКП2; u_{as} , u_{ss} , i_{as} , i_{as} , i_{as} , i_{cs} – статорные напряжения и токи фаз $a, b, c; i_{ag}, i_{bg}, i_{cg}$ – выходные токи фаз $a, b, c; i_{ag}, i_{bg}, i_{cg}$ – сетевые напряжения фаз $a, b, c; s_{ar}, S_{ar'}, S_{br}, S_{br'}, S_{cr}, S_{cg'}, S_{ag}$, и $S_{ag'}$, S_{bg} , S_{cg} , S_{cg} , S_{cg} , C_{cg} – выходные сигналы СУ1 и СУ2; U_{dc} – напряжение накопительного конденсаторе; Ω_m – угловая скорость вала

Для заданного функционирования СУ2 измеряют ток и напряжение сети, напряжение ЦПТ с использованием датчика тока сети (ДТg), напряжения сети (ДH_g) и напряжения на конденсаторе (ДH_c) (рис. 2) и формируют параметры сигналов задания μ_2 и θ_2 (в соответствии с [2]) для ЧКП2. Функциональная задача СУ2 (рис. 3) – поддерживать постоянство напряжения U_{dc} ЦПТ независимо от скольжения, напряжения сети и обеспечивать управление обменом реактивной энергией между ротором и сетью – Q_g . Выходная частота напряжения и тока ЧКП-2 постоянна и равна частоте сети.

Модельное описание ЧКП2, фильтра и сети

Для синтеза системы управления СУ2, формирующей параметры сигналов задания μ_2 и θ_2 (с целю отдачи в сеть только активной мощности), нужно иметь математическую модель системы ЧКП2 — фильтра и сети.

В схеме замещения на рис. 4 ЧКП2 и сеть представлены соответственно источниками переменного напряжения.

Модельное описание (МО) схемы замещения по рис. 4 может быть представлено в следующем виде:

$$u_{af} = R_f i_{ag} + L_f \frac{di_{ag}}{dt} + u_{ag};$$

$$u_{bf} = R_f i_{bg} + L_f \frac{di_{bg}}{dt} + u_{bg};$$

$$u_{cf} = R_f i_{cg} + L_f \frac{di_{cg}}{dt} + u_{cg},$$

(1)

где L_f – индуктивность фильтра (Гн); R_f – резистивная часть фильтра (Ом); u_{af} , u_{bf} , u_{cf} – выходные напряжения ЧКП2 (В); u_{ag} , u_{bg} , u_{cg} – напряжения сети (В), с электрической угловой частотой ω_s (рад/с); i_{ag} , i_{bg} , i_{cg} – токи, протекающие через фильтр (А).

Активная — P_{ag} и реактивная — Q_{ag} мощности по основной гармонике, рассчитанные для фазы а сети, имеют вид:



Рис. 3. Фрагмент ЭТК – схема подсистемы "ЧКП2 – сеть" и СУ2



Рис. 4. Упрощенная схема замещения системы ЧКП2, фильтра и сети

$$P_{ag} = \left| \dot{U}_{ag} \right| \cdot \left| \dot{I}_{ag} \right| \cdot \cos \varphi_{g};$$

$$Q_{ag} = \left| \dot{U}_{ag} \right| \cdot \left| \dot{I}_{ag} \right| \cdot \sin \varphi_{g};$$
(2)

Для ЧКП2 существуют два особых режима работы: передача только активной мощности в обоих направлениях (положительном и отрицательном при $\cos\varphi_g = 1$), то есть при нулевом обмене реактивной мощностью с сетью ($Q_g = 0$). На рис. 5 показаны эти два частных случая, когда ток, потребляемый ЧКП2, совпадает по фазе (он получает питание от сети – рис. 5*a*) или сдвинут на 180° (ЧКП2 отдает в сеть активную мощность – рис. 5*б*) относительно напряжения сети.

Рис. 5. Векторные диаграммы напряжения, тока сети и фильтра при $\cos \phi_{2(1)} = 1$: $a - P_g > 0$ – режим ниже синхронной скорости; $\delta - P_g < 0$ – режим выше синхронной скорости

Модельное описание цепи постоянного тока

На стороне постоянного тока ЧКП1 и ЧКП2 (т. е. в их ЦПТ) должен устанавливаться накопительный конденсатор С. Накопленная в нем энергия определяется следующим образом: $W_C = CU_{dc}^2/2$. Рис. 6 иллюстрирует возможную модель ЦПТ.

В пренебрежении высшими гармониками напряжения, вызванными переключениями ключей ЧКП и потерями в них, а также полагая, что его входная мощность при этом должна быть равна его выходной мощности, можно получить следующую модель:

$$\frac{1}{2} \cdot C \cdot \frac{dU_{dc}^2}{dt} = P_g - P_r \Longrightarrow C \cdot U_{dc} \cdot \frac{dU_{dc}}{dt} = P_g - P_r, \quad (3)$$

где P_g — мощность, отдаваемая в сеть через ЧКП2, и P_r — мощность ротора (по основным гармоникам с учетом указанных допущений). Эти величины определяются также следующим образом:

$$P_{g} = 3 \cdot U_{g} \cdot I_{g} \cdot \cos\varphi_{g};$$

$$P_{r} = 3 \cdot U_{r} \cdot I_{r} \cdot \cos\varphi_{r}.$$
(4)

Для получения модели ЦПТ необходимо вычислить постоянное напряжение U_{dc} . Оно зависит от тока через конденсатор:

$$U_{dc} = \frac{1}{C} \int i_{\rm C} dt.$$
 (5)

Ток через конденсатор можно найти так:

$$i_{\rm C} = i_{r_{_dc}} - i_{g_{_dc}},$$
 (6)

где i_{g_dc} — ток (А), протекающий от накопительного конденсатора к ЧКП2, i_{r_dc} — ток (А), текущий от ЧКП1 к конденсатору.

Используя модели (3)–(6), а также соответствующую информацию из [3, 4], можно убедиться в возможности поддержания постоянного значения напряжения в ЦПТ независимо от скольжения.

Синтез системы управления СУ2

Таким образом, как показано выше, для решения задачи синтеза СУ2, удовлетворяющей условиям U_{dc} = const и обмену только активной мощностью с сетью, необходимо иметь МО (1)–(6), а также знание способов преобразования координат и теории автоматического управления. Для дальнейшего упрощения МО (1) и (2) до ниже приведенного вида используется пространственный вектор напряжения сети \dot{U}_{o} в

Рис. 6. Цепь постоянного тока (ЦПТ)

синхронно вращающейся системе координат *dq* [5], совмещенный с осью *d*:

$$u_{df} = R_{f} \cdot i_{dg} + L_{f} \cdot \frac{di_{dg}}{dt} + u_{dg} - \omega_{s} \cdot L_{f} \cdot i_{qg};$$
(7)

$$u_{qf} = R_{f} \cdot i_{qg} + L_{f} \cdot \frac{di_{qg}}{dt} + \omega_{s} \cdot L_{f} \cdot i_{dg};$$
(7)

$$P_{g} = \frac{3}{2}u_{dg} \cdot i_{dg} = \frac{3}{2}|\dot{U}_{g}| \cdot i_{dg} = \frac{1}{K_{Pg}} \cdot i_{dg};$$
(8)

$$Q_{g} = -\frac{3}{2}u_{dg} \cdot i_{qg} = -\frac{3}{2}|\dot{U}_{g}| \cdot i_{qg} = \frac{1}{K_{Qg}} \cdot i_{qg}.$$
(8)

В обычных условиях значение напряжения сети $|\dot{U}_g|$ можно принять постоянным. Именно с учетом этого получены независимые выражения (7), (8), из которых видно, что ток i_{dg} ответственен за активную мощность – P_g , а за реактивную мощность – Q_g отвечает ток i_{qg} .

На основании уравнений (3)–(6) для ЦПТ и уравнений (7), (8) для системы ЧКП2, построена структурная схема СУ2, показанная на рис. 7.

Имитационное компьютерное моделирование АГДП

На рис. 8 в структурном виде представлена ИКмодель АГДП в ПО *МАТLAB/Simulink*, включающая в себя: АМФР (мощностью $P_{Hs} = 160$ кВт, с номинальной частотой вращения $n_{H} \approx 1500$ об/мин, параметры которой представлены в [1]); ЧКП1 и ЧКП2 на базе *IGB*-транзисторов и их СУ1 и СУ2; *L*-фильтр (L = 5 мГн); С – конденсатор (C = 80 мФ); сеть, датчики токов (ДТ) и напряжений (ДН). В процессе исследования ИК-модели изменялись: крутящий момент АМ от 0 до его номинального значения и частота вращения вала АМ в пределах $0,7n_{H}-1,3n_{H}$. Такая система позволяет получить переменный ток стабильной частоты при изменяющейся частоте вращения вала генератора.

Некоторые результаты ИКМ представлены на рис. 9–13, где приведены временные диаграммы и спектрограммы токов и напряжений в системе в режиме параллельной ее работы с трехфазной сетью 400 В/50 Гц при скольжении $s = \pm 0,3$ и s = 0 для крутящего момента $M_{3M} = -612$ Н · м.

Из осциллограмм на рис. 9 видно, что при s < 0, статорная и роторная обмотки АГДП отдают в сеть активную мощность. Из осциллограмм на рис. 10 следует, что при s > 0, статорная обмотка АГДП по-прежнему отдает в сеть активную мощность, но роторная обмотка ее уже потребляет. При синхронной скорости (рис. 11), фазные токи ротора $i_{ar}(t)$, $i_{br}(t)$, $i_{cr}(t)$ имеют нулевую частоту. Заметим, что и в этом режиме их сумма попрежнему равна 0.

Из осциллограммы на рис. 12 следует, что пульсации напряжения на конденсаторе в ЦПТ крайне незначительны (доли Вольт), что свидетельствует о возможности уменьшения его емкости.

Из спектрограммы на рис. 13 следует, что содержание высших гармоник генерируемого в сеть суммарно-

Рис. 7. Структурная схема СУ2, реализующая управление напряжением на конденсаторе – U_{dc} и реактивной мощностью – Q_g АГДП: ПК1 – блок преобразователя координат, осуществляющий обратное преобразование из системы координат dq в систему abc для формирования сигналов задания МШИ ЧКП2; ПК2 – блок преобразователя координат, осуществляющий перевод напряжении сети из системы координат abc в систему координат dq, вращающуюся с синхронной частотой; ПК3 – блок преобразователя координат dq, вращающуюся с синхронной частотой; ПК3 – блок преобразователя координат dq, вращающуюся с синхронной частотой; ПК3 – блок преобразователя координат, осуществляющий перевод токов сети из системы координат – abc в систему координат dq, вращающуюся с синхронной частотой; МШИ – модулятор ширины импульсов управления для транзисторов ЧКП2; РН $_dc$ – регулятор напряжения на накопительном конденсаторе; РТ $_d$ – регулятор составляющей выходного тока ЧКП2 по оси d; РТ $_q$ – регулятор составляющей выходного тока ЧКП2 по оси d; РТ $_q$ – регулятор системы координат связанной со статором

Рис. 8. Структурный вид ИК – модели системы АГДП в MATLAB/Simulink

Рис. 9. Временные диаграммы процессов в АГДП при s = -0,3, $M_{_{3M}} = -612$ Н · м при $f_{_{T}} = 4$ кГц (тактовая частота): $u_{as}(t)$ – сетевое напряжение фазы a ($U_{as} = 230,9$ В); $i_{as}(t)$ – статорный ток фазы a ($I_{as(1)} = 135$ А; $K_{\Gamma_{Ias}} = 3,19\%$; $\phi_{1(1)} = 180,3^{\circ}$); $i_{ag}(t)$ – роторный ток, отдаваемый в сеть с помощью ЧКП2 ($I_{ag(1)} = 39,87$ А; коэффициент гармоник тока – $K_{\Gamma_{Iag}} = 2,51\%$; $\phi_{2(1)} = 180^{\circ}$); $i_{ac}(t)$ – суммарный, отдаваемый в сеть ток фазы a ($I_{a\Sigma(1)} = 174,9$ А; $K_{\Gamma_{Ia\Sigma}} = 2,56\%$; $\phi_{(1)} = 180,3^{\circ}$); $u_{ar}(t)$ – роторное напряжение фазы a ($U_{ar(1)} = 210,3$ В); $i_{ar}(t)$ – роторный ток фазы a ($I_{ar(1)} = 55,76$ А; $K_{\Gamma_{Iar}} = 2,75\%$); $u_{L}(t)$ – напряжение на дросселе ($U_{L(1)} = 62,26$ В); $u_{af}(t)$ – напряжение на выходе ЧКП2 фазы a ($U_{af(1)} = 239,3$ В)

Рис. 10. Временные диаграммы процессов в АГДП при $s = 0,3, M_{_{3M}} = -612 \text{ H} \cdot \text{м}$ при $f_{_{7}} = 4$ кГц: все обозначения величин аналогичны их обозначения м на рис. 9: $U_{as} = 230,9$ В; $I_{as(1)} = 136,1$ А; $K_{\Gamma_{Iac}} = 2,47\%$; $\varphi_{1(1)} = 180,2^{\circ}$; $I_{ag(1)} = 42,24$ А; $K_{\Gamma_{Iac}} = 2,28\%$; $\varphi_{2(1)} = 0^{\circ}$; $I_{a\Sigma(1)} = 93,9$ А; $K_{\Gamma_{Ia\Sigma}} = 3,76\%$; $\varphi_{(1)} = 180,3^{\circ}$; $U_{ar(1)} = 217,6$ В; $I_{ar(1)} = 56,16$ А; $K_{\Gamma_{Iar}} = 2,59\%$; $U_{L(1)} = 66,77$ В; $U_{af(1)} = 240,3$ В

Рис. 11. Временные диаграммы процессов в АГДП при s = 0, $M_{_{9M}} = -612 \text{ H} \cdot \text{м}$ при $f_r = 4 \text{ кГц}$: все обозначения величин аналогичны их обозначения м на рис. 9: $U_{as} = 230.9 \text{ B}$; $I_{as(1)} = 135,6 \text{ A}$; $K_{\Gamma_{las}} = 1,53\%$; $\varphi_{1(1)} = 180,2^{\circ}$; $I_{ag(1)} = 1,02 \text{ A}$; $K_{\Gamma_{lag}} = 86,97\%$; $\varphi_{2(1)} = -4,8^{\circ}$; $I_{a\overline{2}(1)} = 134,5 \text{ A}$; $K_{\Gamma_{lag}} = 1,71\%$; $\varphi_{(1)} = 180,3^{\circ}$; $i_{ar}(t)$, $i_{cr}(t)$ – роторные токи фаз a, b, c ($I_{ar0} = -74,30 \text{ A}$; $I_{br0} = 13,27 \text{ A}$; $I_{cr0} = 61,03 \text{ A}$)

Рис. 12. Осциллограмма напряжения на накопительном конденсаторе в ЦПТ функции времени при неизменной активной мощности, отдаваемой в сеть роторной обмоткой

Рис. 13. Спектрограмма суммарного тока, отдаваемого АГДП в сеть

го тока незначительно ($K_{\Gamma I_{d\Sigma}} = 2,53\%$). Индуктивность фильтра L и значения тактовой частоты ШИМ в процессе параметрического синтеза АГДП выбраны такими, что во всех трех режимах работы (в диапазоне $-0,3 \le s \le 0,3$) и в заданном диапазоне изменения крутящего момента на валу, значение коэффициента гармоник тока – $K_{\Gamma I_{d\Sigma}}$ обеспечивалось меньше 5%.

Было проведено моделирование, при условии того же заданного значения крутящего момента на валу АГФР, для других значений скольжения: выше и ниже синхронной частоты вращения вала, соответственно: s = -0,1; -0,2; 0,1; 0,2, a также при s = 0. Затем было проведено моделирование при тех же значениях скольжений для еще двух значений крутящего момента на валу АГДП: $M_{_{\rm 3M}} = 0,3 \cdot M_{_{\rm H}}$ и $M_{_{\rm 3M}} = 0,9 \cdot M_{_{\rm H}}$ соответственно. Все результаты расчетов приведены в таблицах 1*a*, *б*, *в* и рис. 14–17.

Адекватность полученных результатов исследования подтверждается:

– высокой степенью совпадения (в худшем случае не более 2%) расчетов параметров АГДП (мощностью 160 кВт), полученных на основе ее МО [1], с результатами ИКМ, полученными с помощью ПО *МАТLAB/ Simulink*, что, в частности, подтверждается также и сходимостью с высокой точностью представленных в работе векторных диаграмм;

– выполнением критерия энергетического баланса: во всех режимах отношение активной мощностью АГДП, отдаваемой в сеть, к мощности на валу оказалось 0,96. Полученный результат (при принятых допущениях) близок к проектному замыслу. Отклонение результата от единицы объясняется учетом при исследовании активного сопротивления АГДП и учетом

Таблица 1 а – Полученные на основе ИКМ результаты ЭТК ВЭУ на базе АГДП при М.,, = 0,3М,, f, = 4 кГц, L, = 5 мГн

											- ,						м -,	<i>H</i> , -T		• • • • • •
<i>М_{эм}</i> (Нм)	s		U _{r(1)} (B)	I _{r(1)} (A)	К _{ГІг} (%)	<i>Р_{r(1)}</i> (кВт	, Q) (кВ	r (A)	Ј _{s(1)} (В)	I _{sA(1)} (A)	К _{ГІs} (%)	I _{ga(1)} (A)	К _{Гід} (%)	/ _{Σ(1} (A)		(_{i∑} %)	Р _{s(1)} (кВт)	Q _{s(1)} (кВА)	Р _м (кВт)	КПД (%)
	0,3	0	214	39,26	3,62	14,38	3 20,	69 2	230,9	67,72	4,77	20,71	4,48	47,0	1 7	,68	-46,91	0,33	-33,65	0,97
	0,2	:0	143,5	39,25	3,32	9,69	13,	84 2	230,9	67,57	5,54	13,90	6,08	53,6	7 7	,58	-46,81	0,16	-38,45	0,97
	0,1	0	72,61	39,22	2,56	5	6,9	03 2	230,9	67,27	4,47	7,07	11,55	60,2	0 5	,39	-46,6	0,16	-43,26	0,96
	0,0	17	51,29	39,20	2,14	3,6	4,8	34 2	230,9	67,24	3,74	5,28	17,60	61,9	7 4	,63	-46,58	0,24	-44,7	0,96
	0,0	15	37,07	39,20	1,94	2,66	3,4	15 2	230,9	67,16	3,36	3,98	23,10	63,1	8 4	,08	-46,52	0,08	-45,66	0,96
	0,0	13	22,98	39,19	1,77	1,72	2,0	08 2	230,9	67,11	3,22	2,31	36,43	64,8	0 3	,72	-46,49	0,16	-46,62	0,96
	0,0	1	8,93	39,18	1,82	0,79	0,0	59 2	230,9	67,19	2,98	1,43	61,44	66,7	8 3	,37	-46,54	0,32	-47,59	0,96
-306	-0,	01	2,99	39,17	1,84	-0,0	7 0,3	34 2	230,9	66,98	3,09	0,09	974,78	67,0	3 3	,30	-46,4	0,24	-48,55	0,96
	-0,	02	12,84	39,17	1,72	-0,6	1 1,3	38 2	230,9	66,92	2,93	0,58	149,56	67,5	0 3	,13	-46,35	0,24	-49,03	0,96
	-0,	03	19,88	39,16	1,80	-1,0	3 2,0)7 2	230,9	66,96	2,84	1,52	56,03	68,4	7 3	,00	-46,38	0,32	-49,51	0,96
	-0,	05	34,01	39,16	1,91	-2,0	1 3,4	45 2	230,9	67,05	2,96	2,80	31,08	69,8	4 2	,90	-46,44	0,24	-50,47	0,96
	-0,	07	48,24	39,15	2,20	-2,94	4,8	34 2	230,9	67,05	3,81	4,49	18,68	71,5	4 3	,52	-46,45	0,16	-51,43	0,96
	-0,	10	69,43	39,13	2,54	-4,3	3 6,	9 2	230,9	66,89	4,19	6,19	13,75	73,0	18 3	,74	-46,33	0,16	-52,87	0,96
	-0,	20	140,4	39,08	3,33	-8,9	9 13,	79 2	230,9	66,69	5,58	13,11	6,56	79,8	0 4	,33	-46,19	0,40	-57,68	0,96
	-0,	30	210	39,03	3,81	-13,5	7 20	,5 2	230,9	66,50	6,34	19,85	4,45	86,3	5 5	,06	-46,06	0,32	-62,49	0,95
<i>М</i> _{эм} (Нм)	s	U _{ra} (B)	U _{rb} (B)	U _{rc} (B)	I _{ra} (A)	І _{гь} (А)	I _{rc} (A)	<i>Р</i> , (Вт)	Q _r (BA)	U _{s(1)} (B)	Ι _{s(1)} (A)	К _{Г/s} (%)	/ _{g(1)} (A)	К _{Гід} (%)	<i>I</i> _{Σ(1)} (A)	<i>к_{і∑}</i> (%)	Р _{s(1)} (кВт)	Q _{s(1)} (кВА)	Р _м (кВт)	кпд (%)
-306	0	2,99	0,64	3,63	42,98	8,79	-51,8	321,8	0	230,9	67,07	3,10	0,67	124,65	66,41	3,30	-46,46	0,32	-48,01	0,97
М_{эм} (Нм) -306	s 0	U _{ra} (B) 2,99	U _{rb} (B) 0,64	U _{rc} (B) 3,63	<i>I_{ra}</i> (A) 42,98	<i>I_{rb}</i> (A) 8,79	<i>I_{rc}</i> (A) −51,8	Р, (Вт) 321,8	Q _r (BA)	U _{s(1)} (B) 230,9	<i>I</i> _{s(1)} (A) 67,07	К _{Г/s} (%) 3,10	I g(1) (A) 0,67	К _{Гід} (%) 124,65	<i>I</i> _{Σ(1)} (A) 66,41	К _{їΣ} (%) 3,30	Р _{s(1)} (кВт) -46,46	Q_{s(1)} (кВА) 0,32	Р _м (кВт) -48,01	

					б	– Полу	/ченн	ые на	основе	• ИКМ ре	езультат	ы ЭТК І	ЗЭУ на	базе А	ГДП пр	ои M _э	_ = 0,6	$M_{_{H}}, f_{_{T}} =$	<i>Та</i> (4 кГц, <i>L_f</i>	5лица = 5 мГ
<i>М_{эм} (Нм)</i>		s	U _{r(1)} (В)	I _{r(1)} (A)	κ _{ΓΙr} (%)	Р _{г(} (кВ	1) т)	<i>Q_r</i> (кВА)	U _{s(1)} (B)	I _{sA(1)} (A)	Κ _{Γ/s} (%)	I _{ga(1)} (A)	К _{Гід} (%)	Ι _{Σ(1} (A)) K (%	1Σ 6)	Р _{s(1)} (кВт)	Q _{s(1)} (кВА)	Р _м (кВт)	кпд (%)
	(),30	217,60	56,16	2,59	29,2	28	22,06	230,9	136,1	2,47	42,24	2,28	93,9	0 3,	76	-94,28	0,33	-67,29	0,97
	(0,20	145,80	56,16	2,34	19,	7	14,68	230,9	136	2,73	28,14	3,26	107,9	0 3,	81	-94,21	0,33	-76,9	0,97
	(0,10	74,43	56,10	1,83	10,1	13	7,36	230,9	136,8	2,15	14,36	6,11	121,5	0 2,	66	-94,76	0,5	-86,52	0,98
	(0,07	53,13	56,08	1,61	7,3	3	5,15	230,9	135,8	1,94	10,51	7,96	125,3	0 2,	33	-94,07	0,33	-89,4	0,97
	(),05	38,81	56,07	1,45	5,4	4	3,67	230,9	135,8	1,73	7,87	11,74	127,9	0 2,	07	-94,07	0,33	-91,33	0,97
	(0,03	24,75	56,06	1,51	3,5	5	2,24	230,9	135,7	1,50	5,14	16,75	130,6	i0 1,	77	-94,00	0,49	-93,25	0,97
-612	(0,01	10,53	56,04	1,35	1,6	1	0,74	230,9	135,5	1,37	2,41	38,25	133,1	0 1,	58	-93,86	0,49	-95,17	0,97
	-	0,01	4,71	56,04	1,35	-0,1	29	0,74	230,9	135,5	1,52	0,36	241,8	1 135,9	0 1,	64	-93,86	0,49	-97,09	0,97
	_	0,02	11,42	56,03	1,27	-1,1	24	1,47	230,9	135,6	1,54	1,69	52,21	137,3	0 1,	64	-93,93	0,49	-98,06	0,97
	-	0,03	18,36	56,02	1,30	-2,	17	2,19	230,9	135,6	1,57	3,28	25,55	138,8	0 1,	65	-93,93	0,33	-99,02	0,97
	_	0,05	32,64	56,01	1,40	-4,0	08	3,67	230,9	135,6	1,56	5,74	15,04	141,4	0 1,	55	-93,93	0,49	-100,94	0,97
	-	0,07	46,72	56,00	1,57	-5,9	98	5,09	230,9	135,5	1,85	8,58	10,65	144,1	0 1,	75	-93,86	0,49	-102,87	0,97
	_	0,10	68,26	55,98	1,80	-8,	79	7,35	230,9	135,4	2,09	12,87	6,60	148,3	0 1,	85	-93,79	0,49	-105,75	0,97
	-	0,20	139,60	55,91	2,41	-18,	,25	14,67	230,9	135,2	2,91	26,51	3,72	161,7	0 2,	21	-93,65	0,49	-115,36	0,97
	-	0,30	210,30	55,76	2,75	-27,	,57	21,85	230,9	135,0	3,19	39,87	2,51	174,9	0 2,	56	-93,51	0,65	-124,97	0,97
<i>М_{эм} (Нм)</i>	s	U _{ra} (B)	U _{rb} (B)	U _{rc} (B)	I _{ra} (A)	I _{rb} (A)	I _{rc} (A)	(B	р, Q т) (ВА	r <i>U_{s(1}</i> A) (B)) <i>I_{s(1)}</i> (A)	К _{ГІs} (%)	I _{g(1)} (А)	К _{Гід} (%)	<i>Ι</i> _{Σ(1)} (A)	<i>K_{i∑}</i> (%)	Р _{s(1)} (кВт)	Q _{s(1)} (кВА)	Р _м (кВт)	кпд (%)
-612	0	2.99	0.64	3.63	42.98	8,79	-51.	8 321	.77 0	230.9	67.07	3.1	0.67	124.65	66.41	3.3	-46.40	5 0.32	-48.07	0.97

в – Полученные на основе ИКМ результаты ЭТК ВЭУ на базе АГДП при $M_{_{3M}}$ = 0,6 $M_{_{H}}$, $f_{_{T}}$ = 4 кГц, L_f = 5 мГн

<i>М_{эм} (Нм)</i>	s	<i>U_{r(1)}</i> (В)	<i>I_{r(1)}</i> (A)	К _{ГІ} (%	, Р) (к	r(1) (Вт) (1	<i>Q_r</i> кВА)	U _{s(1)} (B)	I _{sA(1)} (A)	К _{Г/s} (%)	I _{ga(1)} (A)	К _{Гід} (%)	/ _{Σ(1)} (A)	<i>K_{i∑}</i> (%)	Р _{s(} (кЕ	(1) 5T)	Q _{s(1)} (кВА)	Р _м (кВт)	кпд (%)
	0,30	220	76,42	1,9	6 44	4,07 2	24,53	230,9	204,2	1,77	63,94	1,46	140,3	2,80	-14	1,45	0,49	-100,94	0,96
	0,20	148,1	76,33	1,7	8 29	9,83 1	16,13	230,9	204	1,97	43,05	2,25	161	2,67	-14	1,31	0,49	-115,36	0,97
	0,10	76,44	76,26	1,4	3 1:	5,51	8,07	230,9	203,7	1,42	22,50	4,24	181,2	1,79	-14	1,1	0,49	-129,78	0,97
	0,07	54,83	76,24	1,2	6 1	1,18	5,67	230,9	203,6	1,37	16,23	5,34	187,4	1,65	-14	1,03	0,49	-134,11	0,97
	0,05	40,58	76,23	1,1	8 8	,36	4,04	230,9	203,8	1,15	12,10	8,12	191,7	1,37	-14	1,17	0,49	-136,99	0,97
	0,03	26,40	76,21	1,0	9 5	,53	2,41	230,9	203,8	1,12	8,02	11,04	195,7	1,27	-14	1,17	0,49	-139,87	0,97
	0,01	12,10	76,21	1,10	6 2	,65	0,8	230,9	203,6	1,04	3,96	23,67	199,6	1,17	-14	1,03	0,74	-142,76	0,97
-918	-0,01	3,64	76,19	1,12	2 -	0,22	0,8	230,9	203,6	1,10	0,44	224,57	203,9	1,18	-14	1,03	0,49	-145,64	0,97
	-0,02	10,03	76,19	1,0	3 –	1,64	1,6	230,9	203,6	1,01	2,35	36,94	205,9	1,07	-14	1,03	0,74	-147,08	0,97
	-0,03	16,97	76,17	1,0	8 –	3,04	2,41	230,9	203,6	1,13	4,41	19,45	208	1,14	-14	1,03	0,74	-148,52	0,97
	-0,05	31,35	76,17	1,2	2 -	5,92	4,04	230,9	203,6	1,05	8,55	11,78	212,1	0,99	-14	1,03	0,49	-151,41	0,97
	-0,07	45,25	76,15	1,3	0 -	8,74	5,52	230,9	203,5	1,30	12,50	7,19	216	1,19	-140),96	0,74	-154,29	0,97
	-0,10	67,14	76,13	1,4	7 –1	3,06	8,03	230,9	203,4	1,43	18,96	4,77	222,4	1,32	-140),89	0,74	-158,62	0,97
	-0,20	138,8	76,07	1,94	4 -2	27,29 1	16,08	230,9	203,2	1,90	39,41	2,66	242,7	1,50	-140),75	0,74	-173,04	0,97
	-0,25	174,7	76,03	2,0	9 -3	34,40	20,1	230,9	203	1,97	49,83	1,84	252,9	1,50	-140),62	0,74	-180,25	0,97
							-												
М _{эм} (Нм)	s U _{ra} (B	, U _{rb}) (B)	U _{rc} (B)	I _{ra} (A)	I _{rb} (A)	I _{rc} (A)	<i>Р</i> , (Вт)) (BA) (B)) <i>I</i> _{s(1)} (A)	К _{Г/s} (%)	Ι _{g(1)} (A)	К _{Гід} (%)	∑(1) (A)	κ _{iΣ} (%)	Р _{s(1)} (кВт)	Q _{s(1} (кВА) Р _м) (кВт)	кпд (%)
-918	0 2,3	5,07	7,37	32,87	72,46	-105,3	1219,1	1 0	230,9	203,5	1,08	1,72	51,59	201,8	1,18 -	140,96	0,49	-144,2	0,98

в

г

в напряжениях и токах АГДП только их основных гармоник.

Выводы

1. Сформулированы функциональные требования к преобразователю частоты (ПЧ), включенному между роторной обмоткой и сетью и выполненному в виде двух последовательно соединенных четырехквадрантных преобразователей — ЧКП-1 и ЧКП-2 (с алгоритмом управления на основе ШИМ по синусоидальному закону). Произведен для них синтез систем управления (СУ1 и СУ2), основанный на использовании соответствующих координатных преобразований, необходимых для реализации принципа векторного управления АГДП.

2. Разработана ИК-модель АГДП, позволяющая исследовать его свойства и характеристики в режиме параллельной работы с сетью при выше и ниже синхронной скорости, в диапазоне изменения скольжения $-0,3 \le s \le 0,3$, что соответствует кратности изменения частоты вращения вала $-k_n = (1+0,3)/(1-0,3) = 1,85$. Показано, что в этом случае установленная мощность

Рис. 16. Зависимости: *а* – механической мощности; б – отношения полных мощностей статора к ротору и тока ротора в функции скольжения при разных уровнях генерируемой активной мощности статора

преобразователя частоты (ПЧ) составляет 30% от номинальной мощности статорной обмотки АМФР.

3. Основное внимание в работе уделено исследованию и описанию физической сущности процессов в АГДП:

- сформулированы условия, необходимые для генерации статорной обмоткой в сеть (а при *s* < 0 и роторной обмоткой) только активной мощности;
- сформулированы требования к синтезу системы управления ПЧ, реализующие принцип векторного управления АМФР в заданных режимах;
- показано, что наиболее энергоэффективным является режим работы АМФР при s < 0.

4. Разработанная ИК-модель АГДП может быть использована для исследования АГДП в широком диапазоне мощностей. Данный результат можно классифицировать как решение задачи по созданию информационно-методического обеспечения для системного проектирования такого класса ЭТК. В качестве средства исследования использовано программное обеспечение *MATLAB Simulink*.

Литература

 Нгуен Хыу Нам, А. В. Берилов, В. Г. Еременко, Г. С. Мыцык, Мье Мин Тант. Исследование системы генерирования на базе асинхронного генератора двойного питания в режиме параллельной работы с сетью. – Практическая силовая электроника 2018, № 2 (70), С. 2–11.

- 2. *Горякин Д. В., Мыцык Г. С.* Исследование режимов работы трехфазной мостовой инверторной схемы. Электричество, 2012, № 5, С. 23–31.
- Jae-Ho Choi, Hyong-Cheol Kim and Joo-Sik Kwak. Indirect Current Control Scheme in PWM Voltage-Sourced Converter. – Proceedings of the Power Conversion Conference, Nagaoka, August 1997. 277-282 p.
- Juan W. Dixon and Boon-Teck Ooi. Indirect Current Control of a Unity Power Factor sinusoidal Current Boost Type Three-phase Rectifier. – IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 35(4), November 1988, 508-515 p.
- Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. – М.: Академия, 2006. – 265с.

Нгуен Хыу Нам, аспирант, кафедры ЭКАО и ЭТ (Электротехнические комплексы автономных объектов и электрического транспорта) НИУ МЭИ, тел.: 8(963)723-79-16, e-mail: chulinhchi@ gmail.com;

Мыцык Геннадий Сергеевич, д.т.н., профессор кафедры ЭКАО и ЭТ (Электротехнические комплексы автономных объектов и электрического транспорта) НИУ МЭИ, тел.: 8(916)957-39-73, e-mail: mytsykgs@rambler.ru.

А.И.Коршунов

ПЛАВНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ

A. I. Korsunov

Smooth adjustment of inductance coil parameters

Рассмотрена схема высокочастотной коммутации катушек индуктивности позволяющая плавно регулировать их эквивалентную индуктивность. Получена предельная непрерывная модель схемы. Показана ее эквивалентность реальной схеме при достаточно высокой частоте коммутации.

Ключевые слова: индуктивность, плавное регулирование.

Как известно [1], параметрическое управление обладает определенными достоинствами, делающими его в некоторых случаях предпочтительнее сигнального управления. Широкое применение параметрическое управление нашло в радиотехнических и электротехнических устройствах, а также в силовой электронике [2, 3, 4]. При параметрическом управлении желательно именно плавное регулирование параметров. В радиотехнических устройствах, например в параметрических усилителях, плавное регулирование емкости конденсатора, представляющего собой полупроводниковый переход, смещенный в обратном направлении, осуществляется регулированием напряжения смещения [2]. В электротехнике регулирование емкости возбуждающих конденсаторов асинхронного генератора используется, например, для регулирования его выходного напряжения [3]. Поскольку частоты генерируемых напряжений на много порядков ниже, чем в радиотехнике, емкость полупроводникового перехода оказывается ничтожно малой по сравнению с необходимой емкостью. Поэтому используются нелинейные конденсаторы (вариконды). Их емкость изменяется в зависимости от приложенного напряжения благодаря особым свойствам диэлектрика.

В электротехнике широко применяются импульсные методы регулирования не только величин токов и напряжений, но даже их частоты. Последнее время благодаря успехам в силовой электронике и микропроцессорной технике импульсные методы регулирования применяются уже в устройствах, мощность которых достигает десятков MBт.

Это наводит на мысль об импульсном регулировании параметров элементов электрических цепей. Существует возможность "импульсного" регулирования сопротивления резисторов [4] и емкости конденсаторов [5].

Возможность "импульсного" регулирования сопротивления резистора состоит в периодическом замыкании и размыкании контакта, шунтирующего резистор. При высокой частоте переключений в цепи, The article tackles the scheme of an inductance coils high frequency switching allowing smooth control of their equivalent inductance. Limit continuous model of the scheme was obtained. Its equivalence to real scheme at high enough switching frequency was demonstrated.

Key words: inductance, smooth adjustment.

содержащей последовательно включенный дроссель, коммутируемый резистор обладает эквивалентным сопротивлением, равным произведению его номинального сопротивления на относительную длительность части периода коммутации, соответствующей разомкнутому контакту [4]. Это позволяет плавно регулировать сопротивление резистора от 0 до номинального.

Идея импульсного регулирования емкости конденсатора состоит в периодическом подключении параллельно к нему второго конденсатора [5]. При условии поддержания напряжения на втором конденсаторе во время его отключения, равным напряжению на основном конденсаторе, эквивалентную емкость конденсаторов можно плавно изменять от емкости основного конденсатора C_1 до суммарной емкости двух конденсаторов $C_1 + C_2$. Для этого достаточно плавно изменять относительную длительность части периода коммутации, соответствующей параллельному подключению второго конденсатора.

Очевидно, согласно известному в электротехнике принципу дуальности возможно и "импульсное" регулирование индуктивности катушки индуктивности. В предлагаемой статье рассмотрены особенности "импульсного" способа регулирования индуктивности катушки индуктивности.

Идея регулирования индуктивности катушки индуктивности

Рассмотрим две последовательно соединенные катушки индуктивности с индуктивностями L1 и L2 соответственно. Вторая из них периодически отключается и подключается к устройству, обеспечивающему поддержание тока i_2 в отключенной индуктивности L2, равным току i_1 в индуктивности L1. В течение первой части периода переключений Т длительностью τ ключ К₁ находится в положении "1", а ключ К₂ разомкнут. В оставшейся части периода длительностью $T - \tau$ ключ К₁ находится в положении "2", а ключ К₂ замкнут, как показано на рис. 1*а*. К *с*, *d* подключен управляемый источник напряжения, обеспечивающий равенство $i_2 = i_1$.

Положим вначале ключи K_1 , K_2 и катушки индуктивности идеальными, а напряжение на зажимах *a*, *b* u_{ab} = const. В течение первой части периода

$$nT < t < nT + \tau$$

(n -натуральное число) ток i_1 изменяется по линейному закону

$$i_{1}(t) = i_{1}(nT) + \frac{u_{ab}}{L_{1} + L_{2}}(t - nT);$$

$$i_{1}(nT + \tau) = i_{1}(nT) + \frac{u_{ab}}{L_{1} + L_{2}}\tau,$$
(1)

а в оставшейся части периода $nT + \tau < t < (n+1)T - по другому линейному закону:$

$$i_{1}(t) = i_{1}(nT + \tau) + \frac{u_{ab}}{L_{1}}(t - nT - \tau);$$

$$i_{1}[(n+1)T] = i_{1}(nT) + \frac{u_{ab}}{L_{1} + L_{2}}\tau + \frac{u_{ab}}{L_{1}}(nT - \tau) =$$

$$= i_{1}(nT) + \frac{\tau L_{1} + (T - \tau)(L_{1} + L_{2})}{(L_{1} + L_{2})L_{1}}u_{ab} =$$

$$i_{1}(nT) + \frac{TL_{1} + (T - \tau)L_{2}}{(L_{1} + L_{2})L_{1}}u_{ab}.$$
(2)

Очевидно, ток i_1 между зажимами a, b изменяется по закону ломаной линии с чередующимися прямолинейными отрезками, как показано на рис. 16. Наклон на первом участке периода переключения равен $1/(L_1 + L_2)$, а на втором — наклон больше и составляет $1/L_1$.

С уменьшением периода переключений *Т*ломаная линия на рис. 1*б* все меньше отличается от прямой,

имеющей наклон, равный средней скорости изменения тока *i*₁:

$$\frac{i_{1}[(n+1)T] - i_{1}(nT)}{T} = \frac{\left[TL_{1} + (T-\tau)L_{2}\right]}{(L_{1} + L_{2})L_{1}T}u_{ab} = \frac{u_{ab}}{L_{_{3KB}}}, \quad (3)$$

rde $L_{_{3KB}} = \frac{(L_{1} + L_{2})L_{1}}{L_{1} + (1-\gamma)L_{2}}; \ \gamma = \frac{\tau}{T}.$

Очевидно, что прямолинейный закон изменения тока i_1 между зажимами a, b, к которому неограниченно приближается при $T \to \infty$ реальный закон изменения тока получается при одной эквивалентной катушке индуктивности с индуктивностью L_{3KB} (3).

Таким образом, в идеальном случае при достаточно высокой частоте коммутации ключей K₁, K₂ можно плавно регулировать индуктивность между зажимами *a*, *b*, изменяя относительную длительность подключения катушки с индуктивностью L₂, равную $\gamma = \tau/T$. Очевидно, что при изменении τ от 0 до *T*, а $\gamma = \tau/T$ от 0 до 1, L_{экв} будет изменяться в пределах от L₁ до L₁ + L₂. Чем больше первая часть периода, равная τ , в течении которой катушка вторая индуктивности подключена последовательно с первой катушкой, тем больше величина эквивалентной индуктивности L_{экв}.

Рассмотренная идея плавного регулирования индуктивности имеет один существенный недостаток, усложняющий ее реализацию, — необходимость поддерживать ток в отключенной второй катушке с индуктивностью L_2 равным току в основной катушке индуктивности L_1 для исключения недопустимых перенапряжений на ключе K_1 в момент их последовательного соединения.

Однако, учитывая высокую частоту коммутации $(T \rightarrow \infty)$ можно считать, что за время $T - \tau$ ток i_1 в цепи первой (основной) катушки индуктивности изменится незначительно, а ток i_2 во второй катушке, замкнутой в этой части периода накоротко, практически не изменится. Учитывая малую разницу токов $i_1 - i_2$ и большое, но конечное сопротивление разомкнутого ключа K_2 , можно получить вполне допустимое напряжение на закрытом K_2 . Однако, регулирование эквивалентной индуктивности оказывается невозможным.

Физически невозможность регулирования индуктивности объясняется тем, что увеличение напряжения на катушке L_2 при выравнивании токов в катушках вызывает уменьшение тока в катушке L_1 . В результате нарастание тока замеляется и ток нарастает так, как если бы катушки соединялись последовательно в течение всего периода переключений. Значение γ полагается при этом отличным от 0.

Для доказательства этого рассмотрим процесс выравнивания токов в катушках, считая ключи идеальными и пренебрегая активным и сопротивлениями катушек индуктивности.

В конце *n*-го периода коммутации *nT* < *t* < (*n* + 1)*T* токи в первой и второй катушках индуктивности имеют соответственно значения

$$i_{1}\left[(n+1)T-0\right] = i_{1}(nT+0) + \frac{u_{ab}}{L_{1}+L_{2}}\gamma T + \frac{u_{ab}}{L_{12}}(1-\gamma)T,$$
$$i_{2}\left[(n+1)T-0\right] = i_{2}(nT+0) + \frac{u_{ab}}{L_{1}+L_{2}}\gamma T.$$

Процесс выравнивания токов при идеальных ключах происходит мгновенно под действием практически равных и противоположно направленных напряжениях на катушках [6, стр. 334]. Следуя подходу, использованному в фундаментальном учебнике [6], несложно получить уравнение

$$L_1 \{ i_1 [(n+1)T+0] - i_1 [(n+1)T-0] \} =$$

= $-L_2 \{ i_2 [(n+1)T+0] - i_2 [(n+1)T-0] \}.$

Физически полученное уравнение означает, что суммарное потокосцепление катушек за исчезающе малое время процесса выравнивания токов в них практически не изменится.

Из полученного уравнения с учетом равенства токов катушек в начале каждого периода коммутации

$$i_1(nT+0) = i_2(nT+0), i_1[(n+1)T+0] = i_2[(n+1)T+0].$$

Получаем (*).

Таким образом, в результате выравнивания токов катушек в начале каждого очередного периода коммутации ток в катушках принимает такое же значение как при сохранении их последовательного соединения в предыдущем периоде. Иначе говоря, без поддержания тока в отключенной катушке индуктивности L_2 , равным току в катушке L_1 , управление величиной индуктивности осуществить невозможно. Следовательно, введение устройства, поддерживающего ток в отключенной катушке L_2 , равным току во включенной катушке L_1 , необходимо.

Следует отметить, что процесс выравнивания токов сопровождается потерей энергии, вследствие чего энергия катушек после выравнивания токов меньше, чем в момент его начала.

Не останавливаясь на технической реализации, имеющей очевидно множество вариантов, рассмотрим схему с управляемым генератором напряжения (ГН), представленную на рис. 2.

Предельная непрерывная модель схемы плавного регулирования параметров катушки индуктивности

Для анализа свойств схемы рис. 2 при высокой частоте коммутации получим ее предельную непре-

Рис. 2. Принципиальная схема плавного регулирования индуктивности

рывную модель [7]. При этом учтем активные сопротивления катушек r_1 и r_2 , а также сопротивления rзамкнутых и R – разомкнутых ключей K_1 и K_2 .

Для первой части периода переключений $nT < < t < nT + \tau$ эквивалентная схема, представленная на рис. 3*a*, описывается уравнением (4):

$$\begin{cases} i_{1} - i_{2} + i_{3} - i_{4} = 0; \\ i_{2} - i_{3} - i_{4} = 0; \\ L_{2} \frac{di_{2}}{dt} + r_{2}i_{2} - R_{4}i_{4} + ri_{5} = 0; \\ L_{1} \frac{di_{1}}{dt} + r_{1}i_{1} + L_{2} \frac{di_{2}}{dt} + r_{2}i_{2} + ri_{5} = u_{ab}; \\ L_{2} \frac{di_{2}}{dt} + r_{2}i_{2} + Ri_{3} = 0. \end{cases}$$

$$(4)$$

Для второй части периода $nT + \tau < t < (n + 1)T$ эквивалентная схема, представленная на рис. 36, описывается системой уравнений (5):

$$\begin{cases} i_{1} - i_{2} + i_{3} - i_{4} = 0; \\ i_{2} - i_{3} - i_{5} = 0; \\ L_{2} \frac{di_{2}}{dt} + r_{2}i_{2} - ri_{4} + Ri_{5} = 0; \\ L_{1} \frac{di_{1}}{dt} + r_{1}i_{1} + L_{2} \frac{di_{2}}{dt} + r_{2}i_{2} + Ri_{5} = u_{ab}; \\ L_{2} \frac{di_{2}}{dt} + r_{2}i_{2} + ri_{3} = k(i_{1} - i_{2}). \end{cases}$$
(5)

где k – коэффициент преобразования ГН, $[k] = B/A = O_M$.

Состояние схемы определяет вектор фазовых координат $I = [i_1, i_2]^T$, T - знак транспонирования. В пространстве состояний системы уравнений (4) и (5) записываются в векторно-матричной форме соответственно в виде

$$i_{1}\left[(n+1)T+0\right] = i_{2}\left[(n+1)T+0\right] = i_{2}\left[(n+1)T+0\right] = i_{1}\left[L_{1}\left[L_{1}\left[u_{1}\left(nT+0\right)+\frac{u_{ab}\gamma T}{L_{1}+L_{2}}+\frac{u_{ab}\left(1-\gamma\right)T}{L_{1}}\right]+L_{2}\left[L_{2}\left(nT+0\right)+\frac{u_{ab}\gamma T}{L_{1}+L_{2}}\right]\right] = (*)$$

$$= i_{1}\left(nT+0\right)+\frac{u_{ab}T}{\left(L_{1}+L_{2}\right)^{2}}\left[\gamma L_{1}+\left(1-\gamma\right)\left(L_{1}+L_{2}\right)+\gamma L_{2}\right] = i_{1}\left(nT+0\right)+\frac{u_{ab}T}{L_{1}+L_{2}}.$$

Рис.3. Эквивалентные схемы: *а* – для первой части периода переключений, *б* – для второй части периода

$$\frac{d}{dt}I = A_1I + h_1u_{ab}, \qquad (4a)$$

где

$$A_{1} = \left\| b_{ij} \right\|_{1}^{2} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{1}} \left[r_{1} + \frac{R(R+r)}{2R+r} \right] & \frac{1}{L_{1}} \frac{R^{2}}{2R+r} \\ \frac{1}{L_{2}} \frac{R^{2}}{2R+r} & -\frac{1}{L_{2}} \left[r_{2} + \frac{R(R+r)}{2R+r} \right] \end{bmatrix};$$
$$h_{1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{1}} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

где

$$A_{2} = \left\| c_{ij} \right\|_{1}^{2} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{1}} \left[r_{1} + \frac{r(R+r)}{R+2r} + \frac{rk}{R+2r} \right] & \frac{1}{L_{1}} \frac{r(r+k)}{R+2r} \\ \frac{1}{L_{2}} \left[\frac{r^{2}}{R+2r} + \frac{k(R+r)}{R+2r} \right] & -\frac{1}{L_{2}} \left[r_{2} + \frac{(R+r)(r+k)}{2R+r} \right] \end{bmatrix};$$

$$h_{2} = h_{1}.$$

 $\frac{d}{dt}I = A_2I + h_2u_{ab},$

Предельная непрерывная модель [7] схемы рис. 2 описывается уравнением

$$\frac{d}{dt}I = AI + hu_{ab}, \qquad (6)$$

где
$$A = \gamma A_1 + (1 - \gamma)A_2 = ||a_{ij}||_1^2;$$

 $h = \gamma h_1 + (1 - \gamma)h_2 = \lfloor 1/L_1 \quad 0 \rfloor^T;$
 $a_{11} = -\frac{1}{L_1} \left[r_1 + \gamma \frac{R(R+r)}{2R+r} + \frac{r(1 - \gamma)(R+r+k)}{R+2r} \right];$
 $a_{12} = \frac{1}{L_1} \left[\frac{\gamma R^2}{2R+r} + \frac{r(r+k)(1 - \gamma)}{R+2R} \right];$
 $a_{21} = \frac{1}{L_2} \left\{ \frac{\gamma R^2}{2R+r} + \frac{(1 - \gamma)[r^2 + (R+r)k]}{R+2r} \right\};$

$$a_{22} = -\frac{1}{L_2} \left\{ r_2 + (R+r) \left[\frac{\gamma R}{2R+r} + \frac{(1-\gamma)(r+k)}{R+2r} \right] \right\}$$

Переходя в системе (6) к изображениям по Лапласу и решая ее относительно изображения вектора $I(p) = [I_1(p), I_2(p)]^T, T - знак транспонирования,$ получаем

$$I(p) = [pE - A]^{-1} h U_{ab}(p),$$
(7)

где $U_{ab}(p)$ – изображение по Лапласу напряжения $u_{ab}(t)$. Из выражения (7) получаем изображение тока i_1 :

$$I_{1}(p) = c^{T} [pE - A]^{-1} h U_{ab}(p) = W(p) U_{ab}(p);$$

$$c^{T} = [1, 0],$$
(8)

где $W(p) = I_1(p)/U_{ab}(p) = c^T [pE - A]^{-1}$ – передаточная функция цепи по току i_1 .

Вычисление передаточной функции и разложение на простейшие дроби дает:

$$W(p) = \frac{I_{1}(p)}{U_{ab}(p)} = \frac{1}{L_{1}} \cdot \frac{p - a_{22}}{p^{2} + bp + c} =$$

$$= \frac{1}{L_{1}} \left[\frac{C_{1}}{(p - p_{1})} + \frac{C_{2}}{L_{1}(p - p_{1})} \right]; \quad (9)$$

$$b = -(a_{11} + a_{22});$$

$$c = a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21},$$

(5*a*) где p_1, p_2 – корни характеристического уравнения: $p^2 + bp + c = 0$

$$C_{1} = \frac{p_{1} - a_{22}}{p_{1} - p_{2}} = \frac{p_{1} - a_{22}}{2\sqrt{D}};$$

$$C_{2} = \frac{p_{2} - a_{22}}{p_{2} - p_{1}} = \frac{p_{1} - a_{22}}{2\sqrt{D}};$$

$$D = b^{2} - 4c.$$
(10)

Для оценки характера полученного решения рассмотрим вначале идеальный случай, полагая $r_1 = r_2 = r = 0$, что имеет смысл вследствие малости активных сопротивлений катушек r_1 и r_2 и сопротивления rзамкнутого ключа. В этом случае элементы матрицы A принимают значения:

$$a_{11} = -\frac{\gamma R}{2L_1}; \ a_{12} = -a_{11};$$

$$a_{21} = \frac{\gamma R}{2} + (1 - \gamma)k$$

$$L_2; \ a_{22} = -a_{21}.$$
(11)

Определитель матрицы A обращается при этом в ноль. Действительно при подстановке значений элементов (11) получаем det(A) = $a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21} = c = 0$. Следовательно, $p_1 = 0$, $p_2 = a_{11} + a_{22}$,

$$C_{1} = \frac{a_{22}}{a_{11} + a_{22}} = \frac{\left[\gamma R / 2 + (1 - \gamma) k \right] / L_{2}}{\gamma R / 2L_{1} + \left[\gamma R / 2 + (1 - \gamma) k \right] / L_{2}};$$

$$C_{2} = \frac{a_{11}}{a_{11} + a_{22}} = \frac{\gamma R / 2L_{1}}{\gamma R / 2L_{1} + \left[\gamma R / 2 + (1 - \gamma) k \right] / L_{2}}.$$
(12)

В "идеальном" случае предельной непрерывной модели согласно передаточной функции (9) соответствует эквивалентная схема, представленная на рис. 4.

Зависимость регулируемой индуктивности L от γ определяется выражением

$$L = \frac{L_{1}}{C_{1}} = L_{1} \frac{\gamma R / 2L_{1} + \left[\gamma R / 2 + (1 - \gamma)k\right] / L_{2}}{\left[\gamma R / 2 + (1 - \gamma)k\right] / L_{2}}.$$
 (13)

Нетрудно проверить, что при изменении γ от 0 до 1 *L* изменяется от L_1 до $L_1 + L_2$. При k = R/2 эта зависимость оказывается линейной:

$$L = L_1 + \gamma L_2. \tag{14}$$

Параллельной *RL*-ветвью на эквивалентной схеме (рис. 4) учитывается влияние конечного сопротивления разомкнутых ключей.

$$L_{9} = \frac{L_{1}}{C_{2}} = L_{1} \frac{a_{11} + a_{22}}{a_{11}} = 2L_{1}^{2} \frac{\frac{\gamma R}{2L_{1}} + \frac{\gamma R}{2} + (1 - \gamma)k}{\gamma R};$$

$$R_{3} = -(a_{11} + a_{22})L_{3} = \frac{L_{1}(a_{11} + a_{22})^{2}}{a_{11}} = (15)$$

$$= 2L_{1}^{2} \frac{\left\{\frac{\gamma R}{2L_{1}} + \left[\frac{\gamma R}{2} + (1 - \gamma)k\right]/L_{2}\right\}^{2}}{\gamma R}.$$

В случае k = R/2 согласно (15) получаем:

$$L_3 = L_1 \frac{(L_1 + \gamma L_2)}{\gamma L_2}, \ R_3 = L_1 \frac{(L_1 + \gamma L_2)^2}{\gamma L_2^2}.$$
 (16)

При учете активных сопротивлений катушек индуктивности и сопротивлений замкнутых ключей эквивалентная схема предельной непрерывной модели имеет две параллельные *RL* ветви как показано на рис. 5.

Рис. 4. Эквивалентная схема упрощенной предельной непрерывной модели

Рис. 5. Эквивалентная схема предельной непрерывной модели

Вследствие малых величин сопротивлений r_1 , r_2 и r свободный член характеристического уравнения (10), равный произведению корней уравнения, оказывается близким к 0. Поскольку модуль суммы корней, равный $-(a_{11} + a_{22})$, имеет конечное значение, один из корней близок к нулю, а второй имеет большое по модулю значение. Следовательно, ветвь, соответствующая малому корню, имеет большую постоянную времени и является "полезной". Ветвь, соответствующая большому по модулю корню, имеет малую вследствие высокого активного сопротивления постоянную времени и являятся проявлением свойств реальных ключей.

Параметры "полезной" ветви, соответствующей малому по модулю корню характеристического уравнения (10) p_1 , определяются по формулам:

$$L_{12} = \frac{L_1}{C_1} = \frac{L_1 \sqrt{D}}{p_1 - a_{22}}; \ r_{12} = -pL_{12} = -\frac{p_1 L_1 \sqrt{D}}{p_1 - a_{22}}.$$
 (17)

Параметры ветви, учитывающей проявление свойств реальных ключей определяются по формулам:

$$L_3 = \frac{L_1}{C_2} = \frac{L_1\sqrt{D}}{p_2 - a_{22}}; \ R_3 = -p_2 L_3 = -\frac{p_2 L_1\sqrt{D}}{p_2 - a_{22}}.$$
 (18)

По программе вычислений в системе *Matlab* 6.5, представленной ниже, при исходных параметрах $L_1 = 1$ Гн, $L_2 = 2$ Гн, R = 106 Ом, $r_1 = 1$ Ом, $r_2 = 2$ Ом, r = 0,2 Ом построены зависимости L_{12} и R_{12} от γ , изображенные на рис. 6.

```
clear all; clc;
R=1e5; r1=1; r2=2; r=.2; L1=1; L2=2; k=R/2;
g=.001:.001:1; g1=(1-g);
all=-(rl+ g*R*(R+r)/(2*R+r)+gl*r*(R+r+k)/(R+2*r))/L1;
a12=(g*R*R/(2*R+r)+g1*r*(r+k)/(R+2*r))/L1;
a21=(g*R*R/(2*R+r)+g1*(r*r+(R+r)*k)/(R+2*r))/L2;
a22=-(r2+g*R*(R+r)/(2*R+r)+g1*(R+r)*(r+k)/(R+2*r))/L2;
b=-a11-a22;
c=a11.*a22-a12.*a21;D=b.*b/4-c;p1=-b./2+sqrt(D);
p2=-b./2-sqrt(D);
C1=(p1-a22)./sqrt(D)./2;
C2=-(p2-a22)./sqrt(D)/2;L12=L1./C1;r12=-p1.*L12;L3=L1./C2;
R3=-p2.*L3;
plot(g,L12, g, r12, '--', 'Linewidth', 2), grid on;
hAxes=gca; set(hAxes, 'fontsize', 12, 'FontName', 'Arial');
xlabel('\gamma', 'Fontsize', 16);
legend(2,'{\itL}{_1_2}', '{\itr}{_1_2}');
```

В программе (19) величина γ обозначена буквой *g*. Нижний предел ее изменения принят равным 0,001, поскольку программа включает и вычисление *R*₃, обра-

Рис. 6. Регулировочная характеристика схемы

щающегося при $\gamma = 0$ в бесконечность. По данным расчета можно построить также и графики зависимости R_3 и L_3 от γ (регулировочную характеристику схемы).

Из рис. 6 очевидна практически линейна зависимость r_{12} и L_{12} от γ .

Экспериментальная проверка полученных теоретически результатов

Проведено моделирование схемы без поддержания на втором интервале периода переключений тока во второй (отключаемой) катушке, равным току в первой (постоянно включенной) катушке, Приняты следующие параметры схемы: $L_1 = 1$ Гн, $L_2 = 2$ Гн, R = 1 МОм, $T = 10^{-4}$ с, $\gamma = 0,5$. На рис. 7 представлена математическая модель исследуемой схемы, подключенной к источнику постоянного напряжения U = 100 В в системе *Matlab* 6.5 *Simulink* 5, *SimPowerSystems*.

В математической модели рис.7 ключ K_2 , шунтирующий катушку L_2 , учтен элементом Ideal Switch, а ключ K_1 учтен его сопротивлением R в разомкнутом состоянии, поскольку замкнутый ключ K_2 шунтирует R, моделируя замыкание K_1 . Сопротивление замкнутого Ideal Switch и его снабберная цепочка выбраны такими, что его в данной модели можно считать идеальным ключом. Моделирование проводилось методом ode15s с ограничением шага интегрирования величиной 10^{-6} .

На рис. 8 представлен ток i_1 в реальной катушке L_1 Очевидно, что с точностью до пульсаций, специально преувеличенных для наглядности путем выбора заниженного значения T, i_1 возрастает практически линейно со скоростью равной $u_{ab}/(L_1 + L_2) = 100/(1 + + 2) = 100/3$ А/с.

На рис. 9 представлены первые 3 периода изменения тока i_1 . Рис. 9 иллюстрирует физическую причину невозможности регулирования индуктивности путем изменения соотношения частей периода коммутации без обеспечения равенства тока i_2 в катушке L_2 , отключенной во второй части периода, току i_1 во включенной катушке L_1 . В рассматриваемом варианте схемы выравнивание токов i_1 и i_2 происходит в начале каждого периода коммутации, начиная со второго (см. рис. 9), за счет повышения напряжения на катушках в начале каждого периода.

Рис. 7. Математическая модель схемы без выравнивания тока в катушках

Рис. 8. Ток в схеме без выравнивания тока катушек индуктивности

Проведено также моделирование схемы с поддержанием на втором интервале периода переключений тока во второй (отключаемой) катушке, равным току в первой (включенной) катушке, и предельной непрерывной модели схемы. Приняты те же параметры схемы: $L_1 = 1$ Гн, $L_2 = 2$ Гн, $r_1 = 1$ Ом, $r_2 = 2$ Ом, r = 0,2 Ом, R = 1 МОм, $T = 10^{-4}$ с, $\gamma = 0,5$.

На рис. 10 представлена математическая модель исследуемой схемы и ее предельной непрерывной модели, подключенных к источнику постоянного напряжения U = 100 В. Математическая модель построена, в отличие от представленной на рис. 7, без использования элементов *Sim Power System*. Обычным образом построены модели системы на каждой из двух частей периода коммутации. Переключение моделей осуществляется блоками умножения Product 1, 2, 3 и 4, управляемыми сигналом генератора Generator с заданной скважностью γ . Такая модель оказывается проще и точнее модели, использующей элементы *Sim Power System*. Моделирование проводилось методом оde45 при относительной величине ошибки 10⁻⁷.

На рис. 11 представлены графики изменения тока реальной схемы i_1 и ее предельной непрерывной модели i_M и их разность, увеличенная в 10 раз. Из рис. 10 очевидно различие реальной схемы и ее предельной непрерывной модели. Ток реальной схемы отличается не только наличием пульсаций, но и гладкой составляющей.

Рис. 10. Математическая модель исследуемой схемы и ее предельной непрерывной модели

Для уменьшения отличий необходимо повысить частоту переключений. На рис. 12 представлены процессы при $T=10^{-5}$ с. Из рис. 12 очевидно практическое совпадение токов реальной схемы и ее предельной непрерывной модели при увеличенной частоте переключений.

Рис. 11. Сравнение токов реальной схемы и ее предельной непрерывной модели

Рис. 12. Сравнение токов реальной схемы и ее предельной непрерывной модели при повышенной частоте переключений

Параметры предельной непрерывной модели, определенные по программе вычислений в системе *Matlab* 6.5 (19), имеют значения: $L_{12} = L_3 = 2$ Гн, $r_{12} = 2,225$ Ом, $R_3 = 1$ МОм.

Повышение частоты переключений при достаточно невысоком сопротивлении разомкнутого ключа может привести к неравенству токов катушек в течении всей первой части периода коммутации в схеме без поддержания равенства токов во второй части периода. Может показаться, что упрощенная схема при высокой частоте переключений позволяет регулировать индуктивность. Однако анализ показывает, что и в этом случае регулировать индуктивность невозможно. Действительно, предельную непрерывную модель упрощенной схемы получаем, полагая в формулах (11–13, 15) k = 0. В результате индуктивность L на эквивалентной схеме предельной непрерывной модели оказывается постоянной и равной $L_1 + L_2$.

Следует подчеркнуть, что рассмотренный импульсный способ регулирования индуктивности катушки представляет собой схемное решение. Индуктивность катушки в действительности не изменяется. В момент уменьшения индуктивности (в момент отключения L_2) ток ветви не изменяется, хотя при мгновенном уменьшении индуктивности катушки L ток в ней $(i = \Psi/L, \Psi$ – потокосцепление) возрастает.

Выводы

1. Изменение относительной продолжительности периодического подключения дополнительной катушки индуктивности последовательно основной при поддержании в отключенной катушке тока, равного току основной катушки, позволяет плавно регулировать эквивалентную индуктивность.

2. Отличие реальных ключей от идеальных приводит к отличию предельной непрерывной модели от регулируемой индуктивности, пренебрежимо малому при высоком качестве реальных ключей.

3. При достаточно высокой частоте переключений схему импульсного регулирования индуктивности можно с необходимой точностью заменить ее эквивалентной предельной непрерывной моделью.

Литература

- Догановский С. А. Параметрические системы автоматического регулирования. – М.: "Энергия", 1973. Б-ка по автоматике. Выпуск 465.
- 2. *Баскаков С. И.* Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 2003. 462 с.
- Торопцев Н. Д. Авиационные асинхронные генераторы. – М.: Транспорт, 1970. – 204с.

- 4. *Коршунов А. И.* Система стабилизации напряжения с параметрическим управлением. Принята к печати журналом Электротехника в № 8 за 2018 г.
- 5. *Коршунов А. И.* Импульсное регулирование емкости конденсаторов. — Известия вузов. Приборостроение. 2015, т. 58, № 6. С. 464–472.
- 6. *Нейман Л. Р., Демирчан К. С.* Теоретические основы электротехники. Т. 1. Л.: Энергия, 1967. 522с.
- 7. *Коршунов А. И.* Предельная непрерывная модель системы с высокочастотным периодическим изменением структуры. Изв. вузов, Приборостроение. 2009. Т. 52, № 9, С. 42–48.

Коршунов Анатолий Иванович, д. т. н., профессор, профессор ВМПИ ВУНЦ ВМФ "ВМА" им. Адмирала Флота СССР Н. Г. Кузнецова, тел.: +7(904) 604-29-57, e-mail: a.i.korshunov@ mail.ru. С. М. Коротков, А. В. Лукин, И. Н. Соловьев

МОЩНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ ДЛЯ СИСТЕМ БЕСПЕРЕБОЙНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

S. M. Korotkov, A. V. Lukin, I. N. Soloviev

Как известно, уровень развития цивилизации тесно связан с количеством потребляемой энергии. Год от года, энергии требуется все больше, а, следовательно, и требования к источникам бесперебойного питания (ИБП) по мощности тоже растут. Это, в свою очередь, приводит к необходимости постоянного повышения удельной мощности преобразователей электроэнергии, входящих в состав ИБП.

Ключевые слова: электроэнергия, мощность, выпрямитель, источник бесперебойного питания (ИБП), удельная мощность.

Современный уровень развития силовой электроники требует постоянного повышения удельной мощности преобразователей электрической энергии, в том числе и выпрямителей, входящих в состав устройств бесперебойного электропитания. В настоящее время оптимальной для мощных выпрямителей является высота, близкая к стандартной высоте 1U для корзин 19" стоек питания. Ширина корпуса рассчитывается из условия размещения в такую корзину нескольких выпрямителей [1]. Можно констатировать, что сейчас оптимальной формой корпуса является достаточно длинный выпрямитель с небольшим поперечным сечением. В такой конструкции для обдува всех тепловыделяющих компонентов достаточно одного мощного вентилятора, причем при такой плотной компоновке скорость потока воздуха получается значительно выше, чем в свободных конструкциях, что значительно повышает эффективность обдува.

Ограничение высоты под стандарт 1U накладывает физические ограничения на максимальную мощность выпрямителя, в первую очередь за счет ограничений на габариты силовых электромагнитных компонентов, которые сильно сопротивляются попыткам уложить их в профиль 30 ... 35 мм. Кроме того, значительный объем занимают накопительные электролитические конденсаторы на выходе корректора коэффициента мощности.

В настоящее время в корпусе шириной 85 мм (для размещения до 5 выпрямителей на одну полку в стойку 19") вполне реально разместить надежный выпрямитель мощностью около 1,5 кВт в указанных габаритах, используя традиционную структуру: "корректор коэффициента мощности (ККМ) — мощный накопительный конденсатор — DC/DC преобразователь". Мощности порядка 1,7 ... 1,8 кВт, являются для данного габарита предельными, при которых силовые компоненты работают с минимальными запасами.

Power Rectifier Units for DC Uninterruptible Electric Power Systems

As it is well known, the level of civilization development is closely associated with the quantity of consumed energy. Year after year, we need more and more energy and consequently the requirements to uninterruptible power sources rated power are increasing. It leads, in its turn, to the necessity to permanent increase of the specific power rating of converters included into UPSs as a constituent parts.

Key words: electric power, power, rectifier, uninterruptible power source (UPS), specific power rating.

При ширине корпуса 105 мм (до четырех выпрямителей на одну полку в стойку 19") номинальную мощность можно довести до 2,5 ... 2,6 кВт, предельные значения составляют 2,7...2,8 кВт, причем предельные мощности получаются с весьма сильными ограничениями по температуре окружающей среды, при которых снижение максимальной мощности начинается едва ли не с +25 ... 30°С.

Помимо "внутренних" факторов, ограничивающих мощность выпрямителя в указанных габаритах, не менее важным "внешним" фактором является выбор разъема, соединяющего выпрямитель с корзиной. С одной стороны, входные контакты должны быть достаточно удалены друг от друга, а также от других контактов и от корпуса выпрямителя, чтобы обеспечить необходимые требования по электробезопасности. С другой стороны, выходные контакты должны быть рассчитаны на очень большой ток нагрузки. Наконец, разъем должен содержать определенное количество сигнальных контактов для связи выпрямителя с центральным процессором и с внешним миром. Не так просто подобрать разъем, удовлетворяющий этим требованиям, чтобы он при этом не перекрывал путь для воздушного потока, создаваемого вентилятором. Реальный КПД, достижимый в настоящее время при номинальном входном напряжении, имеет величину порядка 94%, а это значит, что при выходной мощности 1,5 кВт вентилятор должен "сдувать" не менее 100 Вт потерь, так что вопрос о габаритах разъема нельзя сбрасывать со счетов.

Топологии DC/DC преобразователей

Практически для DC/DC преобразователей мощностью более 1 кВт представляют практический интерес две топологии – мостовая с фазовым сдвигом и резонансная. Обе топологии позволяют распределить тепловые потери между силовым трансформатором

2018 г.

и дросселями, чтобы сделать их достаточно миниатюрными и уложиться, таким образом, в габариты стандарта 1U.

Мостовой преобразователь с фазовым сдвигом имеет следующие достоинства по сравнению с резонансным преобразователем:

1. Мостовой преобразователь с фазовым сдвигом имеет наименьшие статические потери на первичной стороне, в то время как в резонансном преобразователе резонансные токи образуют весьма значительную добавку к току первичной обмотки силового трансформатора, особенно при малых токах нагрузки.

2. Выходные конденсаторы в мостовом преобразователе также не испытывают сколь-нибудь заметных токовых нагрузок, в отличие от конденсаторов на выходе резонансного преобразователя.

3. Кроме того, мостовой преобразователь позволяет регулировать выходное напряжение от номинального значения практически до нуля.

4. Наконец, у мостового преобразователя легче обеспечить глубину обратной связи, достаточную для хорошего подавления 100-Герцовой составляющей выходного напряжения.

На этом преимущества мостового преобразователя над *LLC*-резонансным преобразователем исчерпываются. Применительно к работе с аккумуляторной батареей отпадает необходимость регулировки выходного напряжения ниже минимального предела батареи, низкочастотные пульсации на удвоенной частоте сети также шунтируются низким импедансом батареи. В рассмотрении остаются лишь первые два пункта.

LLC-резонансный преобразователь обладает следующими достоинствами:

1. При правильно подобранных параметрах компонентов коэффициент передачи по напряжению в номинальном режиме практически не зависит от величины тока нагрузки, что практически сводит к нулю переходные процессы при сбросе/набросе нагрузки.

2. Нет проблем с постоянной составляющей тока намагничивания трансформатора, в отличие от мостовой схемы, в которой работа при максимальном коэффициенте заполнения при включении первичной обмотки без разделительного конденсатора может привести к фатальным последствиям. К таким же последствиям приводит в мостовой схеме обрыв датчика тока первичной обмотки. Это значит, что в резонансном преобразователе не нужно делать большого запаса по коэффициенту передачи по напряжению, просадки выходного напряжения из-за нехватки входного напряжения (при кратковременных пропаданиях сети), когда управление "ложится на упор", не страшны для резонансных преобразователей.

3. Резонансные токи в первичной цепи обеспечивают переключение силовых ключей при нулевом падении напряжения в широком диапазоне изменения тока нагрузки.

4. Переключение выпрямителей на вторичной стороне также происходит при нулевом токе, то есть с нулевыми потерями.

5. Кроме того, максимальное напряжение на выпрямителях в резонансном преобразователе равно удвоенной величине выходного напряжения, то есть для обеспечения, к примеру, выходного напряжения до 56 ... 58 В достаточно применить выпрямители с максимально допустимым обратным напряжением 150 В, в то время, как в мостовом преобразователе необходимо применять выпрямители с максимально допустимым обратным напряжением не менее 200 В.

6. Резонансные преобразователи обладают большим запасом прочности при коротком замыкании на выходе, что делает их практически неубиваемыми.

 Резонансные преобразователи создают меньше электромагнитных помех.

Из всех вышеперечисленных достоинств при выборе топологии для серии выпрямителей под стандартный ряд аккумуляторных батарей 24–48–60 В решающим фактором все-таки оказывается простота управления синхронными выпрямителями с учетом их переключения при нулевом токе, а также более мягкие требования к максимально допустимому обратному напряжению на выпрямителях.

Сравним статические потери в синхронных выпрямителях преобразователей мощностью1300 ... 1600 Вт, содержащих по две пары *MOSFET* в корпусе TO220 для сравниваемых топологий. В преобразователе с фазовым сдвигом среднеквадратичный ток выпрямителя приблизительно равен току нагрузки. В резонансном преобразователе выпрямляется синусоидальный ток, и квадрат среднеквадратичного тока выпрямителя больше квадрата тока нагрузки в $\pi^2/8$ раз, то есть при равном сопротивлении открытого канала транзисторов статические потери в выпрямителе у резонансного преобразователя примерно в 1,23 раза выше, чем у мостового преобразователя. Но реальные потери зависят от выбора транзисторов. По результатам анализа справочных данных от различных производителей авторы пришли к выводу, что среди производителей **MOSFET** в корпусе TO220 с приемлемой величиной заряда затвора (не более 100 ... 120 нКл) бесспорным лидером является компания Infineon Technologies AG.

Для аккумуляторной батареи 24 В диапазон изменения выходного напряжения выпрямителя составляет от 21 до 28 В. Наилучшим транзистором для резонансного преобразователя является IPP027N08N5 (80 В, 2,7 мОм в HKУ, 3,8 мОм при +100°С). Для мостового преобразователя транзистор на 80 В не подойдет, а среди транзисторов с максимальным напряжением 100 В лидером является IPP030N10N5 (100 В, 3,0 мОм в HKУ, 4,35 мОм при +100°С). При токе нагрузки 50 А и температуре перехода транзисторов +100°С статические потери в выпрямителях составят 5,8 Вт для резонансного преобразователя и 5,4 Вт для мостового. Для данного исполнения с незначительным перевесом побеждает мостовая схема.

Для 48 В выходное напряжение должно изменяться в пределах от 42 до 56 ... 58 В. При токе нагрузки 30 А статические потери в резонансной схеме (транзисторы IPP051N15N5 – 150 В, 5,1 мОм в НКУ, 7,7 мОм при +100°C) составляют 4,3 Вт. Потери в мостовой схеме (транзисторы IPP110N20NA – 200 В, 11 мОм в НКУ, 17 мОм при +100°C) составляют 7,7 Вт. Здесь уже почти с двукратным перевесом побеждает резонансная схема.

Для 60 В пределы изменения выходного напряжения составляют от 52 до 72 В. При токе нагрузки 24 А статические потери в резонансной схеме (транзисторы IPP110N20NA – 200 В, 11 мОм в НКУ, 17 мОм при +100°C) составляют 6 Вт. Потери в мостовой схеме (транзисторы IPP200N25N3G – 250 В, 20 мОм в НКУ, 30 мОм при +100°C) составляют 8,6 Вт. Здесь также с полуторакратным перевесом побеждает резонансная схема.

Таким образом, если рассматривать выбор топологии с точки зрения общей печатной платы для трех исполнений (24, 48 и 60 В), наиболее предпочтительнее выглядит *LLC*-резонансный преобразователь.

Следует заметить, что для исполнения 12 В существует транзистор IPP020N06N с сопротивлением 2 мОм и максимальным напряжением 60 В, который подходит к обеим топологиям. В данном случае резонансный преобразователь уступает по всем статьям. Но на выбор топологии для серии 24-48–60 В данный факт никак не влияет, поскольку в исполнении 12 В величина выходного тока настолько велика, что требует принципиально другой конструкции моточных компонентов и силовой платы, и объединение исполнения 12 В в одну серию с исполнениями 24–48–60 В не имеет смысла.

"ММП-Ирбис" около 15 лет назад начал выпуск выпрямителей серии ИП1200А мощностью 1200 Вт с выходной частью, выполненной по мостовой схеме с фазовым сдвигом. Их конструкция соответствует размещению по 6 выпрямителей в корзине 6U для 19" стойки. Позднее была разработана и осуществлена новая концепция стойки бесперебойного питания, в которой для управления выпрямителями и инверторами не требуется центральный контроллер, а все его функции исполняют сами "умные" выпрямители и инверторы. В рамках этой концепции в дополнение к инверторам, выполненным в виде одной полки высотой 1U для стойки 19", в таком же корпусе на базе ИП1200А был разработан выпрямитель серии ИП3000 с выходной мощностью 3 кВт.

В настоящее время на основе *LLC*-резонансной схемы разработаны и поставлены на производство выпрямители нового поколения серий ИП1600 (рис.1) и ИП2500 (рис.2). Эти выпрямители позволяют обеспе-

Рис.1. Выпрямитель ИП1600

Рис.1. Выпрямитель ИП2500

чить до 8... 10 кВт на одну полку высотой 1U для стойки 19", что в 3 раза превосходит возможности ИП3000.

Выпрямители рассчитаны на работу при входном напряжении от 85 до 297 В с ограничением максимальной мощности при входном напряжении ниже 176 В, максимальная рабочая температура без снижения выходной мощности – от +5 до +40 ... 45°С, со снижением мощности – до +55°С. Удельная мощность составляет 1770...1900 Вт/дм3. Коэффициент полезного действия до 94...95%.

Переменная скорость вращения вентилятора, в зависимости от перегрева компонентов, увеличивает его срок службы и снижает акустические шумы.

Помимо всех обязательных для выпрямителей функций, необходимых для работы в составе стоек бесперебойного питания, выпрямители данных серий допускают автономное использование для питания аппаратуры различного назначения и обладают набором дополнительных функций, таких как дистанционное включение/выключение, регулировка выходного напряжения от внешнего источника напряжения или с помощью внешнего переменного резистора, а также рядом других функций. Предусмотрена возможность через адаптер интерфейса RS485 подключиться к персональному компьютеру и с помощью специальной программы, находящейся в открытом доступе, наблюдать состояние выпрямителя, дистанционно включать и выключать выпрямитель, а также изменять отдельные настройки, в частности, изменять настройки выходного напряжения.

Литература

1. *Коротков С. М., Лукин А. В.* Мощные преобразователи переменного напряжения в постоянное для систем бесперебойного электропитания постоянного тока. – Практическая силовая электроника, 2015, № 4 (60), С. 9–12.

Коротков Сергей Михайлович, к. т. н., начальник отдела AC/DC источников питания общего назначения AO "ММП-Ирбис", тел.: +7(495) 987-10-16.

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

Статья должна содержать

- Ф. И. О. авторов на русском и английском языках;
- ♦ заголовок (на русском и английском языках);
- ♦ аннотацию (на русском и английском языках);
- текст с иллюстрациями, который может быть разбит на разделы;
- ♦ заключение (выводы);
- ♦ список литературы (если есть);
- информацию об авторе (авторах) (Ф.И.О., ученая степень, ученое звание, должность, название организации, телефон, адрес электронной почты).

Документы в электронном виде должны быть отправлены по e-mail: pse@mmp-irbis.ru или kryuchkov_v_v@mail.ru

Документы в бумажном виде должны быть отправлены по адресу: 111024, г. Москва, Андроновское шоссе, дом 26, ЗАО "ММП-Ирбис".

Требования к оформлению статей

- Поля: верхнее, нижнее по 2 см; левое 3 см, правое – 1,5 см;
- ☞ Шрифт: *Times New Roman*, размер: 10;
- 🖙 Текст без расстановки переносов в словах;
- Межстрочный интервал: одинарный;
- ☞ Отступ первой строки: 0,5 см;
- ☞ Выравнивание текста: по ширине;
- ФСполнение формул: редактор формул Microsoft Equation или MathType (стиль математический).
 Обозначения в тексте, по возможности, не делать в редакторе формул;
- Шрифт обозначений устройств (С конденсатор, VD – диод, L – дроссель и т.п.) – прямой:
 - цифровое окончание обозначения устройства (C1, VD2 и т. п.) не в индексе, шрифт прямой;
 - буквенное, цифровое+буквенное окончания обозначения устройства (С_д, L_{m1} и т. п.) – в индексе, шрифт прямой.
- Шрифт обозначений параметров (С емкость, I – ток, L – индуктивность и т. п.) – наклонный:
 - буквенное, цифровое, буквенное + цифровое окончания обозначения параметров (I_1 , L_s , U_{ynp1} и т. п.);
 - виндексе, 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.

Е.В. Машуков, Г.М. Ульященко, Д. А Шевцов

ПРОЕКТИРОВАНИЕ КОММУТАЦИОННО-ЗАЩИТНОЙ АППАРАТУРЫ АВИАЦИОННЫХ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫХ СЕТЕЙ

E. V. Mashukov, G. M. Uliaschenko, D. A. Shevtsov

В статье рассмотрены некоторые аспекты проектирования бесконтактной коммутационно-защитной аппаратуры авиационных распределительных систем, предложен метод защиты от недопустимых токовых перегрузок путем цифрового воспроизведении процессов нагрева провода протекающим по нему током.

Ключевые слова: коммутационно-защитная аппаратура, АЗК, центр управления нагрузками, время-токовая характеристика.

В области авиационного электрооборудования важное место отводится бесконтактной коммутационно-защитной аппаратуре (K3A) распределительных систем, осуществляющей дистанционное управление приемниками электроэнергии и защиту сетей от аварийных перегрузок по току.

Когда речь заходит о разработке бесконтактной коммутационно-защитной аппаратуры распределительных систем, то в первую очередь возникают вопросы о конфигурации и концепции управления электротехническим комплексом самолета.

В современных и перспективных авиационных распределительных сетях группы аппаратов защиты и коммутации (АЗК) объединяется в едином конструктивном объеме, который ниже будем называть в соответствии и отечественной терминологией – ЦУН (центр управления нагрузками). ЦУН, как правило, оснащен собственным вычислителем и ИВЭП. В свою очередь мультиплексный информационный канал (МКИО) объединяет ряд рассредоточенных по территориальному принципу ЦУН с центральным процессором системы распределения электроэнергии СРЭ и процессорами высшего иерархического уровня авиационной электроники.

ЦУН может быть дистанционно расположен около нагрузок самолета, обеспечивая более короткие провода от защиты до нагрузок

В качестве примера на рис. 1 показана система распределения самолета B787. На самолете всего 21ЦУН (на рисунке они названы – RPDU). Каждый RPDU содержит набор электронных коммутаторов Solid-State Power Controllers SSPC (A3K), обслуживающих 850 нагрузок на напряжение 115 VAC и 28 VDC (L).

На сегодня проблемами КЗА занимаются ведущие зарубежные фирмы Leach, DDC, Teledyne Microelectronics, Ametek, National Hybrid Incorporation, Zodiac Aerospace, Sundstrand Corporation, Esterline

Switching-Protective Equipment Designing for Aircraft Distribution Systems

The article considers some aspects of switching-protective equipment design for aircraft distribution systems and proposes a technique for protection from inadmissible current overloads by digital reproduction of the processes of wire heating by the current flowing through it.

Key words: switching-protective equipment, solid-state power controller, electrical load management unit, over current trip curve.

Technologies Corporation, Honeywell International Inc., Sensitron Semiconductor, UTC Aerospace Systems, DIEHL Aerospace.

В России можно назвать ряд предприятий, публикующих материалы по этому вопросу: ОАО УКБП, ООО "Экспериментальная мастерская "НАУКА СОФТ", Аэроприбор Восход, МГТУ ГА, ЗАО "ПРОТОН-ИМПУЛЬС".

В самом общем виде классификации устройств, содержащих элементы K3A, имеющие общие задачи и проблемы их реализации можно проиллюстрировать табл. 1.

Наибольшее внимание сейчас уделяется третьему типу устройств класса КЗА, т. е. ЦУН.

В табл. 2 перечислены вопросы, возникающие при проектировании ЦУН, то есть какие факторы необходимо учесть при проектировании ЦУН и решение каких задач нужно обеспечить.

На сегодняшний день в технической литературе описаны зарубежные протоколы, используемые в бортовых СРЭ: CSMA-CD, RS-485, Stanag 3910, EBR-1553,

	Таблица 1			
Уровень интеграции КЗА (с принятыми в технической литературе обозначениями устройств)	Примеры реализации			
Отдельный аппарат на одну нагрузку в герметич- ном корпусе: АЗК – автомат защиты и коммутации; АЗКБ – автомат защиты и коммутации бесконтактный; SSPC – Solid-State Power Controller.				
Совокупность автоматов, ориентированных на определенный класс систем, выполненный на од- ной плате с общим управлением и ИВЭП: LRM – Line Replaceable Module; Multi-Channel SSPC; SSPC CARD; Power Distribution Unit Cards.				
Конструктивно завершенный компонент системы электроснабжения: ЦУН – центр управления нагрузками; ЛЦУН – локальный ЦУН; БЗК – блок защиты и коммутации; БКЗ – блок коммутации и защиты; ВП – выключатель-предохранитель; SPDU – Secondary Electrical Power Distribution Unit; SEPDE – Secondary Electrical Power Distribution Center; SEPDB – Electrical Power Distribution Box; ELMS – Electrical Load Management System; ELCU – Electronic Load Control Unit; RPDU – Remote Power Distribution Units; LMU – Load Management Unit; Multi-channel solid state power controller.				

Таблица 2

Исходные данные к проектированию	Результат проектирования
 Сведения о питающей сети: тип и конфигурация; напряжение сети в установившемся и переходных режимах; содержание высших гармоник в сетевом напряжении; эквивалентная электрическая схема сети от первичного источника напряжения до предполагаемого места установки АЗК (ЦУН) Сведения о нагрузках АЗК (ЦУН): количество нагрузках АЗК (ЦУН): количество нагрузках АЗК (ЦУН); количество нагрузках АЗК (ЦУН); количество нагрузках АЗК (ЦУН); количество нагрузках о циравляемых от ЦУН и их характер (резистивные, индуктивные, емкостные); количественные сведения о нагрузках в одной из форм, а именно (в порядке убывания ценности); а) в виде математических моделей нагрузок по цепям их питания сетевым напряжением; б) в виде эквивалентных электрических схем; в) виде временных диаграмм переходных процессов включения по цепям питания. дополнительные сведения о нагрузках СШИМ управлением (частота, скважность). 	 Обеспечение функциональных возможностей: дистанционное управления резистивными, индуктивными и емкостными нагрузками, то есть универсальность к нагрузкам различного характера; возможность ШИМ-управления резистивными и индуктивными нагрузками; бесконтактная защита фидеров от аварийных перегрузок по току, включая короткие замыкания, формирование обратнозависимой ВТХ; амплитудное ограничение аварийных токов и пусковых токов емкостных нагрузок; гарантия селективности защиты; защита силовых каналов ЦУН от параллельной и последовательной дуги в фидере; защита силовых каналов ЦУН от воздействия молнии; защита от перегрева силовых клоупроводниковых ключей; универсальность по входу: управление по цифровым шинам с возможностью аварийного ручного управления напотовыми сигналами; диагностика состояний силовых каналов и фидера нагрузки; непрерывный мониторинг тока нагрузки;
Сведения о технических характеристиках АЗК (ЦУН): – способы и средства управления и контроля (структура, конфигурация и алгоритмы работы информационных систем); – ограничения на технические характеристики (остаточные напряжения и токи, до- пустимые тепловые потери, параметры время-токовой защитной характеристики (BTX), быстродействие в аварийных и нормальных режимах, масса); – необходимость в настройках параметров ВТХ; – возможные способы охлаждения АЗК (ЦУН); – конструктивные требования; – допустимая интенсивность различных типов отказов.	 обеспечение наличия энергетически независимой памяти результатов диагностики; гальваническая развя эка системы управления от силовых каналов; вероятность отсутствия факта отключения в аварийных режимах – менее 10⁻⁹ 1/час; остаточные напряжения на выходных зажимах силовых каналов ЦУН должно быть меньше, чем суммарное падение напряжение на зажимах комплекта традиционных контактных устройств коммутации и защиты; весовые и энергетические параметры ЦУН должны быть лучше, чем аналогичные параметры комплекта традиционных контактных оплекта традиционных контактных аппаратов коммутации и защиты.
Протоколы информационных каналов, используемые в бортовых СРЭ	Обеспечение обмена информацией по информационному каналу с определенным протоколом.
Возможности наземного обслуживания	Обеспечение предварительного программирования параметров.

Fibre Channel, CSMA-CD, AFDX, Ethernet, MIL-STD-1553B, ARINC 429, ARINC 485, PTC 232, CAN.

Интерфейсы отечественных МК позволяют работать с протоколами: CAN, Ethernet, MIL-STD-1553, USART, SPI, I2C, ASC, SSC, RTC, CAP-COM.

Остановимся подробнее на одном из вопросов проектирования, общем для устройств всех трех уровней интеграции, отраженных в табл. 1. Такой проблемой является вопрос формирования время-токовой характеристики (BTX) аппаратов защиты и коммутации и как самостоятельных устройств и как элементов, входящих в ЦУН. На рис. 2 собраны в едином масштабе несколько BTX различных фирм для A3K на 28 VDC с токами нагрузок в единицы-десятки ампер. Многообразие характеристик отражает многообразие систем, для которых разрабатываются эти устройства.

Для гарантированной защиты провода от недопустимых токовых перегрузок действие защиты должно быть основано на воспроизведении процессов нагрева провода протекающим по нему током, т. е. на использовании тепловой модели провода.

Тепловая модель может быть аналоговой в виде электрической цепи, замещающей тепловую, или цифровой, когда математическая модель защищаемого провода заносится в память микроконтроллера.

Исторически данным вопросом занимаются довольно давно. Этапы развития определялись возможностями электронной элементной базы, что, в основном, влияло и на принципы построения элементов коммутационно-защитной аппаратуры в том числе и на формирователь BTX.

В американском патенте US4782422 от 1988 г., выполненном на элементах "жесткой логики", процесс нагрева моделировался путем суммирования квадратов тока (с вычетом постоянной величины) с различной скоростью с помощью промежуточного генерирования импульсов с частотой, прямо пропорциональной квадрату тока, и последующего суммирования этих импульсов многоразрядным счетчиком до критической величины. "Остывание" моделировалось периодическим обнулением счетчика с постоянной времени,

определяемой параметрами провода.

Подобный принцип можно реализовать и на современном микроконтроллере. Результаты такого моделирования показали, что способ имеет ограничения на малых временах BTX, так как достаточно много процессорного времени затрачивается на промежуточное преобразование.

С начала 90 годов публикации о принципах реализации ВТХ практически отсутствуют или ограничиваются самыми общими описаниями с представлением только кривой, реализуемой ВТХ.

Например, при описании ЦУН в американском патенте US7020790B2, опубликованном в 2006 году, указывается, что при наличии микроконтроллера в составе каждого блока, управляющего отдельной нагрузкой функции реализации ВТХ выполняет аналоговый процессор, управляющий временем срабатывания. В других публикациях с помощью микроконтроллера формируется ВТХ и одновременно сеть защищается от дуговых процессов и молний.

Ниже описан подход авторов к решению данной задачи для A3K с отсечкой аварийных токов. Для ее решения достаточно информации о точке отсечки тока и так называемом пограничном токе.

Известно, что при времени, стремящемся к бесконечности BTX стремится не к нулю, а к некоторой асимптоте, равной пограничному значению тока $I_{\Pi O \Gamma P}$.

Пограничный ток — минимальный ток нагрузки, вызывающий срабатывание защиты. Этот параметр характеризует чувствительность АЗК к перегрузкам, т. е. чем ближе пограничный ток к номинальному, тем чувствительнее защита.

Процесс нагрева провода скачком тока можно описать уравнением

$$\theta(t) = I^2 R_{\Pi P} R_{T} \left(1 - e^{-t/\tau} \right), \qquad (1)$$

где $\theta(t)$ – температура провода, $R_{\Pi P}$ – электрическое сопротивление отрезка провода нормированной длины. R_{T} – тепловое сопротивление провода, τ – тепловая постоянная времени провода, откуда

$$t = \tau \ln \left[\frac{1}{1 - \frac{\theta(t)}{I^2 R_{\Pi P} R_{T}}} \right].$$
 (2)

При возрастании $\theta(t)$ в соответствии с (1) до предельно допустимого значения $\theta_{доп}$ должно произойти аварийное отключение цепи нагрузки. При этом время выдержки АЗК во включенном состоянии можно определить следующим соотношением

Если известны координаты расчетной точки $I_{\text{отс}}$, $t_{\text{мин}}$ при максимальном значении тока и пограничный ток (рис. 3), то τ можно рассчитать по формуле [1]:

$$\tau = \left(\frac{I_{\text{MAKC}}}{I_{\text{ПОГР}}}\right)^2 t_{\text{МИH}}.$$
(3)

С учетом того, что $R_{\rm T}$, определяют как $R_{\rm T} = \theta / I_{\rm ПОГР2} R_{\rm ПР}$, зависимость времени от величины измеренного тока будет иметь вид

$$t(I_{\rm M3M}) = \tau \cdot \ln \left[\frac{1}{1 - \left(\frac{I_{\rm \Pi O FP}}{I_{\rm M3M}}\right)^2}\right].$$
 (4)

По формуле (4) можно построить кривую BTX в той ее части, которая относится к защите провода от перегрева током.

В технической литературе как качественный признак формируемой ВТХ часто упоминается соотношение I^2T = const, справедливое для адиабатного нагрева, где const = $\theta_{\text{ДОП}}C_{\text{T}}/R_{\text{ПР}}$, а C_{T} – теплоемкость жилы провода.

Однако следует учесть, что обратная зависимость, которую собственно и должна воспроизвести электроника A3K, т. е. $T = \text{const}/I^2$ отвечает физическому смыслу процесса только с учетом пограничного тока, то есть

$$t(I_{\rm M3M}) = \frac{\rm const}{I_{\rm M3M}^2 - I_{\rm \Pi OFP}^2}.$$
 (5)

Обозначим константу const = $QN_{\text{МАКС}}$. При некотором значении $QN_{\text{МАКС}}$ кривые, описываемые формулами (4) и (5) практически совпадают.

Итак, по формуле (3) можно рассчитать τ , затем построить кривую ВТХ в соответствии с зависимостью (4) и далее по этой зависимости путем аппроксимации по нескольким точкам рассчитать $QN_{\text{МАКС}}$. Таким образом можно получить простой алгоритм реализации тепловой модели на микроконтроллере, работающий в реальном времени.

Для этого измеряемый нормированный ток нагрузки преобразуется в цифровой эквивалент, возводится в квадрат, вычитается квадрат пограничного тока, рассчитывается интеграл Джоуля с шагом *dt*. Затем сравниваются текущие значения выходного параметра модели с предельно допустимым значением, заложенным в схему защиты в виде эталонного уровня, в данном случае – величина $QN_{\text{макс}}$. При превышении этого уровня MK выдает команду на отключение цепи.

Алгоритм программы представлен на рис. 4.

Шаг интегрирования *dt* выбирается, исходя из быстродействия выбранного типа микроконтроллера. На малогабаритном восьмиразрядном МК этот шаг составляет примерно 0,4 мс.

Для проверки правильности работы программы можно воспользоваться электротепловой моделью, содержащей элементарную *RC*-цепочку с постоянной времени т. Такая модель легко воспроизводится в любой программе САПР типа *PSpice*. При этом на вход модели подается напряжение любой формы и произвольной длительности. В качестве примера было проведено моделирование ВТХ фирмs *AMETEK* (рис. 2) на восьмиразрядном малогабаритном микроконтроллере. Расхождение результатов моделирования нагрева с помощью RC цепочки и моделирования процесса работы компьютерной программы на САПР *Proteus – ISIS* составляло не более 10%.

Недавно появилась информация об отечественных малогабаритных МК 1921ВК035. Это 32-разрядный микроконтроллер в корпусе типа OLCC (48-выводов) с ориентировочным размером 6 × 6 мм с низким энергопотреблением, который может производить операции умножения с накоплением (Single-cycle Multiply *Accumulate*), описываемые формулой $S = S + A \times B$ без использования аккумулятора за один машинный цикл независимо от размеров перемножаемых величин. Это именно те возможности, которые необходимы для решения данной задачи. Скорость реализации тепловой модели на таком МК может быть очень высокой и, следовательно, можно задействовать этот же контроллер для одновременного контроля текущего тока для обнаружения дугового процесса, о чем ранее в этом журнале был опубликован целый рад статей.

Литература

- Машуков Е. В., Шевцов Д. А., Ульященко Г. М. Транзисторные аппараты защиты и коммутации для авиационных систем распределения электроэнергии – М.: Изд-во МАИ – ПРИНТ, 2009. – 188 с.
- 2. *Машуков Е. В., Ульященко Г. М., Шевцов Д. А.* Устройства защиты авиационных электросетей от аварийных дуговых разрядов. М: Изд-во МАИ, 2016 160 с.
- 3. US Patent 7,020,790 B2 Mar. 28, 2006. Electric load management center including gateway module and multiple load management modules for distributing power to multiple loads.
- 4. US Patent 4,782,422 Nov.1 1988. I²t Monitoring Circuit.
- 5. US Patent 2009/0189455A1. Solid-state power controller (SSPC) used as bus tie breaker in electrical power distribution systems.

- 6. EP 1921 531 A1. Solid state power controller with lighning protection.
- Federal Aviation Administration William J. Hughes Technical Center Aviation Research Division Atlantic City International Airport New Jersey 08405 Solid-State Secondary Power Distribution March 2014 Final Report.
- 8. Solid State Power Controllers vs.Electromechanical Switching. Data Device Corporation, July 2010, White Paper.
- 9. Zodiacaerocpace. URL: www.ece.zodiac.com.
- 10. Leach International. URL: http://www.leachint.com.
- 11. Esterline Power Systems. URL: www.esterline.com.
- 12. www.ddc-web.com/Products/Solid-State ower_Controllers. html.
- 13. www. ametekpds.com/ Aircraft Power and Motion Control Experts.
- www. zodiacaerospace. com / Rapport Annuel ZODIAC AEROSPACE 2009/2010.
- 15. www. ukbp.ru.
- 16. www.aeropribor.ru.
- 17. https://aukasoft.ru.

Машуков Евгений Владимирович, д. т. н., профессор, кафедры "Микроэлектронные электросистемы" Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(495) 158-45-49, e-mail: kaf306@mai.ru;

Ульященко Галина Михайловна, к. т. н., доцент кафедры "Микроэлектронные электросистемы" Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(495) 158-45-49, e-mail: kaf306@mai.ru;

Шевцов Даниил Андреевич, д. т. н., профессор, кафедры "Микроэлектронные электросистемы" Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(495) 158-45-49, e-mail: kaf306@mai.ru.

Р. Х. Тукшаитов, Р. Р. Шириев

ОПРЕДЕЛЕНИЕ УРОВНЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ВХОДНОГО ТОКА РАЗНЫХ ТИПОВ НАГРУЗОК НА ОСНОВЕ ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ И ЕГО СОМНОЖИТЕЛЯ СОЅФ

R. H. Tukshaitov R. R. Shiriev

Последовательно рассмотрен вопрос представления коэффициента мощности и его сомножителя для нелинейных нагрузок в научной, учебной литературе и технической документации. Приведена методика вычисления коэффициента гармонического искажения тока нагрузки на основе измерения коэффициента мощности и его сомножителя соs ф. Осуществлена классификация нагрузок на четыре типа с учетом характера их реактивности и нелинейности. Измерены коэффициенты мощности и вычислены коэффициенты гармонических искажений у разных типов приборов, построена номограмма для оперативного определения его уровня. Статья предназначена для специалистов энергетиков, преподавателей вузов и студентов.

Ключевые слова: коэффициент мощности, тип нагрузки, коэффициент мощности искажения, гармонические составляющие тока, сов ф, коэффициент гармонических искажений.

В настоящее время находят широкое применение источники питания с корректором мощности, что позволяет обеспечить значение коэффициента мощности разных приборов на уровне 0,96-0,98. Вместе с тем, выпускаются также немало электронной техники (компьютеры, телевизоры, осветительные приборы, а также различные выпрямительные и тиристорные переключающие устройства), приводящей к значительной эмиссии высших гармоник в электросеть. Поэтому проблема обеспечения контроля уровня искажений входного тока соответствующими нагрузками становится все более актуальной. Вместе с тем, применение широкого контроля уровня нелинейных искажений тока несколько усложнено рядом факторов и, прежде всего тем, что большинство существующих анализаторов качества электричества, такие как Fluke 43, LPW-305, АКИП АКЭ, АРРА133-138 и др., предназначены для измерения параметров сильноточных нагрузок мощностью более 200-1000 Вт. К тому же они малодоступны по цене широкому пользователю. Большинство же приборов, используемых в быту и на производстве, имеют меньшие значения потребляемой мощности, а световые приборы, согласно последнему постановлению Правительства РФ за № 1356, нормируются даже с 1 Вт [1]. Поэтому необходимы как измерители параметров электричества с большей чувствительностью, так и простые приемы определения коэффициента гармонических искажений,

Defining harmonic distortion level of the input current of various types of loads based on measuring the power factor and $\cos \varphi$ as its multiplier

The article considers successively the issue of presenting the power factor and its multiplier for nonlinear loads in the scientific and educational literature, as well as technical documentation. It presents the technique for the load current total harmonic distortion computing based on measuring the power factor and its multiplier $\cos \varphi$. Classification of loads by four types with account for their reactance and nonlinearity character was realized. Power factors were measured and total harmonic distortions were computed for various types of equipment and a nomogram was plotted for its level quick determining. The article is intended for power engineering specialists, faculty members and students.

Keywords: power factor, load type, distortion power factor, harmonic current components, $\cos \varphi$ *and harmonic distortion factor.*

доступные широкому пользователю. Определенным фактором, ограничивающим контроль нелинейных искажений нагрузок, является также отсутствие необходимого уровня изложения данного вопроса в учебных пособиях.

В связи с изложенным в работе поставлена задача проанализировать характер представления в учебной литературе коэффициента мощности и его сомножителя соs φ, предложить доступную методику и осуществить определение коэффициента гармонических искажений входного тока у ряда типов нагрузок, а также номограмму для оперативного его определения.

Анализ состояния вопроса

Для получения более полного представления о характере изложения коэффициента мощности в учебных пособиях по теоретическим основам электротехники проведен анализ более 30 источников. Рассмотрено состояние изложения в них трех важных энергетических показателей: коэффициента мощности, коэффициента искажения и коэффициента гармоник. Коэффициента мощности в пособиях, переизданных на протяжении многих лет, поясняется лишь в общем виде и объеме 1-2 страниц, а наиболее важный в информативном отношении показатель – коэффициент гармонических искажений ($K_{\Gamma N}$) нагрузок вообще не рассматривается. Все проанализированные пособия, в которых пред-

ставлены результаты действия синусоидального тока и несинусоидального тока в основном на линейные цепи, можно подразделить на три группы.

В первой группе пособий [2–6] коэффициент мощности вообще не рассматривается. Во второй группе источников коэффициент мощности рассматривается в разделе "Теория линейных цепей" лишь при подаче на нагрузку синусоидального тока [7–14], а в третьей группе пособий [15–32] – линейные цепи при действии как синусоидальных токов, так и несинусоидальных. В некоторых учебниках из указанного перечня приводится пояснение к коэффициентам, характеризующие форму несинусоидального тока, однако они не используются при описании коэффициента мощности нагрузок [5, 16, 17].

Недостаточная освещенность пределов применимости существующей теории линейных цепей к анализу нелинейных нагрузок ведет к тому, что зачастую коэффициент мощности в документациях сводится лишь к cos φ. Если такой подход в некоторой степени приемлем для характеристики качества электричества в генерирующих компаниях и электросетях, то для характеристики многих типовых нагрузок (токоприемников) такой подход является уже неприемлемым. Это связано с тем, что немалая потеря электрической мощности вырабатываемой электростанциями происходит не только за счет сдвига фазы входного тока нагрузок, но и за счет потерь, обусловленных преимущественно импульсным его характером, доля которого в общем энергопотреблении продолжает расти. Поэтому заинтересованность в применении компенсаторов высших гармоник в точках подключения мощных потребителей только возрастает.

Следует отметить, что приводимая в литературе информация, касающаяся определения непосредственно уровня нелинейных искажений входного тока типовых нагрузок немногочисленна [33-34]. Поэтому специалистам трудно получить достаточное представление об уровне эмиссии в электросети гармоник разных нагрузок и ответы на сопутствующие вопросы. Такое положение также обусловлено тем, что в отличие от зарубежной литературы допустимый уровень непосредственно значения коэффициента гармонических искажений (КГИ) или коэффициент нелинейных искажений не приводится в соответствующей нормативной документации России [35], а наименование параметра "коэффициент мощности" в технических паспортах независимо от степени несинусоидальности входного тока широко приводятся в виде в виде "коэффициент мощности, соѕф". В этом случае, естественно, коэффициент мощности до настоящего времени у многих энергетиков ассоциируется преимущественно со значением соѕ ф. Закладывается неопределенность при ознакомлении с такой информацией, поскольку в этом случае остается неясным, то ли речь в действительности идет о коэффициенте мощности активнореактивно-линейной нагрузки, то ли приводимое значение относится к активно-реактивно-нелинейной

нагрузке. При активно реактивно-нелинейной нагрузке коэффициент мощности лишь в отдельных работах также приравнивается уже к соя θ, где θ именуют уже эквивалентным или условным фазовым углом между эквивалентными значениями тока и напряжения при несинусоидальном токе [3, 9, 17]. Очевидно, и это ведет к дальнейшему разночтению представляемых данных.

Во избежание сказанного "коэффициент мощности, $\cos \varphi$ " в технических характеристиках приборов следует именовать только "коэффициентом мощности", а в нормативной документации необходимо дополнительно приводить значение КГИ [36, 37], как это осуществляется в IEC 61000-3-2 [38].

Как будет показано ниже в табл. 1 значение КГИ у многих, в том числе и бытовых, нагрузок достигает 100-150 %, а иногда и выше, в то время как в IEC 61000-3-2 его значение ограничено лишь 30%. Для предотвращения неопределенности и ошибочного представления коэффициента мощности в некоторых источниках [39, 40], совершенствования формы его представления в нормативной документации любую нагрузку следует первоначально рассматривать как активно-реактивно-нелинейную, а коэффициент мощности соответственно характеризовать двумя его сомножителями: сдвигом фазы тока и коэффициентом гармонических искажений входного тока [41–43].

Кроме того, имеется определенная необходимость в теоретических разработках по сопряжению нелинейной части исследуемой нагрузки с линейной, для описания которой применяется теория линейных цепей, и изложение характера распределения между ними: активной, реактивной мощности и мощности искажений. Имеет место определенная разобщенность рассмотрения в пособиях проблемы коэффициента мощности от проблемы эмиссии высших гармоник в электросеть. Практически во всех выше проанализированных работах описание соответствующих разделов завершается на представлении активной мощности в символической форме записи.

Методика исследований

Для измерения коэффициента мощности маломощных и средней мощности нагрузок и соѕф их входного тока использованы два портативных и доступных по цене измерителя качества электричества TS-836A и JANITZA 96, позволяющих проводить измерения электрических параметров нагрузок, начиная с единиц ватт. Первый прибор позволяет измерить коэффициент мощности, а второй — соѕф. На основе измерения этих параметров у 20 приборов разного назначения мощностью от 5 до 1600 Вт были вычислены значения коэффициента мощности искажения (є) и коэффициента гармонических искажений.

Результаты анализа и их обсуждение

Коэффициент мощности нагрузки (λ) приводится в учебных пособиях первоначально в достаточно общем виде, а именно в виде отношения активной мощности (*P*) к произведению действующих значений входного напряжения (*U*) и тока (*I*):

$$\lambda = \frac{P}{U \cdot I}.\tag{1}$$

Такое общее его представление в целом справедливо при разных формах тока: синусоидальной, несинусоидально-симметричной и асимметричной токах и при линейных характерах нагрузок. При симметричной несинусоидальной форме входного тока относительно оси абсцисс и некотором отклонении синусоидальности напряжения электросети активная мощность определяется всеми нечетными гармониками спектра ряда Фурье тока:

$$P = P_1 + P_3 + P_5 + \ldots + P_{1n} = \sum_{i=1}^{n} P_i, \qquad (2)$$

а коэффициент мощности при этом может быть описан выражением [19]:

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{i=1}^{n} P_i}{\sqrt{\sum_{i=1}^{n} U_i^2 \cdot \sum_{i=1}^{n} I_i^2}},$$
(3)

где S — полная мощность, представляющая собою произведение действующих полных значений тока и напряжения.

Нередко полная мощность периодического симметричного несинусоидального входного тока приводится в виде неравенства [22, 25, 30], а иногда одновременно в виде равенства и неравенства [44]:

$$S = UI > \sqrt{P^2 + Q^2}, \qquad (4)$$

где *Q* – реактивная мощность.

Такое представление полной мощности не раскрывает его структуру и поэтому оно не имеет практического значимости. Равенством выражение (4) тем более представлять не допустимо, так оно справедливо только для цепей синусоидального тока. Некоторые авторы [18, 20] вполне правомерно преобразуют выражение (4) в равенство, дополняя его мощностью искажения (T):

$$S = UI > \sqrt{P^2 + Q^2 + T^2}, \qquad (5)$$

Вероятно недостаточное освещение и отсутствие дальнейшей проработки проблемы искажения входного тока с учетом его скважности ведет к тому, что автор [39] с одной стороны для несинусоидального тока линейной нагрузки λ приравнивает *P/S*, а с дугой стороны – к соs φ , и на этом основании далее полагает возможным приравнять *P/S* к соs φ . Такое рассуждение не безошибочное, так как обозначение P/S автор использует для характеристики цепей при несинусоидальной форме тока, а соs φ для синусоидальной. При

аналитическом представлении полной потребляемой мощности она зачастую у многих ассоциируется только с реактивной составляющей входного тока линейной нагрузки. Такая ошибочная интерпретация имеет место, например, в работе посвященной PFC-дросселям фирмы EPCOS [40].

В большинстве случаев известные нагрузки действительно являются в той или иной степени активнореактивно-нелинейными. Применяемые на практике типы нагрузок целесообразно для конкретизации и избежания ошибочного толкования и представления результатов измерения, подразделить на следующие основные 4 группы: активно-линейная; 2) активнонелинейная; 3) активно-реактивно–линейная; 4) активно-реактивная нелинейная.

Характер реактивности у третьего и четвертого типов нагрузок может быть как индуктивным, так и емкостным. Поэтому эти группы нагрузок следует дополнительно подразделить на 2 подгруппы: активно-емкостную и активно-индуктивную линейные и нелинейные.

Для первого типа активно-линейной нагрузки при синусоидальном входном токе $\lambda = 1$, а для третьего типа нагрузки при воздействии также синусоидальным током можно записать выражение, вытекающее из (1), после соответствующего его преобразования, в виде:

$$\lambda = \cos \varphi, \tag{6}$$

где φ – сдвиг фазы входного тока нагрузки относительно напряжения электросети.

В рассмотренных пособиях многие авторы называют соя ф коэффициентом мощности, не приводя при этом определенный индекс для обозначения коэффициента мощности. И только в двух работах для цепи синусоидального тока коэффициент мощности приравнен непосредственно к соя (27, 45]. Из (6) следует, что коэффициент мощности лишь равен соя и поэтому непосредственно именовать последнее коэффициентом мощности недопустимо.

Для наглядности на рис. 1 представлена расчетная зависимость коэффициента мощности нагрузки от сдвига фазы входного тока относительно напряжения электросети для активно-реактивно-линейной нагрузки.

Из рис. 1 следует, что при повышении сдвига фазы тока до 20 градусов коэффициент мощности уменьшается лишь до 0,944 или на 5,6 %. На практике, даже при чисто активно-линейной нагрузке, показания значения λ измерителем качества электроэнергии временами бывают несколько меньше единицы (на уровне 0,97–0,99) [46–48], что соответствует коэффициенту гармонического искажения напряжения электросети, равному 15–20%. Это обусловлено тем, что форма питающего напряжения электросети, в силу наличия подключенных к электросети разных нелинейных нагрузок, в том или иной степени отличается от синусоиды. По известному нормативному документу коэффициент нелинейных искажений напряжения

электросети не должен превышать 8% [49]. При этом следует иметь в виду, что коэффициент нелинейных искажений равен коэффициенту гармонических искажений до 20% его значения [36].

Для четвертого типа нагрузки, т. е. активно-реактивно-нелинейной электрической цепи, при синусоидальном напряжении воздействия лишь в единичных источниках без дополнительных пояснений λ приводится в виде [19, 20, 41]:

$$\lambda = \frac{I_1}{I} \cos \varphi = K_{\rm M} \cos \varphi, \qquad (8)$$

где $K_{\rm H} = I_{\rm I}/I$ – коэффициент искажения синусоидальности формы тока.

Для некоторых устройств важен не столько контроль коэффициента мощности, сколько уровня нелинейных искажений сигнала на его выходе. Формула (8) по существу заимствована из радиотехники и предназначена для характеристики выходного сигнала электронных усилительных устройств, в которых уровень искажения тока не допускается более 1-2%, высшие гармоники достаточно малы и не принимают участие в формировании активной мощности. Ими обычно пренебрегают в тех случаях, когда амплитуда уже третьей гармоники меньше 5%. Допустим, 1-я гармоника равна 95%, а 3-я гармоника – 5%. При этих условиях К_и будет равен 0,952. В этом случае характер нагрузки сводится к активно-реактивно-линейной, что вполне позволяет просто приравнять $\lambda \kappa \cos \varphi$ и руководствоваться лишь выражением (7). Следует отметить, что К_и зависит от формы сигнала при периодическом его характере и скважности тока равной 2. Так, при переходе от синусоидальной формы к треугольной он уменьшается лишь до 0,99, а при прямоугольном сигнале до 0,90. Только при повышении скважности входного тока больше двух его значение начинает значительно уменьшаться, и предложенная формула не пригодна для определения λ таких устройств. Многие нагрузки 4-го типа в действительности надо рассматривать как нелинейные. Для них пренебрежение во всех учебных пособиях высшими гармониками недопустимо, ибо формула (7) может вести к занижению значения λ в несколько раз.

В одном из пособий [45] под термином "коэффициент искажения" приводится уже отношение мощности искажения к полной мощности (T/S). Следует отметить, что коэффициент искажения по мощности больше коэффициента искажения по току ($T/S > I_1/I$) и поэтому использование единого термина будет вести только к разночтению. К разночтению отчасти ведут такие созвучные, но разные понятия, как коэффициент искажения, коэффициент гармонических искажений, коэффициент искажения синусоидальности кривой напряжения, коэффициент нелинейных искажений.

В процессе дальнейшего изложения для характеристики уровня искажения входного тока целесообразно воспользоваться коэффициентом гармонических искажений входного тока нагрузки, который применяется за рубежом и приводится одной аббревиатурой *THD* (*total harmonic distortion*) с соответствующими поясняющими подиндексами для разных коэффициентов. При симметричной форме напряжения *THD* по току относительно оси абсцисс определяется только нечетными гармониками тока в соответствии с [23, 36] по формуле:

$$THD = \frac{\sqrt{I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + \dots I_n^2}}{I_1} \cdot 100\% = \frac{\sqrt{\sum_{i=3}^n I_i^2}}{I_1} \cdot 100\%,$$
⁽⁸⁾

где I_i — сила тока *i*-ой гармоники. Использование данного показателя за рубежом [41], вероятно, обусловлено изменением его в больших пределах, чем коэффициент нелинейных искажений, который не превышает 100%.

Для определения THD по данной формуле необходимо предварительно измерить амплитуды до 40 гармоник тока [35] и на этой основе провести его вычисление. Эта задача сравнительно трудоемкая и поэтому на практике формулой (9) можно воспользоваться лишь в случае, когда спектральный состав тока ограничен 7–9 нечетными гармониками, т. е. при сравнительно небольшом уровне искажения входного тока. По этой причине авторы [50–52] для повышения точности определения λ пошли по пути интегрального учета высших гармоник, для чего в формуле (8) вместо $K_{\rm H}$ применили коэффициент мощности искажения (є):

$$\lambda = \varepsilon \cdot \cos \varphi. \tag{9}$$

Формула (9) пригодна для определения и THD у самых различных нагрузок и электронных усилительных устройств. Имеющиеся приборы для непосредственного определения THD достаточно дорогие и малодоступны многим потребителям. Потому измерив λ и соs ϕ с помощью доступных приборов, можно на основе (9) и [50] определить искомый сомножитель коэффициента мощности

$$\varepsilon = \frac{\lambda}{\cos \varphi}.$$
 (10)

Для контроля качества уровня нелинейных искажений входного тока широко применяется показатель *THD*, который на практике оперативно может быть определен на основе выражения (10):

$$THD = \sqrt{\frac{\cos\phi}{\lambda} - 1} \cdot 100\%.$$
(11)

Ранее предложенная номограмма для оперативного определения *THD* [43] на основе (12) дополнительно достроена для разных значений сос активно-реактивно-нелинейной нагрузок и представлена на рис. 2.

Как следует из рисунка значение *THD* для активно-реактивно-нелинейных нагрузок значительно определяется уровнем λ и соs φ . Если коэффициент мощности искажений у разных нагрузок даже при соs φ равном единице изменяется в пределах 1,5–2,0, то *THD* изменятся 10–20 раз. В силу этого он является высокоинформативным показателем и пригодным для достоверной характеристики качества нагрузок.

Экспериментальная часть работы заключалась в определении λ и соs ϕ для четырех типов нагрузок с помощью измерителей качества электричества TS-836A и JANITZA 96. На основе результатов измерения по формуле (11) и (12) вычислены значения ε и *THD* для ряда приборов и представлены в табл. 1.

Рис. 2. Номограмма для определения значения *THD* по величине коэффициента мощности нагрузки при четырех значениях cos φ

У мощных активно-линейных нагрузок в больших случаях отмечается отклонение показаний λ от единицы. Это, на наш взгляд, вызвано тем, что индуктивное сопротивление подводящих проводов электросети с малым активным сопротивлением мощных нагрузок образуют некоторый *LR*-фильтр низких частот. На этом основании ряд приборов в табл. 1, у которых λ равен 0,98–0,99, условно отнесли к активно-линейным нагрузкам. Приборы, у которых соѕф близок к единице, но невысокий коэффициент мощности отнесли к активно-нелинейным.

Несмотря на высокие значения *THD* у светодиодных ламп (до 100–200%), его влияние на электросеть

Тип нагрузки	Nº	Наименование устройства	Мощность, Вт	Коэффициент мощности нагрузки (λ)	COS φ	Коэффициент мощности искажения (ε)	тн D (К _{ГИ}), %
	1	Электрический утюг	800	1,0	1,0	1,0	0,00
	2	Электрический паяльник	30	1,0	1,0	1,0	0,00
Активно-линейная	3	Масляный обогреватель	1500	0,99	1,0	0,99	5,0
	4	Стиральная машина	1450	0,99	0,99	1,0	0,00
	5	LG F/296 в режиме стирки	500	0,98	1,0	0,98	12
	6	Прожектор с лампой накаливания	19	0.68	1,0	0,68	110
	7	Источник питания Б5-48	75	0,63	1,0	0,63	120
Активно-нелинейная	8	Компьютер Genius	23	0,63	1,0	0,63	120
	9	Монитор LG W1942SE	54	0,68	0,99	0,69	105
	10	Телевизор Soni	5-20	0,43-0,60	0,97-0,98	0,44	100-200
	11	Типовые светодиодные и филаментные лампы	3,8	0,87	0,87	1,0	0,00
линейная	12	Магнитофон AZ1850/12	2,2	0,66	0,66	1,0	0,00
	13	Холодильник Stinol	120	0,64	0,66	0,97	25
Активно-индуктивно-	14	Люминисцентный све- тильник с ЭМПРА	30	0,51	0,52	0,99	14
нелинейная	15	Источник питания GPR 30H100	32	0,54	0,61	0,88	52
	16	Компактные люминесцент- ные лампы	8-25	0,42-0,66	0,96-0,98	0,44–0,69	110
A	17	Светодиодный светильник	188	0,96	0,98	0,98	12
активно-емкостно- нелинейная	18	Бездрайверный светильник КГЭУ на базе DownLight	13,2	0,19	0,22	0,86	39
	19	Бездрайверная светодиод- ная лампа SY-A-K-164	8,0	0,27	0,28	0,96	30

Таблица 1. Значения коэффициента мощности и его составляющих для разных типов нагрузок (токоприемников)

в десятки раз меньше, чем телевизора и компьютера. Это свидетельствует о том, что в ГОСТ Р 55705-2013 [53] заложены завышенные требования к коэффициенту мощности, тем более, что нормирование потребляемой мощности не ограничена его минимальным значением.

Выводы

1. Коэффициент мощности многих нагрузок, являющихся активно-реактивно-нелинейными, следует в нормативных и технической документации дополнительно характеризовать коэффициентом гармонических искажений.

 Оперативное определение коэффициента гармонических искажений может быть осуществлено вычислением на основе результатов измерения коэффициента мощности и соѕ фшироко доступными измерительными приборами.

3. Для обеспечения требуемой точности измерения коэффициента мощности необходимо в электросети иметь высокое качество синусоидальности формы напряжения. Контроль данного параметра в лабораторных условиях может быть осуществлен широко доступным прибором TS-836A при подключении к нему, для повышения чувствительности, активнонелинейной нагрузки, в качестве которой следует использовать светодиодную лампу с небольшим значением коэффициента мощности.

4. Материал данной статьи рекомендуется использовать для доработки раздела учебного пособия по теоретическим основам электротехники, посвященного коэффициенту мощности при питании нелинейной нагрузки синусоидальным напряжением электросети.

Литература

- Постановление Правительства Российской федерации № 1356 "Об утверждении требований к осветительным устройствам и электрическим лампам, используемых в цепях переменного тока в целях освещения" от 10.11.2017 г.
- Жуховицкий Б. Я., Негвевицкий И. Б. Теоретические основы электротехники: учебник. Москва, Ленинград: изд. Энергия, 1959. – 240 с.
- Общая электротехника. Под ред. В. С. Пантюшина. Учебник для машиностроительных, горных, металлургических и теплоэнергетических специальностей спец. вузов. – М.: Высш. шк., 1970. – 568 с.
- Бессонов Л. А. Линейные электрические цепи. Новые разделы курса теоретических основ электротехники: Учеб. пособие для студ. электротехн. и радиотехн. специальностей вузов. 3-е изд. перер. и доп. – М.: Высш. шк., 1983. – 336 с.
- Общая электротехника: Учеб. пособие для вузов / Под редакцией А. Т. Блажкина. 4-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат., ленинградское отд., 1986. – 592 с.
- Кузовкин В. А. Теоретическая электротехника: учебник. М.: Университетская книга, Логос, 2005. – 480 с.
- Электротехнический справочник. Т. 2 под ред. П. Г. Грудинина. Изд. 5-е, исправ. – М.: Энергоиздат, 1975. – 752 с.

- Калашников М. А., Хайруллин Р. Г. Электротехника. Ч. 1. Электрические и магнитные цепи. Учеб. пособие для инженеров-энергетиков. – Казань: Татарское кн. издательство, 1994. – 96 с.
- Татур Т. А., Татур В. Е. Установившиеся и переходные процессы в электрических цепях: Учеб. пособие для вузов. – М.: Высш. шк., 2001. – 407 с.
- Бычков Ю. А., Золотницкий В. М., Чернышев Э. П. Основы теории электрических цепей: Учебник для вузов. – СПб.: Изд. "Лань", 2002. – 464 с.
- 11. *Попов В. П.* Основы теории цепей: Учеб. для вузов. 4-е изд., испр. М.: Высш. шк. 2003. 575 с.
- Дмитриев В. И., Зелинский М. К., Урядниев Ю. Ф. Основы теории цепей. Тестовые оценивание учебных достижений и качества подготовки: Учебное пособие. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 228 с.
- Бутыркин П. А., Толчеев О. В., Шакирзянов Ф. Н. Электротехника: учебник для нач. проф. образования. 5-е изд., стер. – М.: Изд. центр "Академия", 2007. – 272 с.
- Демирчян К. С., Нейман Л. Р., Коровких Н. В. Теоретические основы электротехники. 5-е изд. Т. 1. СПб.: 2009. 512 с.
- Ионкин П. А., Мельников Н. А., Даревский А. Н., Кухаркин Е. С. Теоретические основы электротехники. Ч. 1. Основы теории цепей. – М.: Высш. шк., 1965. – 736 с.
- Атабеков Г. И. Линейные электрические цепи. М.-Л.: Энергия, 1966. – 320 с.
- 17. Поливанов К. М. Теоретические основы электроники. Линейные электрические цепи с сосредоточенными параметрами. Т.1. – М.: Энергия, 1972. – 240 с.
- Касаткин А. С. Электротехника: учебник для вузов. Изд.
 3-е, перераб. М.: Энергия, 1974. 560 с.
- Нейман Л. Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники: в 2-х т. Учебник для вузов. Т.1. 3-е изд., перер. и доп. – Л.: Энергоиздат. Ленинград. отд., 1981. – 536 с.
- Морозов А. Г. Электротехника, электроника и импульсная техника: учеб. пособие для инженеров-экономистов спец. Вузов. – М.: Высш. шк. 1987. – 448 с.
- Зевеке Г. В., Ионкин П. А., Нетушил Л. В., Страхов С. В. Основы теории цепей: Учебник для вузов. – 5-е изд., перераб. – М.: Энергоатоммаш, 1989. – 528 с.
- Касаткин А. С., Немцов М. В. Электротехника: учебник для вузов. В 2-х кн. Кн. 1. 5-е изд., прераб. и доп. – М.: Изд. центр Академия, 1995. – 240 с.
- Лоторейчик Б. А. Теоретические основы электротехники. Программы. Методические указания. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 2000. – 224 с.
- 24. *Касаткин А. С., Немцов М. В.* Электротехника: учебник для вузов. 8-е изд., испр. М.: изд. центр Академия, 2003. 544 с.
- 25. *Немцов М. В.* Электротехника и электроника: Учебник для вузов. М.: изд. МЭИ, 2003. 597 с.
- 26. Бутыркин Л. А., Гафиатуллин Р. Х., Шестакова А. Л. Электротехника. Учеб. пособие в 3-х книгах. Книга 1. Теория электрических и магнитных цепей. Электрические измерения. – Челябинск-Москва: изд. ЮУрГУ., 2003. – 505 с.

- 27. Иванов И. И., Соловьев Г. И., Равдоник В. С. Электротехника: Учебник. 3-е изд., стер. – СПб.: изд. "Лань", 2005. – 496 с.
- 28. *Коровкин Н. В., Селина Л. Л.* Теоретические основы электротехники. Сб. задач. СПб.: Питер, 2006. 512 с.
- 29. *Касаткин А. С., Немцов М. В.* Курс электротехники: учеб. для вузов. 9-ое изд., стер. М.: Высш. шк., 2007. 542 с.
- Немцов М. В. Электротехника и электроника: Учебник для вузов. – М.: Высш. шк., 2007. – 560 с.
- Бессонов А. А. Теоретические основы электротехники.
 Электрические цепи: учебник. 11-е изд., перераб. и доп. М.: Гардарики, 2007. 701 с.
- Касаткин А. С., Немцов М. В. Электротехника: учебник для вузов. 12-е изд., стер. - М.: изд. центр Академия, 2008. – 544 с.
- Тукшаитов Р. Х. Абдуллазянов Э. Ю., Нигматуллин Р. М., Айхайти Исыхакэфу. О коэффициенте мощности светодиодных ламп (в связи с требованиями ГОСТ Р 55705-2013). – Светотехника, 2018, № 1,. С. 49–51.
- 34. Тукшаитов Р. Х. Методологические аспекты формирования в ГОСТ требований к коэффициенту мощности светодиодных светильников и его структуре. XII Всеросс. науч.-техн. конф. с междун. участием "Проблемы и перспективы развития отечественной светотехники и электротехники". – Саранск: МГУ им Н. П.Огарева, 2015, С. 64–66.
- 35. ГОСТ Р 513.3.2-2006. Эмиссия гармонических составляющих тока техническими средствами с потребляемым током не более 16 А (в одной фазе). Нормы и методы испытаний. М.: Стандартинформ, 2007. 29 с.
- 36. Тукшаитов Р. Х., Абдуллазянов Э. Ю., Курмаев И. Х., Нигматуллин Р. М. Доработка ГОСТ Р 55705-2013 – путь к новым энергосберегающим возможностям светодиодных осветительных систем. XV Международный симпозиум "Энегоресурсоэффективность и энергосбережение". – Казань, 2015, С. 200–203.
- 37. Тукшаитов Р. Х. О принципиальной необходимости доработки требований к коэффициенту мощности в ГОСТ Р55705-2013 и IEC 61000-3-2. В сборнике: Проблемы и перспективы развития отечественной светотехники, Электроники и энергетики, материалы XIII Всероссийской научно-технической конференции с международным участием (Саранск, 15–16 марта 2017 г.) в рамках IV Всероссийского светотехнического форума с международным участием. – Саранск, 2017, С. 395.
- 38. IEC 61000-3-2. Elecromagnetic comhatibility (EMC). 62 p.
- Геворкян М. РFС-дроссели EPCOS для ограничения гармоник тока бытовой электроники. – Компоненты и технологии, 2002, № 4.
- 40. Немного теории. Реактивная мощность и конденсаторные установки. http://slavenergo.ru/reaktivnaya-moschnost.
- 41. Коэффициент нелинейных искажений: http:// ru.wikipedia.org/wiki.
- 42. 380 V.ru/refrence/tech-articles/231-thd-special.

- Айхайти Исыхакэфу. Метод комплексного контроля качества светодиодных осветительных приборов на основе исследования их характеристик. Автореферат дисс. на соис. уч. степ. канд. технич. наук. – Казань: КГЭУ, 2018. – 16 с.
- Новгородцев А. Б. Теоретические основы электротехники.
 30 лекций по теории электрических цепей. 2-ое изд. СПб.: изд. Питер, 2006. – 576 с.
- Прянишников В. А. Теоретические основы электротехники.
 Курс лекций. Изд. 6-е СПб.: КОРОНА принт, 2009. 368 с.
- 46. Тукшаитов Р. Х., Бурганетдинова Д. Д. Об информативности интервалограммы коэффициента мощности при активной нагрузке. В сб.: Наука и образование в XXI веке. Сборник науч. тр. по матер. Международной научно-практической конференции в 17 частях. – Белгород, 2014. С. 158–159.
- 47. Тукшаитов Р. Х., Нигматуллин Р. М., Айхайти И., Салимуллин М. Ф. Оценка качества электрической энергии по уровню коэффициента искажения напряжения электросети. – Успехи современной науки. 2016. Т. 2. № 10. С. 105–107.
- 48. Тукшаитов Р. Х., Корнилов В. Ю., Айхайти Исыхакэфу, Салимуллин М. З. О величине погрешности измерения коэффициента мощности светодиодных ламп в течение суток в зависимости от коэффициента искажения напряжения электросети. В сб. Фундаментальные и прикладные проблемы физики. – Саранск: МГПИ, 2017. С. 18–22.
- ГОСТ 32144-2013. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. Издание официальное. – М.: Стандарт информ, 2014. – 16 с.
- 50. Источники света 2008/2009. Каталог фирмы Osram. С. 3, 134.
- Verderber R. R., Morse O. C., Alling G. R. Harmonics From Compact Fluorescent lamps. – IEEE Transaction on Industry Applications. 1994, V. 29, No 3, pp. 670-674.
- 52. *Мазумдар С., Мандал Р. С., Мухерджи А., Сур А. К.* Коэффициент мощности и гармонический анализ компактных люминесцентных ламп со встроенными ПРА. – Светотехника, 2010, № 1, С. 32–37.
- ГОСТ Р 55705-2013. Приборы осветительные со светодиодными источниками света. Общие технические условия. Издание официальное. М.: Стандартинформ, 2014. 8 с.

Тукшаитов Рафаил Хасьянович, д. б. н., профессор, профессор кафедры "Промышленная электроника и светотехника" Казанского государственного энергетического университета, академик РАЕ, тел. 8 (987) 184-03-15; e-mail: trh_08@mail.ru.

Шириев Равиль Рафисович, к. т. н., доцент кафедры "Промышленная электроника и светотехника" Казанского государственного энергетического университета, тел.: +7 (960) 038-12-26, e-mail: shrr@list.ru.

А.А.Миронов

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ ОГРАНИЧИТЕЛЯ ПУСКОВОГО ТОКА ДЛЯ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Anatoly Mironov

В статье описываются алгоритмы и особенности работы ограничителей пускового тока для систем электропитания космических аппаратов. Рассматриваются вопросы увеличения надежности, расширения их функциональных возможностей.

Ключевые слова: система электропитания, пусковой ток, датчик тока, регулирующий элемент, защита от перегрева, фильтрация радиопомех.

Ограничители пускового тока (ОПТ) широко применяются для построения систем электропитания бортовой радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), чувствительной к броскам тока и помехам в сети, а также первичный источник электропитания которых ограничен по мощности. К таковым в первую очередь относятся системы вторичного электропитания (СВЭП) космических аппаратов (КА), первичный источник питания которых имеет ограниченные энергоресурсы. Обычно ОПТ включается на входе СВЭП, ограничивая зарядный ток конденсаторов входных фильтров всей группы модулей электропитания и заодно защищая контакты силового коммутатора, ресурс которых невелик, от подгорания. С другой стороны, при выходе из строя одного из модулей питания СВЭП ОПТ ограничивает потребляемый ток и защищает его от полного разрушения. Включение через ОПТ требуют и такие нагрузки как двигатели, нагрузки типа "лампы накаливания", электрические фильтры радиопомех и некоторые другие, потребляемый ток в режиме включения которых значительно превышает указанный параметр в установившемся режиме работы.

Для маломощных нагрузок (единицы Вт) можно применять простые ОПТ, в которых регулирующий элемент (РЭ) работает в режиме непрерывного регулирования. На рис. 1 приведена функциональная

Рис. 1. Функциональная схема ОПТ1 с регулирующим элементом непрерывного регулирования

Optimal structure selection of inrush current limiter for spacecraft power supply systems

The article describes algorithms and specifics of the inrush current limiters operation developed for the spacecraft power supply systems. It considers also the issues, related to their reliability increasing and functionality expanding.

Keywords. Power supply system, starting current, current sensor, control element, overheat protection, radio interference filtering.

схема ОПТ с общей шиной [1]. Обозначим этот тип ОПТ как ОПТ1. Он содержит регулирующий элемент (РЭ), резисторный датчик тока $R_{дT}$, источник опорного напряжения $U_{O\Pi}$ и узел управления УУ.

Максимальное значение тока ОПТ1 $I_{OПТ.МАКС}$ устанавливается номиналом резистора-датчика тока $R_{\Pi T}$:

$$I_{\text{OTT.MAKC}} = U_{\text{OT}}/R_{\text{дT}}.$$

Работой регулирующего элемента РЭ управляет УУ, на который поступает в качестве уставки напряжение $U_{O\Pi}$ от источника опорного напряжения и для сравнения – напряжение с датчика тока, несущее информацию о реальном значении тока через РЭ. Выходной конденсатор С имеет небольшую емкость и играет роль корректирующего. При токе регулирующего элемента $I_{P9} < I_{P9.MAKC}$ сигнал на выходе УУ максимален, РЭ открыт и работает в режиме насыщения, либо в граничном режиме. При увеличении тока нагрузки до значения $I_{P9.MAKC}$ сигнал на выходе УУ уменьшается, переводя РЭ в линейный режим и ограничивая тем самым ток через него и в нагрузке значением $I_{P9.MAKC}$. Установившееся значение выходного напряжения ОПТ при этом

$$U_{\rm BMX} = R_{\rm H} \cdot I_{\rm P9.MAKC},$$

где $R_{\rm H}$ — эквивалентное активное сопротивление нагрузки.

На РЭ в этом режиме выделяется мощность

$$P_{\rm P\Im} = (U_{\rm BX} - U_{\rm BbIX}) \cdot I_{\rm P\Im,MAKC},$$

а при коротком замыкании на выходе или в первый момент после включения ОПТ – $P_{P \ni .MAKC} = U_{BX} \cdot I_{P \ni .MAKC}!$

Поскольку ОПТ работает в непрерывном режиме, он не создает помех ни в режиме запуска, ни в установившемся режиме, однако и не фильтрует помехи, идущие из нагрузки в первичную сеть и обратно. Выходная характеристика ОПТ1 показана на рис. 2 (зависимость a).

Рис. 2. Выходные характеристики разных типов ОПТ с РЭ непрерывного регулирования

Падение напряжения при максимальном выходном токе может составлять десятки милливольт как на датчике тока, так и на открытом РЭ, в качестве которых теперь используются МОП-транзисторы с малым сопротивлением открытого канала. Мощность, рассеиваемая ОПТ в установившемся режиме, составляет десятки—сотни милливатт, и он практически не нагревается, что помогает решить задачу миниатюризации прибора. И, наконец, рассмотренный ОПТ индифферентен к характеру нагрузки, универсален в этом смысле, и реализует максимальную скорость заряда батареи конденсаторов из всех типов ОПТ при заданном токе $I_{PЭ.МАКС}$.

В УУ обычно предусматривают дополнительный вход управления включением ОПТ (вывод Вкл). Это позволяет отключать нагрузку, работа которой в данное время не требуется, подачей маломощного управляющего сигнала. Таким способом просто реализуется режим энергосбережения, что особенно важно для СВЭП КА.

Недостатком структуры ОПТ1 является относительно большая мощность, выделяемая на РЭ во время запуска или короткого замыкании на выходе, что может привести к перегреву РЭ и ограничивает время действия перегрузки на уровне сотен микросекунд – единиц миллисекунд. Мощность, выделяемая на РЭ при КЗ, многократно превышает ее значение в установившемся режиме. Поэтому ОПТ1 с непрерывным режимом регулирования РЭ применяется только при малых мощностях нагрузки и при небольших входных напряжениях (27 В). Но даже в этом случае необходимо предусмотреть ограничение длительности перегрузки РЭ включением в схему, например, специального таймера, принудительно выключающего РЭ по истечении указанного времени (на рис. 1 не показан). Тогда при работе в режиме запуска в течение указанного времени ("неудачный запуск") ОПТ выключается во избежание перегрева РЭ с последующим автоматическим включением. Кроме того, конструируя прибор, необходимо предусматривать эффективные способы отвода тепла от РЭ.

Другой путь защиты РЭ от перегрева — перевод РЭ при перегрузке в облегченный режим, при котором выделяемая на нем мощность значительно уменьшается [2]. Обозначим этот тип ОПТ как ОПТ2. Функциональная схема ОПТ2 показана на рис. 3. Здесь и далее вход управления включением Вкл не показывается.

Здесь схема УУ усложняется тем, что оно анализирует не только ток через РЭ, но и падение напряжения на нем, т. е. фактически выделяемую на нем мощность. При малых значениях падения напряжения на РЭ ОПТ2 работает аналогично ОПТ1. При увеличении этого напряжения сверх некоторого предельного значения U₁ УУ переводит РЭ в линейный режим, ограничивая, а затем и уменьшая ток I_{РЭ.МАКС} и выделяемую на нем мощность. Для аналоговых схем такое техническое решение применяется для защиты РЭ от перегрузки по току и мощности [3] в усилителях, стабилизаторах напряжения. Статическая выходная характеристика ОПТ2 показана на рис. 2 (зависимость δ). При уменьшении сопротивления нагрузки *R*_н горизонтальный участок переходит в падающий и при коротком замыкании на выходе ($R_{\rm H} = 0$) выходной ток ОПТ и выделяемая на нем мощность в несколько раз меньше, чем у ОПТ1. Следовательно, время безопасной работы в режиме перегрузки ОПТ2 может быть существенно увеличено.

Эта особенность работы сохраняет РЭ, но не расширяет функциональные характеристики ОПТ. Время запуска нагрузки увеличится, так как на первом этапе ток $I_{PЭ}$ значительно меньше $I_{PЭ.МАКС}$. Кроме того, такой алгоритм работы ОПТ таит в себе еще одну нежелательную особенность: ОПТ2 не всегда сможет работать с нагрузками типа двигателя. Двигателю, например, чтобы раскрутиться как раз и нужен большой ток. Он уменьшится только после раскручивания. Поэтому двигатель может так и остаться в "нераскрутившемся" состоянии.

Поскольку мощность, выделяемая на РЭ при перегрузке, существенно меньше таковой в сравнении с ОПТ1, ОПТ2 может работать с более мощными нагрузками. Остальные характеристики прибора такие же как у ОПТ1.

Еще один способ защиты РЭ во время запуска или КЗ на выходе — установка в УУ элементов защиты от перегрева. Обозначим этот тип ОПТ как ОПТЗ. Функциональная схема ОПТЗ показана на рис. 4.

Конструктивно датчик температуры Дt° должен устанавливаться в непосредственной близости от РЭ, чтобы адекватно измерять его температуру. В идеале он должен быть реализован на одном кристалле с РЭ

Рис. 3. Функциональная схема ОПТ2 с облегченным режимом работы РЭ при перегрузке

Рис. 4. Функциональная схема ОПТЗ с тепловой защитой РЭ

также по полупроводниковой технологии. Схемотехника полупроводниковых датчиков температуры разработана и широко используется [4].

При этом Дt° не важно, по какой причине происходит повышение температуры. Это может быть перегрев РЭ вследствие перегрузки на выходе ОПТ, либо повышение температуры окружающей среды, в которой работает РЭА. При температуре датчика меньше предельной выходная характеристика ОПТ3 соответствует показанной на рис. 2 (зависимость а).

При повышении температуры РЭ алгоритм работы ОПТ может быть различный. Можно, например, пропорционально увеличению температуры сверх некоторого предела уменьшать значение $I_{PЭ.МАКС}$ (зависимости *в* и *г* рис. 2, причем температура $t_B < t_{\Gamma}$). Либо, при достижении некоторой предельной температуры ОПТ может просто выключаться с последующим автоматическим включением при остывании.

Мощность обслуживаемой нагрузки ОПТ3 при одинаковых силовых элементах и другие технические характеристики такого же уровня, как и у ОПТ2.

Повысить надежность ОПТ можно, дополнив схемотехнику и алгоритмы работы ОПТ2 датчиком температуры Дt°, как в это сделано в ОПТ3.

Альтернативный путь уменьшения выделяемой в ОПТ мощности — перевод РЭ при перегрузке в импульсный режим работы. В [5] приведена электрическая схема одного из вариантов ОПТ с "импульсным" алгоритмом работы РЭ. На рис. 5 показана его функциональная схема, на рис. 6 — эпюры сигналов во время запуска на активно-емкостную нагрузку. Обозначим этот тип ОПТ как ОПТ4.

Усилитель У измеряет ток в "минусовой" шине питания с помощью резистора-датчика тока R_{дт} и управляет работой регулирующего элемента РЭ. Драйвер Др преобразует выходной сигнал У в формат, требуемый для открывания и запирания РЭ. Для устойчивой работы ОПТ в режиме переключения усилитель У охвачен положительной обратной связью на резисторах R1, R2.

В установившемся режиме работы ОПТ для тока нагрузки $I_{\rm H}$ справедливо соотношение: $I_{\rm H} = I_{\rm L} = I_{\rm ДT}$.

На выходе У напряжение близко к нулю: $U_{y,BK\pi} \approx 0$ и РЭ открыт. Рабочий ток протекает от источник входного напряжения через открытый РЭ, дроссель L, нагрузку и резистор—датчик тока $R_{\pi T}$. При включении ОПТ, когда происходит зарядка конденсатора С и конденсаторов входных фильтров подключенных на выход ОПТ модулей питания СВЭП ток нагрузки увеличивается. При напряжении на датчике тока

$$U_{\rm ДТ.ВЫКЛ} = U_{\rm OII} \cdot (1 + R_{\rm I}/R_{\rm 2})$$

на выходе У скачкообразно устанавливается напряжение $U_{\text{y,Bbix}}$, а РЭ закрывается. Это выражение справедливо при условии, когда R_1 , $R_2 >> R_{\text{дT}}$, что выполняется во всех практических реализациях ОПТ. Ток в дросселе L начинает уменьшаться, протекая теперь через замыкающий диод VD, нагрузку и $R_{\text{дT}}$.

При напряжении на $R_{\rm ДT}$, равном

$$U_{\text{ДТ.ВКЛ}} = U_{\text{ОП}} \cdot (1 + R_1/R_2) - U_{\text{У.ВЫХ}} \cdot R_1/R_2,$$

напряжение на выходе У вновь устанавливается на уровне 0, РЭ открывается и процесс повторяется. Таким образом, резисторами R_1 , R_2 реализован гистерезис

 $\Delta U_{\rm TT} = U_{\rm TT.BKT} - U_{\rm TT.BIKT} = U_{\rm Y.BIX} \cdot R_1 / R_2.$

От выражений напряжения переключения $U_{\text{дт.вкл}}$, $U_{\text{дт.выкл}}$ через $R_{\text{дт}}$ просто перейти к соответствующим значениям токов $I_{\text{дт.вкл}}$, $I_{\text{дт.выкл}}$.

С каждым периодом работы напряжение на выходе ОПТ увеличивается до тех пор, пока на очередном периоде работы ток $I_{\text{дт}}$ не достигает значения $I_{\text{дт.Выкл}}$. РЭ остается открытым и переходный процесс включения заканчивается. ОПТ на этапе запуска работает как импульсный преобразователь релейного типа.

Рис. 5. Функциональная схема ОПТ4 с импульсным алгоритмом работы РЭ в режиме перегрузки

на активно-емкостную нагрузку

РЭ в режиме перегрузки или запуска работает в импульсном режиме. Выделяющаяся на нем мощность многократно меньше аналогичного показателя ОПТ с РЭ непрерывного регулирования, поэтому он может работать с нагрузками в десятки и сотни Вт. Длительность перегрузки значения уже не имеет. ОПТ, фактически, теперь является не ограничителем пускового тока, а просто – ограничителем тока (ОТ). Выходная характеристика ОПТ соответствует зависимости а на рис. 2 для среднего значения выходного тока.

Такой ОПТ обладает рядом полезных свойств. Он, также как и ОПТ1, нечувствителен к типу нагрузки, для него не имеет значения величина емкости на входе СВЭП или другой нагрузки. При этом он также с максимальной скоростью заряжает батарею конденсаторов на входе СВЭП. Кроме того, в установившемся режиме LC-элементы схемы работают как фильтр помех как из СВЭП в первичную сеть, так и обратно с эффективным диапазоном фильтрации до нескольких десятков МГц.

В установившемся режиме суммарное падение напряжения на открытом РЭ, L и ДТ чуть больше, чем у ОПТ с непрерывным регулированием РЭ и составляет доли В. Кроме того, необходимо учитывать, что нагрузка должна выбираться на максимальное значение среднего выходного тока

$$I_{\rm BMX,MAKC} = (I_{\rm ДТ,BKЛ} + I_{\rm ДТ,BMKЛ})/2$$

хотя в импульсный режим ОПТ переходит при значении тока $I_{\text{ДТ.ВЫКЛ}} > I_{\text{ВЫХ.МАКС}}$.

Особенность рассмотренного ОПТ состоит в отсутствии общего для входа и выхода провода, что ограничивает его функциональные возможности и сужает область применения.

Этот недостаток устранен в ОПТ, функциональная схема которого показана на рис. 7 [6]. Здесь кроме перечисленных выше узлов в состав ОПТ включен одновибратор Од. Обозначим этот тип ОПТ как ОПТ5.

Максимальное значение тока через регулирующий элемент РЭ и $R_{\rm ДT}$ устанавливается также, как и в ОПТ4. В установившемся режиме работы при токе регулирующего элемента РЭ $I_{PЭ} < I_{PЭ.MAKC}$ сигнал на выходе усилителя У максимален. Одновибратором Од он дискриминируется как логическая единица и на его выходе удерживается сигнал логического нуля. При этом РЭ открыт. При увеличении тока через него до значения І_{РЭ.МАКС} сигнал на выходе усилителя У уменьшается. Когда его значение достигнет уровня логического нуля, одновибратор Од запускается. Напряжение на его выходе скачкообразно устанавливается на уровне логической единицы и удерживается в этом состоянии в течение времени задержки t_{3AA} , запирая РЭ на указанное время. Таким способом в ОПТ5 формируется пауза в работе РЭ, за время которой ток в дросселе L уменьшается. По окончании

Рис. 7. Функциональная схема ОПТ5 с общей шиной и импульсным режимом работы РЭ

паузы одновибратор Од возвращается в исходное состояние, РЭ открывается и ток в через РЭ, L и C вновь начинает увеличиваться. В итоге при перегрузке по току на выходе ОПТ5, аналогично ОПТ4, переходит в импульсный режим работы, ограничивая максимальное значение тока через регулирующий элемент РЭ и нагрузку на уровне *I*_{РЭ.МАКС}. При этом РЭ также работает в ключевом режиме с минимальной рассеиваемой на нем мощностью.

В установившемся режиме характеристики ОПТ4 и ОПТ5 практически идентичны.

При выборе структуры ОПТ необходимо учитывать характер конкретной нагрузки, особенности ее включения и работы. Например, современные модули электропитания, составляющие СВЭП, имеют высокий КПД и работают по принципу импульсного преобразования энергии. Их важная особенность – отрицательное статическое входное сопротивление. Это означает, что при уменьшении входного напряжения потребляемый СВЭП ток увеличивается. Максимальное значение он имеет при включении на наименьшем входном напряжении. Поэтому если при включении СВЭП ее модули начинают работать сразу по достижении на выходе ОПТ минимального рабочего напряжения, СВЭП с со структурой ОПТ2 на входе может не включиться. Чаще же используются модули питания с задержкой при включении (порядка 10...70 мс). За это время входные конденсаторы СВЭП успевают полностью зарядиться и включение происходит штатным образом.

Если к ОПТ предъявляются требования по стойкости к спецвоздействиям, они обычно удовлетворяются выбором соответствующей элементной базы и подтверждаются испытаниями, либо расчетами. В любом случае необходимо учитывать, что мощные элементы, изготовленные по биполярной технологии, более устойчивы к воздействию ТЗЧ, нежели маломощные, а маломощные биполярные более устойчивы, чем маломощные МОП-элементы. Зачастую именно эти особенности элементной базы и определяют выбор подходящей структуры ОПТ, либо вынуждают разработать другую, реализуемую на доступной элементной базе [7].

Рассмотренные выше принципы построения ОПТ можно, естественно, применять при разработке ОПТ для любой другой РЭА.

Литература

- Миронов А. А. Некоторые проблемы разработки ограничителей пускового тока. Обзор по материалам отечественной и зарубежной патентной информации за 1972–1989 гг. – Центр научно-технической информации "Поиск", 1990, Вып. 42, С. 5, Рис. 2.
- 2. Там же, С. 6, Рис. 4.
- Кудряшов Б. П., Назаров Ю. В., Тарабрин Б. В. и др. Аналоговые интегральные схемы. Справочник. – М.: Радио и связь, 1981., С. 153, Рис. 5–15.
- 4. *Миронов А. А.* Тепловая защита стабилизаторов напряжения. Журнал "Радио", 1983, № 10, С. 32–34.
- 5. *Миронов А. А.* Структура и алгоритмы работы ограничителей пускового тока для бортовых систем электропитания. – "Силовая электроника" 2017, № 1, С. 40–42.

- 6. *Миронов А. А.* Ограничитель тока. Патент РФ на полезную модель №46593, МКИ7:G 05 F 1/56, 2005 г.
- 7. *Миронов А. А.* Ограничитель тока. Патент РФ на полезную модель №182804, МКИ7:G 05 F 1/56, 2018 г.

Миронов Анатолий Александрович, главный конструктор ООО "Александер Электрик источники электропитания", тел.: +7(499) 181-19-20, +7(499)181-26-04, +7(909)156-54-97. Факс: +7(499) 181-05-22, +7(916) 950-87-53, web-caйт: www.aeip.ru, e-mail: mironov@aeip.ru. К. К. Крутиков, В. В. Рожков, И. Е. Леонов, Д. В. Белоусов, Д. А. Романов, К. А. Рудняков

СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И РЕШЕНИЕ ПРОБЛЕМЫ ПЛАВНОГО ПУСКА ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

K. Krutikov, V. Rozhkov, I. Leonov, D. Belousov, D. Romanov, K. Rudnyakov State-of the-Art and Solution of a Switched Mode Power Supplies Soft Start Problem

Проведен анализ проблем при пуске массово выпускаемых импульсных источников питания. Сформулированы необходимые требования для организации плавного пуска импульсных источников посредством модернизации схемы блока питания. Разработаны имитационные модели имеющихся и предлагаемого схемного решения. Сделан физический макет предлагаемой схемы с полевым транзистором, обеспечивающим задержку на включение и существенное ограничение пускового тока источника. Показаны пути практического применения предлагаемого решения, в том числе для защитных целей.

Ключевые слова: импульсный источник питания, плавный пуск, модернизация схемы, компьютерное моделирование, физический макет.

При многообразии схем импульсных источников вторичного питания типа AC/DC [1-4] используется общий принцип: напряжение первичного синусоидального питания через диодный выпрямитель заряжает базовый накопительный конденсатор, энергия которого непрерывно (или дозированными порциями с использованием широтно-импульсной модуляции на высокой несущей частоте) передается на выход с применением ключевых элементов (транзисторов). При пуске (первом включении) незаряженный конденсатор накопителя с нулевым уровнем напряжения создает режим короткого замыкания для питающей сети и входных элементов блока (диодов выпрямителя). Бросок импульсного тока пуска определяется мгновенным напряжением сети в момент включения. Он ограничивается внутренними резистивными сопротивлениями питаюшей сети и может иметь недопустимые величины, вызывая повреждение слабых звеньев от источника первичного питания до элементов импульсного блока, расположенных на пути тока до конденсатора. В установившемся режиме в каждом периоде сети имеются интервалы отдачи энергии конденсатора при его разряде на входное сопротивление эквивалентной нагрузки, и интервалы накопления энергии от сети, когда мгновенное напряжение сети возрастает до величины напряжения конденсатора в конце предшествующего интервала его разряда, и создаются условия открытия диодов выпрямительного моста. Потребление тока от сети в установившемся режиме носит импульсный характер, но начальные импульсы тока в каждом полупериоде сети гораздо меньше, чем при пуске.

Analysis of the problems occurring launch of mass-produced switched mode power supplies starting was performed. The necessary requirements for the soft start of switched mode power supplies through the power supply unit upgrading were formulated. The authors developed simulation models of the existed and suggested schematic solution. Physical embodiment of the circuit with a FET, ensuring turn-on delay and significant inrush current limiting was developed. The article shows the ways of practical realization of the suggested solution including protection circuits.

Keywords: switched mode power supply, soft start, circuit modernization, computer simulation, physical layout.

Существует несколько способов ограничения броска входного тока при подключении к сети:

– включать блок в момент перехода ЭДС сети через ноль. При этом, хотя сеть и конденсатор имеют равные нулевые напряжения, бросок тока обусловлен производной напряжения сети, которая имеет в момент включения максимальное значение. Недостатком этого метода является как необходимость слежения за сетью, быстродействующей системой команд управления и их исполнения, так и принципиальной недостижимостью цели – отсутствия броска тока,

 разделить процесс пуска на два этапа – подготовительный и рабочий. Подготовительный период предоставляет также широкие возможности. В простейшем (неуправляемом) подготовительном этапе в цепь входного тока до конденсатора вводится постоянный зарядный резистор выбранной величины сопротивления и выбранной рассеиваемой мощности. Пусковой бросок тока ограничивается этим резистором. Величина броска носит случайный характер в зависимости от момента включения, но не превосходит уровня, определяемого амплитудой напряжения сети в "неудачный" момент. Заряд конденсатора на подготовительном этапе можно дополнить условием запрета команд управления ключами блока. Тогда конденсатор заряжается при отсутствии нагрузки в нелинейной RCцепи каждый период сети порциями, стремясь к амплитудному напряжению сети. Момент формирования команды закорачивания резистора в неуправляемом варианте может быть из условия достижения заряда требуемого уровня (например, величины амплитуды напряжения сети, или близкого к ней значения). Выполнение этого условия не требует сложного решения.

Однако время этого этапа точно не определено, и в момент закорачивания резистора может возникать значительное разностное напряжение сети и заряженного конденсатора, что вызовет вторичный бросок тока. Его величина и знак зависят случайным образом от разностного напряжения сети и конденсатора нагрузки в этот момент. Могут возникать такие соотношения между ними, когда этот вторичный ток будет одного порядка с начальным броском, от которого эта схема отстроена. Тогда ее эффективность — нулевая.

Большинство заполнивших массовый рынок импульсных источников питания типа AC/DC выпускаются вообще без всяких средств снижения первоначального броска тока. В некоторых источниках в качестве такого средства устанавливается термистор (с отрицательным температурным коэффициентом), обладающий большим сопротивлением в холодном состоянии и снижающий свое сопротивление до долей Ом при нагревании.

Дешевые и маломощные импульсные блоки питания, использующие зарядный резистор, (постоянно включенный или шунтируемый по простой технологии), строятся без разделения на вспомогательный и основной интервалы. С момента включения к сети начинает работать как схема заряда конденсатора, так и генерация импульсов управления выходным ключом или ключами. Проблема плавного пуска импульсных источников питания решается не самым лучшим способом как потребителями [3-4], так и производителями дополнительных "навесных" устройств [5]. Однако их применение на ряде предприятий (например, атомных электростанций) наталкивается на юридические и технические ограничения. Тогда остается только сильно завышать параметры пусковой аппаратуры и уставки срабатывания быстродействующей защиты. Иначе пуск большого числа импульсных источников питания ответственных потребителей (например, микропроцессорных блоков релейной защиты и автоматики) приведет к их аварийному отключению.

Модель схемы, предлагаемой для снижения пускового тока импульсного источника и широко распространенной в Интернет-источниках [3–4], показана в пакете *Multisim* на рис. 1. Она отражает существование неконтролируемой разности напряжений сети и нагрузки в момент закорачивания резистора и может давать негативные эффекты, хорошо проявляющиеся при моделировании.

Модель схемы ограничения пускового тока содержит (слева направо):

— резистивно-емкостной делитель на элементах $R_1 = 220 \text{ Ом и } C_1 = 470 \text{ н} \Phi$, обеспечивающий амплитуду выпрямленного напряжения на выходе диодного моста D1 около 50 B;

- стабилитрон D2 на напряжение 24 В;

— фильтр на элементах $R_2 = 82$ кОм и $C_2 = 220$ мк Φ ; — резистивный делитель 1/10 на элементах $R_3 = 62$ кОм и $R_4 = 6,8$ кОм;

Рис. 1. Модель "типовой" схемы для снижения пускового тока

– емкость $C_3 = 220$ мк Φ , которая совместно с резисторами делителя в основном определяет время нарастания тока базы биполярного *n-p-n* транзистора Q1. Задержка включения Q1 определяет время задержки пуска импульсного источника с включенным пусковым сопротивлением $R_5 = 440$ Ом;

 – электромагнитное реле К1, зашунтированное обратным диодом D3 для защиты обмотки реле при размыкании его цепи, с активным сопротивлением и индуктивностью обмотки 400 Ом и 1 мГн соответственно, которое своим контактом шунтирует пусковое сопротивление R5.

В правой части модели выполнен фрагмент импульсного источника питания, с входным диодным мостом D4 и нагрузкой R6 = 4,4 кОм (при этом в номинальном режиме обеспечен ток нагрузки 50 мА и мощность источника 15 Вт). Конденсатор C4 = 100 мкФ представляет собой "большую" входную емкость импульсного источника питания, являющуюся непосредственной причиной возникновения броска пускового тока при ее быстром заряде.

Вначале проведен опыт пуска источника питания без пускового резистора и соответственно плавного пуска схемы. Осциллограмма зарядного тока при включении схемы для этого случая показана на рис. 2.

Представленный процесс отражает наиболее благоприятный случай прямого включения источника при начальном нулевом значении сетевой ЭДС. И даже при этом пусковой ток составляет около 10 А.

Рис. 2. Потребляемый ток без "плавного пуска" схемы (во временном масштабе 1 мс/ деление)

Осциллограммы работы схемы рис.1 через зарядное сопротивление 440 Ом и моменте закорачивания в 0,53 с (который зависит от емкости С3 и начальной нулевой ЭДС сети в момент включения) показаны на рис. 3.

Видно, что после обеспеченного схемой минимального тока при включении с закорачиванием пускового резистора через 0,53 с произошел вторичный бросок тока около 6 А.

Изменим начальную фазу сетевого напряжения всего на 10°. Процессы для потребляемого схемой тока в этом случае показаны на рис. 4.

Видно, что с другой сетевой начальной фазой меняется знак вторичного броска тока. Его амплитуда при этом также несколько выше — 7 А.

Приведенные общие рассуждения, анализ применяемых простых схем показывают, что проблема плавного пуска импульсных блоков питания фирмамиизготовителями вообще не принимается во внимание, а существующие решения, предлагаемые "снизу", не эффективны в принципе. Попытаемся сформулировать общие требования к эффективному плавному пуску импульсных блоков питания:

1. Устройство плавного пуска должно быть неотъемлемой частью блока, а не "навесной" добавкой к нему [5].

2. Должен быть снижен до допустимого уровня, который необходимо указывать в паспорте на устройство,

Рис. 3. Потребляемый ток схемы при подключении R₄ = 440 Ом и нулевой начальной фазе сети (во временном масштабе 100 мс/деление)

Рис. 4. Потребляемый ток схемы при подключении R₄ = 440 Ом и начальной фазе сети "-10°" (во временном масштабе 100 мс/дел.)

как первичный бросок тока при случайной начальной фазе сети в момент включения, так и минимизированы повторные броски тока впоследствии.

3. Желательно исключить реле с механическими контактами, через которые замыкается входной ток в установившемся режиме, а обмотка реле постоянно находится под напряжением.

4. Целесообразно применить в схеме плавного пуска бесконтактные ключи, а навесные резистивные элементы заменить полупроводниковыми.

5. Желательно в схеме предусмотреть защиту от короткого замыкания в источнике питания, при этом в качестве защитных элементов использовать те же, что и для организации плавного пуска.

Удорожание существующих блоков питания при этом должно быть не слишком значительным. Причем первые два требования можно распространить на все импульсные источники питания, а следующие три — на источники питания, применяемые в наиболее ответственных сферах, например, в релейной защите объектов атомной энергетики.

Технические решения могут быть различными в зависимости от мощности источника питания. Тогда следует разрабатывать серию источников с внедренными в них приемлемыми решениями.

В качестве такого решения можно предложить схемы плавного пуска, в которых вместо балластного пускового резистора использовать бесконтактный вариант на полевом транзисторе, например, 2SK3233.

Модель такого варианта показана на рис. 5а.

Здесь управление полевым транзистором, включенным во входную цепь вторичного преобразования DC/DC, осуществляется от вспомогательного источника с плавным нарастанием напряжения по желаемому закону, например, экспоненциальному или линейному с уровнем установившегося значения в несколько вольт. Транзистор при этом плавно включается в работу. В схеме рис. 5*a* выбран экспоненциальный закон нарастания напряжения от нуля до 5 В с постоянной времени 0,4 с.

Напряжения "сток-исток" и "затвор-исток" транзистора 2SK3233 показаны на рис. 5*6*, напряжение на нагрузке и потребляемый схемой ток — на рис. 5*8*.

По представленным осциллограммам видно, что осуществляется качественный плавный пуск схемы с ограничением пускового тока на уровне не выше 1 А.

В рассмотренном варианте сигналом управления транзистором является эквивалентный экспоненциальный источник вместо реальной схемы.

Вариант реальной схемы, реализующей высказанную идею, показан на рис. 6*a*. Здесь линейно нарастающий сигнал управления транзистором формируется цепочкой из резисторов $R_1 = 10$ кОм и $R_4 = 30$ кОм (для снижения мощности можно номинал R_4 увеличить до 100-200 кОм), а также конденсатора $C_1 = 2000$ мкФ (на напряжение примерно 5 В), с которого этот сигнал подается на переход "затвор-исток" Q2, шунтированный балластным резистором $R_2 = 100$ кОм. Напряжения "сток-исток" и "затвор-исток" транзистора показаны на рис. 66. На рис. 6в показано напряжение сети (нулевая линия сдвинута на 1 деление вверх) и потребляемый схемой ток (нулевая линия сдвинута на 2 деления вниз).

Работа схожа с функционированием эквивалентной схемы. Плавный пуск схемы происходит с ограничением пускового тока на уровне не выше 0,15 A и задержкой подключения напряжения на нагрузку на 0,4–0,5 с.

На основании разработанной компьютерной модели выполнен действующий макет на транзисторе BUZ90A. Осциллограмма, подобная рис. 6*в*, показана на рис. 7. Осциллографирование выполнено портативным двухканальным осциллографом FLUKE 123 в тех же масштабах, что и на рис. 6*б*. В реальной схеме обеспечена задержка на включение примерно в 0,3 с.

а

б

Рис. 5. Схема модели преобразователя с плавным запуском на полевом транзисторе (*a*); напряжения "сток-исток" и "затвор-исток" транзистора (*б*); напряжение на нагрузке и потребляемый схемой ток (*в*)

в

а

Рис. 6. Вариант модели реальной схемы (а); напряжения "стокисток" и "затвор-исток" транзистора (б); напряжение сети и потребляемый ток (в)

в

Рис. 7. Напряжение сети и потребляемый ток в схеме рис. 6а

Выводы

Рассмотренный вариант плавного пуска с дополнительным полевым транзистором позволяет использовать его не только по прямому назначению (ограничение пускового тока), но и для защиты блока в целом от короткого замыкания. Принцип защиты заключается в том, что по сигналу токовой защиты формируется команда запрета питания цепи затвора. Особенно органично этот принцип сочетается с имеющейся в большинстве импульсных источников защитой силового транзистора в выходной части, где также по сигналу защиты блокируются импульсы ШИМ-управления. Тогда один и тот же сигнал защиты действует одновременно по двум гальванически разделенным каналам, выполняя вместо одного два разрыва в цепи на входе DC. При этом повышается надежность защиты части схемы после диодного моста.

Литература

- 1. С. Коротков, А. Лукин, И. Соловьев. Мощные AC/DCпреобразователи для систем бесперебойного питания. – Современная электроника, 2018, № 6, С. 32–37.
- 2. *Кучеров Д. П.* Источники питания ПК и периферии. СПб.: Наука и техника, 2002.
- Самодельные зарядные устройства [Электронный pecypc] – Режим доступа: http://samodelnie.ru/publ/ samodelnye_zarjadnye_ustrojstva/8 (дата обращения: 13.02.2017).
- Схема импульсного стабилизатора для зарядки телефона [Электронный ресурс] – Режим доступа: http://

radiostorage.net/?area=news/2071 (дата обращения: 14.02.2017).

 Реле ограничения пускового тока МРП-101.Технические характеристики [Электронный ресурс] – Режим доступа: https://www.meandr.ru/mrp-101 (дата обращения: 01.06.2018).

Крутиков Кирилл Кириллович, к. т. н., доцент кафедры "Теоретические основы электротехники" филиала федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования "Национальный исследовательский университет "МЭИ" в г. Смоленске (филиала ФГБОУ ВО "НИУ "МЭИ" в г. Смоленске), тел.: +7 (910) 712-34-35;

Рожков Вячеслав Владимирович, к. т. н., доцент, заместитель директора по учебно-методической работе, заведующий кафедрой "Электромеханические системы" филиала ФГБОУ ВО "НИУ "МЭИ" в г. Смоленске, тел: +7 (910) 715-66-04, e-mail: umo@sbmpei.ru;

Леонов Иван Егорович, начальник участка службы релейной защиты и автоматики по противоаварийной автоматике электрического цеха филиала АО "Концерн Росэнергоатом" "Смоленская атомная станция" (САЭС);

Белоусов Дмитрий Владимирович, начальник участка автоматизированных систем управления электрического цеха САЭС;

Романов Дмитрий Александрович, ведущий инженер электрического цеха САЭС;

Рудняков Константин Александрович, к. т. н., ведущий инженер электрического цеха САЭС.

Н. Н. Цыбов

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ В ЗАДАЧАХ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ОБУЧАЮЩИХ СИСТЕМ

N. N. Tsybov

С целью овладения студентами практических навыков и умений при изучении электротехнических дисциплин хорошо себя зарекомендовали методы комплексного применения физических и виртуальных моделей проектируемых электронных устройств. При этом в дополнение к методическим указаниям и пособиям по проектированию в качестве примеров студентам предоставляются виртуальные модели реальных электронных устройств. Применение виртуальных моделей имеет особую эффективность при обучении в случае, если это не просто учебная модель, а модель реального работающего устройства, имеющего применимость. В качестве примера проектирования автором предложен вариант применения расчетно-экспериментального метода разработки прецизионной системы стабилизированного электропитания, при реализации которой принятые технические решения подтверждены патентами.

Ключевые слова: интеллектуальные обучающие системы, моделирование, стабилизатор, прецизионный.

Внедрение новых информационных технологий в наше время характеризуется применением современных специализированных программно-аппаратных технических средств, для создания которых требуется инженерные кадры соответствующего уровня профессиональной подготовки. Реализация соответствующих задач подготовки инженерных кадров напрямую связана с применением вузами автоматизированных интеллектуальных обучающих комплексов, имеющих в своем составе имитационно-моделирующие программные средства [1]. Активное применение интеллектуальных обучающих систем при подготовке специалистов по техническим специальностям связано с техническими и материальными сложностями в обеспечении каждого студента возможностью участия в физических экспериментах по изучаемым дисциплинам. Значительно снижают организационные и финансовые нагрузки на вузы применение образовательных информационных технологий, содержащих программные средства моделирования изучаемых процессов. Стоимость внедрения таких программноаппаратных средств как минимум на порядок ниже стоимости приобретения и обслуживания физических лабораторий.

Применение любых новых методов обучения в образовании, также как и применение интеллектуальных автоматизированных обучающих систем не может быть эффективным, если у обучающихся не сформирована мотивация к обучению и студент не проявляет познавательного интереса к изучаемому

Modeling processes in electric circuits in the problems of intelligent tutorial systems

Methods of physical and virtual models at design stage combined application are well reputed while students mastering practical skills and experience, when studying electrical engineering disciplines. With this, in addition to in design instructional guidance and tutorials the students are provided with virtual models of real electronic components as examples. Virtual models application has special effectiveness in cases, when this model is not just a tutorial one, but it is a model a real applicable and workable device. The author proposes an option of computational and experimental method for the precision stabilized electric power-supply system design. While its realization the adopted technical solutions were substantiated by patents.

Keywords: intellectual tutorial systems, modeling, stabilizer, precision.

процессу. Одним из наиболее эффективных факторов, способствующих формированию познавательной мотивации у обучающихся является создание ситуаций, в которых обучающийся в процессе обучения принимает участие в выполнении реальных жизненных задач, востребованных социумом. В случае изучения электротехнических дисциплин студенты проявляют интерес к проектированию реальных электронных устройств, имеющих промышленную применимость. Особый интерес для студентов представляют виртуальные модели реальных электронных приборов подтвержденных патентами на изобретение.

В виду того что от качества питающего напряжения зависят основные качественные показатели проектируемого электронного устройства созданию систем стабилизированного электропитания уделяется особое внимание. Постоянно растущие требования к производительности, быстродействию и точности современных электронных приборов предполагает создание усовершенствованных стабилизированных систем электропитания.

Современное проектирование электронных приборов предполагает выполнение расчетных и экспериментальных этапов отработки основных параметров и характеристик разрабатываемого устройства. Ввиду большого разброса характеристик промышленно выпускаемых электронных компонентов инженерные расчеты имеют сравнительно небольшую точность, что, как правило, предполагает уточнение расчетных данных проводить на этапе экспериментальной отработки. К дополнению к физическому эксперименту для этих целей существуют программные продукты имитационного моделирования, применение которых в разы сокращает время проектирования разрабатываемого устройства.

С целью уточнения инженерных расчетов, в виду их значительной погрешности, при проектировании появляется необходимость покаскадного проведения экспериментальных контрольных измерений режимов работы разрабатываемого устройства. При таком алгоритме проектирования появляется возможность на порядок уточнять поэтапно инженерные расчетные параметры исследуемых электрических цепей. Особенно это актуально для начинающих инженеров и студентов.

Как правило, при выполнении студентами самостоятельных и курсовых работ используются методические пособия и указания по выполнению таких работ. С целью увеличения эффективности образовательного процесса в области изучения электротехнических дисциплин и усвоения студентами практических навыков и умений в дополнение к методическим пособиям и указаниям целесообразно предлагать при проектировании виртуальные модели реальных электронных устройств. В связи с этим появляется необходимость в разработке таких реальных электронных устройств с поясняющими подробными расчетами и моделированием.

Пример построения прецизионной линейной системы электропитания

Линейный (компенсационный) стабилизатор напряжения это замкнутая система автоматического регулирования, содержащая транзисторный регулирующий блок, функционирующий в линейном режиме. При этом величины выходного напряжения пропорциональна величине напряжения узла опорного напряжения. Традиционно стабилизатор напряжения компенсационного типа содержит регулирующий элемент, узел делителя цепи обратной связи, усилитель рассогласования и узел опорного напряжения. Величина выходного напряжения при этом зависит от соотношений резисторов узла делителя цепи обратной связи.

При проектировании электронных устройств, как правило, применяются импульсные системы стабилизированного электропитания, которые имеют высокий КПД и весьма малые габариты. Тем не менее, линейные стабилизаторы остаются востребованными, особенно при проектировании двухступенчатых систем электропитания, при которых к выходу сетевого импульсного преобразователя, являющегося первой ступенью, подключается ряд линейных стабилизаторов с низким падением напряжения (*LDO – low dropout*) на выходном транзисторе, обеспечивающих проектируемое устройство необходимым рядом питающих напряжений. Подобные стабилизаторы выпускаются в интегральном исполнении на напряжения от 1 до 35 В [2, 3]. Недостатком таких стабилизаторов является их сравнительно невысокий коэффициент стабилизации (0,5–3%). Преимуществом линейных систем электропитания является меньший уровень помех и пульсаций.

Лидер промышленного выпуска *LDO* -стабилизаторов фирма *National Semiconductor* создала интегральные маломощные системы электропитания с малым падением напряжения на регулирующем элементе [4]. Для некоторых маломощных моделей *LDO*-стабилизаторов фирмы *National Semiconductor* величина КПД достигает 90%. При этом, для микромощных интегральных стабилизаторов серии LP2950-51, относящихся к классу прецизионных, нестабильность по току нагрузки укладывается в 0,5% [5]. Что касается мощных интегральных стабилизаторов, то, на настоящий момент такие стабилизаторы выпускаются на ток нагрузки до 5 А и имеют точность стабилизации 1-1,5% [5].

В нашем случае необходима прецизионная система с нестабильностью по току нагрузки в 500 раз меньше при большем в 10 раз токе нагрузки, чем нестабильность микромощной прецизионной интегральной системы фирмы *National Semiconductor серии* LP2950-51, укладывающейся в 0,5%, То есть необходимая нестабильность по току должна быть не более 0,001% при токе нагрузки 50 А.

Расчетно-экспериментальный метод проектирования

В представленной работе предлагается один из вариантов применения расчетно-экспериментального метода проектирования прецизионной системы стабилизированного электропитания [6].

Необходимо создать прецизионную систему стабилизированного электропитания со следующими характеристиками:

выходное напряжение 12 В;

ток нагрузки 50 А;

 нестабильность выходного напряжения: по току нагрузки не более 0.001%; по напряжению не более 0,03%.

Проектирование начинается с составления общей структуры принципиальной электрической схемы стабилизатора (рис. 1). Схема, содержит ряд функциональных узлов:

– узел вольтодобавки (E1);

– первичная питающая сеть (Е2);

– узел опорного напряжения на транзисторах VT1, VT2;

 – узел усилителя сигналов рассогласования на операционном усилителе AD1;

 – цепь положительной обратной связи по току (резистор R7);

мощный регулирующий каскад на транзисторах (VT5–VT9);

- предоконенчный каскад на транзисторе VT4;

 – узел согласования цепей управления с предоконечным каскадом на транзисторе VT3;

 – узел делителя цепи отрицательной обратной связи (R25–R27 и терморезистор R28).

Рис. 1. Прецизионная система стабилизированного электропитания

Необходимо провести поэтапный расчет всех узлов электрических цепей и уточнить расчеты по результатам моделирования [7, 8].

Рассмотрим особенности работы системы стабилизированного электропитания, изображенной на рис. 1.

Стабилизация выходных параметров от всех дестабилизирующих факторов в прецизионном стабилизаторе обеспечивается цепями ООС.

В качестве узла опорного напряжения в устройстве используются два встречно включенных стабилизаторов тока на транзисторах VT1, VT2. С целью улучшения коэффициента стабилизации при изменениях тока нагрузки между общим проводом опорного стабилитрона VD2 и общим проводом устройства включен "датчик тока" R7 с сопротивлением 0,05...0,15 мОм (подбирается при настройке). Ток нагрузки, протекающий через R7 образует корректирующий сигнал (ПОС), поддерживающий выходное напряжения в заданных пределах. Такое включение R7 последовательно в цепь выходного тока создает вольтодобавку к величине напряжения опорного стабилитрона VD2, за счет чего корректируется величина выходного напряжения стабилизатора. Регулируя величину сопротивления "датчика тока" R7 для конкретной величины тока нагрузки такое схемотехническое решение позволяет полностью до нуля скомпенсировать нестабильность выходного напряжения при изменении тока нагрузки.

Термостабильность системы электропитания обеспечивается применением термостабильного прецизионного опорного напряжения. Дополнительно термостабильность увеличивается в результате введения в нижнее плечо цепи делителя напряжения R25– R28 компенсирующего терморезистора R28.

Узел делителя цепи отрицательной обратной связи

Сигнал рассогласования формируется делителем отрицательной обратной связи (резисторы R25–R28 и терморезистор R28).

Расчет суммарного сопротивления узла делителя цепи отрицательной обратной связи выбирается из условия устойчивости стабилизатора в режиме холостого хода и величины минимального сопротивления нагрузки. В целях обеспечения необходимого коэффициента полезного действия (КПД) стабилизатора и устойчивой его работы в режиме холостого хода выберем ток делителя отрицательной обратной связи, равный 1/210 (0,5%) от максимального тока нагрузи, равного 50 А. Рассчитаем величину минимального сопротивления нагрузки:

$$R_{\text{H min}} = \frac{U_{\text{BMX.HOM.}}}{I_{\text{H max}}} = \frac{12}{50} = 0,24 \text{ OM},$$

где $I_{\text{н max}}$ — максимальный ток нагрузки. При этом общее сопротивление делителя цепи отрицательной обратной связи будет в 210 раз больше, т. е. общее сопротивление делителя цепи отрицательной обратной связи $R_{\text{д.ooc}} = R_{\text{н min}} \cdot 210 = 0.24 \cdot 210 = 50.4$ Ом.

Исходя из значений стандартного ряда E24 выбираем номиналы сопротивлений, входящих в делитель, сумма номиналов которого будет равна 50,4 Ом: $R_{25} = 15 \text{ Om}, R_{26} = 18 \text{ Om}, R_{27} = 20 \text{ Om}, R_{28} = 0,51 \text{ Om}.$ Для корректировки величины сигнала рассогласования при изменении температуры окружающей среды в качестве сопротивления R_{28} , входящего в состав делителя цепи отрицательной обратной связи, применяется терморезистор с положительным температурным коэффициентом сопротивления (ТКС).

Мощный регулирующий каскад

Максимальный ток нагрузи проектируемого устройства составляет 50 А. При такой нагрузке целесообразно применить схему составного каскада с применением транзисторов корпорации *Toshiba* модели 2SC5200 [9].

Оптимальные параметры площади радиатора охлаждения для этой модели транзисторов реализуются при рассеивании на них мощности, не превышающей 70–80% от максимально допустимой величины, равной 150 Вт.

Определим мощность в нагрузке при максимальном токе: $P_{\text{max}} = U_{\text{вых ном}} I_{\text{н max}} = 12 \cdot 50 = 600 \text{ Вт. Значит, составной регулирующий каскад должен состоять из пяти транзисторов 2SC5200T (VT5–VT9). При этом, ток нагрузки в каждом транзисторе не будет превышать 10 А.$

В виду разброса параметров промышленно выпускаемых электронных компонентов необходимо ввести в базовые и эмиттерные цепи транзисторов (VT5–VT9) уравнивающие резисторы, R14–R18 в цепи баз, а резисторы R20–R24 в эмиттерные цепи. Исходя из допустимых потерь мощности на дополнительно введенных уравнивающих резисторах R14–R18 и R20–R24, падение напряжения на них должно быть соизмеримым с рабочим напряжением между базой и эмиттером выходных транзисторов, равным 0,9...1 В.

Зададимся падением напряжения на уравнивающих резисторах R14–R18 и R20–R24 в пределах $(0,2...0,25) U_{6_9VT5}$, где $U_{6_9VT5} = 1$ В – напряжение базаэмиттер транзистора VT5 (при токе коллектора одного транзистора 10 А) определяется по входным характеристикам транзистора 2SC5200. Для резисторов R14–R18 выбираем $0,21 U_{6_9VT5}$, а для резисторов R20–R24 – $0,22 U_{6_9VT5}$. Тогда:

$$U_{\text{R18}} = 0,21 \cdot 1 = 0,21 \text{ B}, \text{ a } U_{\text{R20}} = 0,22 \cdot 1 = 0,22 \text{ B},$$

где U_{R18} — падение напряжение на резисторе R18; U_{R20} — падение напряжение на сопротивлении R20. Исходя из этого определяем номиналы уравнивающих резисторов:

$$R_{20} = \frac{U_{\text{R20}}}{I_{\text{H maxVT5}}} = \frac{0,22}{10} = 0,022 \text{ OM},$$

где $I_{\rm H\,maxVT5}$ — пятая часть тока нагрузки, протекающая через транзистор VT5, равная 10 А. Соответственно номиналы резисторов R20—R24 будут равны 0,022 Ом.

Для определения номиналов R14–R18 рассчитаем базовые токи транзисторов (VT5–VT9). Ток базы транзистора VT5 при максимальной нагрузке

$$I_{6VT5} = \frac{I_{\kappa VT5}}{\beta_{VT5}} = 0,1666 \,\mathrm{A},$$

где $I_{\kappa VT5}$ — ток коллектора транзистора VT5 при нагрузке 50 А; β_{VT5} — коэффициент усиления по току транзистора VT5.

Теперь можно определить номинал резистора R18:

$$R_{18} = \frac{U_{R18}}{I_{6VT5}} = \frac{0.21}{0.1666} = 1,26 \text{ Om}$$

Из ряда E24 выбираем номинал резисторов R14–R18, равный 1,2 Ом.

Номинал резистора R13 выбирается из условия создания режима уверенного запирания транзисторов (VT5–VT9) при минимальной нагрузке и максимальной температуре окружающей среды.

Сопротивление резистора R13 выбирается в соответствии с тем, чтобы падение напряжения на нем (U_{R13}) при минимальной нагрузке стабилизатора не превышало 15...20% от минимального открывающего напряжения между базой и эмиттером транзистора VT5, которое определяется по входным характеристикам транзистора и равно 0,41 В.

Величина обратного тока коллектора одного из пяти параллельно соединенных выходных мощных транзисторов (VT4) при максимальной рабочей температуре I_{k0MAX} определяется из выражения:

$$I_{\text{ko max}} = I_{\text{ko max}(20^\circ)} e^{(0,1...0,13)(t_{\text{k max}}-20)} =$$

= $5 \cdot 10^{-6} e^{(0,1...0,13)(50-20)} = 2 \cdot 10^{-4} \text{ A},$

где $I_{\kappa 0(20^{\circ})}$ — обратный ток коллектора одного из пяти параллельно соединенных выходных транзисторов при температуре 20°С; $t_{\kappa max}$ — максимальная рабочая температура. Таким образом, суммарный ток коллекторного перехода составного блока из пяти транзисторов будет:

$$I_{\kappa 0 \max} = 200 \cdot 10 - 6 \cdot 5 = 10 - 3$$
 A.

Тогда номинал резистора R13 можно определить из выражения:

$$R_{13} = \frac{U_{69\text{VT5min}}}{I_{\text{komax}}} \cdot 0, 2 = \frac{0,41}{10^{-3}} \cdot 0, 2 = 82 \text{ OM}$$

где $U_{63VT5min}$ — напряжения между базой и эмиттером транзистора VT5 при минимальном входном напряжении питания; $I_{\kappa 0 \text{ max}}$ — обратный ток коллектора одного из пяти параллельно соединенных мощных регулирующих транзисторов при максимальной рабочей температуре. Результаты моделирования в программной среде *Multisim* мощного регулирующего каскада при минимальном и номинальном питающем напряжении представлены в табл. 1.

Предоконечный каскад

Предоконечный каскад на транзисторе VT4 выполняет функцию согласования цепей управления с мощным регулирующим каскадом.

Тепловая мощность, выделяемая на предоконечном каскаде VT4 ориентировочно будет в 60 раз меньше

Таблица 1. Результаты моделирования мощного регулирующего каскада в программной среде Multisim

Параметры	При <i>U_{вх min} и I_н = 50 А</i>	При <i>U_{вх ном}</i> и <i>I_н =</i> 50 А
Суммарное напряжение вольтодобавки и входного питающего напряжения (V13)	16,59842 B	19,99842 B
Входное питающее напряжение (V14)	13,59842 B	16,99842 B
Выходное напряжение (V15)	11,99809 B	12,00001 B
Напряжение на эмиттере VT4 (V16)	13,43185 B	13,43384 B
Напряжение на базе VT5 (V21)	13,23106 B	13,23301 B
Напряжение на эмиттере VT5 (V22)	12,21896 B	12,22092 B
Ток базы VT5 (ib)	0,16732772 A	0,16735447 A
Ток коллектора VT5 (іс)	9,87234 A	9,87391 A
Ток эмиттера VT5 (ie)	-10,03966 A	-10,04127 A
Мощность на транзисторе VT5 (P _{QVT5})	13,78782 Bt	47,34204 Bt
Ток резистора R13 (/ _{R13})	0,01748488 A	0,01748575 A
Ток резистора R18 (/ _{R18})	0,16732772 A	0,16735447 A
Ток резистора R20 (/ _{R20})	10,03966 A	10,04127 A
Ток нагрузки (I _{R31})	49,99287 A	50,00086 A

мощности, выделяемой на мощном регулирующем каскаде (60 – коэффициент усиления по току транзисторов (VT5–VT9). Исходя из этого в качестве предоконечного каскада целесообразно использовать транзистор 2SC5171, имеющий максимальный ток коллектора 2 А и максимально мощность рассеивания 20 Вт.

Номинал резистора R9 выбирается из условия создания режима уверенного запирания транзистора VT4 при минимальной нагрузке и максимальной температуре окружающей среды. Номинал сопротивления R9 выбирается при минимальной нагрузке стабилизатора из условия обеспечения формирования напряжения на сопротивление R9 величиной менее 30–40% от открывающего напряжения база-эмиттер транзистора VT5, равного 0,41 B, и открывающего напряжения база-эмиттер транзистора VT4, равного 0,47 B.

Резистор R9 соединен между база-эмиттерными переходами транзисторов VT4 и VT5. Для расчета R9 примем суммарное падение напряжения между база-эмиттерными переходами VT4 и VT5 равным 0,41 + 0,47 = 0,88 В. Величина обратного тока коллектора VT4 при максимальной рабочей температуре определяется из выражения:

$$I_{\text{Ko maxVT4}} = I_{\text{K0 max}(20^\circ)} e^{(0,08\dots,0,13)(t_{\text{Kmax}}-20)} =$$

= 1.10⁻⁶ e^{(0,1\dots,0,13)(50-20)} = 2.10^{-5} \text{ A}.

Тогда номинал резистора R9 можно определить из выражения:

$$R_9 = \frac{U_{69 \text{ maxVT4}}}{I_{\text{komaxVT4}}} \cdot 0, 4 = \frac{0,88}{0,2 \cdot 10^{-3}} \cdot 0, 4 = 1760 \text{ OM},$$

где где $U_{6_{9}VT4}$ – напряжение база-эмиттер транзистора VT4. Номинал резистора R9 выбираем из ряда E24, равным 1800 Ом.

Номинальное сопротивление сопротивления R4 определяется из условия обеспечения через него минимально необходимой величины тока базы транзистора VT4 при минимальном входном питающем напряжении и максимальном токе нагрузки. Рассчитаем величины минимального тока базы транзисторов VT4 и составного транзистора (VT5–VT9). Минимальный базовый ток составного транзистора (VT5–VT9) при токе нагрузки 50 А определяется из выражения:

$$I_{6 \text{ coct.tp}} = \frac{I_{\text{H}}}{\beta_{\text{BMX.Kack}}} = \frac{50}{60} = 0,833 \text{ A},$$

где $I_{\text{н max}}$ – максимальный ток нагрузки; $\beta_{\text{вых.каск}}$ – коэффициент усиления по току транзисторов (VT5–VT9).

Напряжение $U_{6_{3}VT5} = 1$ В определяется по входным характеристикам транзистора 2SC5200 при токе коллектора 10 А.

Определим падение напряжения на резисторе R13:

$$U_{\text{R13}} = U_{\text{R18}} + U_{\text{6}_9\text{VT5}} + U_{\text{R20}} = 0,21 + 1 + 0,22 = 1,43 \text{ B},$$

где U_{R18} – падение напряжение на сопротивлении R18; U_{R20} – падение напряжение на сопротивлении R20; U_{69VT5} – напряжение база-эмиттер транзистора VT5.

Определим ток, протекающий через R13:

$$I_{\rm R13} = \frac{U_{\rm R13}}{R_{\rm 13}} = 0,01743 \,\rm A.$$

Определим ток эмиттера транзистора VT4:

$$I_{\text{sVT4}} = I_{\text{R13}} + I_{6 \text{ coct.tp.}} = 0,01743 + 0,833 = 0,85043 \text{ A}.$$

Определим ток коллектора транзистора VT4:

$$I_{\text{kVT4}} = \frac{I_{\text{PVT4}}}{1 + \frac{1}{\beta_{\text{VT4}}}} = \frac{0,85043}{1 + \frac{1}{100}} = 0,8421 \text{ A},$$

где I_{3VT4} — ток эмиттера транзистора VT4; β_{VT4} — коэффициент усиления по току транзистора VT4.

Определим величину минимального базового тока транзистора VT4 при максимальной нагрузке и минимальном питающем напряжении:

$$I_{6VT4\,\text{min}} = \frac{I_{\kappa VT4}}{\beta_{VT4}} = \frac{0.8421}{100} = 8.421 \cdot 10^{-3} \text{ A}$$

Напряжение база-эмиттер транзистора VT4 определяем по входным характеристикам транзистора 2SC5171: UбэVT4=0,95 В (при токе коллектора 0,9 A).

Определим падение напряжения на резисторе R9 при номинальном питающем напряжении и максимальном токе нагрузки:

$$U_{\rm R9} = U_{\rm R13} + U_{\rm 63VT4} = 1,43 + 0,95 = 2,38 \text{ B}.$$

Номинал сопротивления R4 выбираем при максимальной нагрузке и минимальном входном питающем напряжении. Определим падение напряжения на резисторе R4 при этих условиях:

$$U_{\text{R4 min}} = E_{1 \text{ min}} + E_2 - U_{\text{BMX HOM}} - U_{\text{R9}} = 13,6 + 3 - 12 - 2,38 = 2,22 \text{ B},$$

где $E_{1 \min}$ — минимальное входное питающее напряжение; E_2 — напряжение вольтодобавки; $U_{\text{вых ном}} = 12 \text{ B}$ — номинальное выходное напряжение.

Определим ток, протекающий через резистор R9:

$$I_{\rm R9} = \frac{U_{\rm R9}}{R_9} = \frac{2,38}{1800} = 1,322 \,\,{\rm mA}.$$

Для устойчивой работы каскада на транзисторе VT3 при минимальном входном питающем напряжении и выходном токе нагрузки 50 А, зададим величину тока коллектора VT3, равной 20–30% от суммы базового тока транзистора VT4 и тока, резистора R9:

$$I_{\text{KVT3}} = 0,26(I_{\text{R9}} + I_{5\text{VT4}}) =$$

= 0,26 \cdot (1,322 \cdot 10^{-3} + 8,421 \cdot 10^{-3}) = 2,53 \cdot 10^{-3} \text{ A}.

Теперь можно определить ток резистора R4:

$$I_{\rm R4} = I_{\rm R9} + I_{\rm 6VT4} + I_{\rm KVT3} = 1,322 \cdot 10^{-3} + 8,421 \cdot 10^{-3} + 2,53 \cdot 10^{-3} = 12,273 \cdot 10^{-3} \,\text{A}.$$

Исходя из вышеприведенных расчетов, определим величину сопротивления R4:

$$R_4 = \frac{U_{\rm R4\,min}}{I_{\rm R4}} = \frac{2,22}{12,273 \cdot 10^{-3}} = 180,8 \text{ Om}.$$

Выбираем номинал сопротивления резистора R4 из рада E24, равным 180 Ом.

Падение напряжения на мощном регулирующем каскаде (VT5–VT9) при минимальном напряжении питания и при токе нагрузки 50 А с учетом падения напряжения на переходе коллектор-эмиттер транзисторе VT4 ориентировочно равно сумме падений напряжений на сопротивлениях R4 и R9:

$$U_{\rm coct. Bbix. kack} = U_{\rm R4} + U_{\rm R9}$$

Уточним ток резистора R4:

$$I_{\text{R4}} = I_{6\text{VT4}} + I_{\text{R9}} + I_{\text{кVT3}} =$$

= (8,241 + 1,322 + 2,53) · 10⁻³ = 12,273 · 10⁻³ A.
Определим падение напряжения на резисторе R4:

 $U_{\rm R4} = I_{\rm R4}R_4 = 12,273 \cdot 10^{-3} \cdot 180 = 2,209$ В. Уточним падение напряжения на резисторе R9:

 $U_{\rm R9} = I_{\rm R9}R_9 = 1,322 \cdot 10^{-3} \cdot 1800 = 2,378 \text{ B}.$

Источник питания E1 представляет собой вольтодобавку, введенную в схему для повышения коэффициента полезного действия стабилизатора: *E*₁ = 3 B.

Минимальное падение напряжения на составном выходном каскаде при минимальном входном питающем напряжении с учетом вольтодобавки ориентировочно будет равно:

$$U_{\text{BMX.Kack.min}} = U_{\text{R4}} + U_{\text{R9}} = 2,209 + 2,378 = 4,587 \text{ B}.$$

Значит, за вычетом напряжения вольтодобавки, равного 3 В, питающего только каскад на транзисторе VT4, минимальное входное питающее напряжение на составном выходном регулирующем каскаде без учета падения напряжения на коллекторно-эмиттерном переходе транзисторе VT4 будет:

$$U_{\text{вх.вольт.min}} = U_{\text{вых ном}} + U_{\text{сост.вых.kac}} - E_1 =$$

= 12 + 4,587 - 3 = 13,587 B.

Определим номинал входного питающего напряжения. Питающее входное напряжение определяется из условия максимально-возможного коэффициента полезного действия стабилизатора и необходимого коэффициента стабилизации выходного напряжения. В соответствии с техническими требованиями заданное отклонение входного питающего напряжения составляет $\pm 20\%$. Значит величина входного питающего напряжения должна быть 17 В. Отклонение $\pm 20\%$ от 17 В соответствует отклонению напряжения $\pm 3,4$ В. Тогда при номинальном напряжении 17 В входное питающее напряжение будет изменяться от 13,6 В до 20,4 В.

Определим максимальное падение напряжения на коллекторно-эмиттерном переходе транзистора VT5:

$$U_{\text{k} \Rightarrow \text{VT5max}} = U_{\text{BX max}} - U_{\text{HOM}} - U_{\text{R20}} = 20,4 - 12 - 0,22 = 8,18 \text{ B},$$

где $U_{\text{вх max}}$ — максимальное входное питающее напряжение; $U_{\text{ном}}$ — номинальное выходное напряжение стабилизатора.

Определим максимальную мощность рассеивания на одном транзисторе VT5 составного регулирующего каскада (без учета мощности транзистора VT4):

$$P_{\text{paccVT5}} = \frac{U_{\text{K} \Rightarrow \text{VT5} \text{max}} I_{\text{H} \text{max}}}{5} = \frac{8,18 \cdot 50}{5} = 81,8 \text{ BT},$$

где $U_{\kappa_{3}VT5max}$ — падение напряжения на коллекторноэмиттерном переходе транзисторе VT5; $I_{H max}$ — ток нагрузки стабилизатора, равный 50 А. Таким образом, расчетная максимальная мощность рассеивания одного транзистора SC5200 составляет 81,8 Вт.

Результаты моделирования предоконечного каскада в программной среде *Multisim* при номинальном и максимальном питающем напряжении при токе 50 А представлены в табл. 2.

Узел опорного напряжения

Коэффициент стабилизации любой системы электропитания в первую очередь зависит от стабильности источника опорного напряжения. При этом узел опор-

Таблица 2. Результаты моделирования предоконечного каскада в программной среде Multisim

Параметры	При <i>U_{вх ном}</i> и <i>I</i> = 50 А	При <i>U_{вх max}</i> и / = 50 А
Суммарное напряжение вольтодобавки и входного питающего напряжения (V13)	19,99842 B	23,39842 B
Входное питающее напряжение (V14)	16,99842 B	20,39842 B
Выходное напряжение (V15)	12,00001 B	12,00190 B
Напряжение на эмиттере VT4 (V16)	13,43384 B	13,43580 B
Напряжение на базе VT4 (V6)	14,38238 B	14,38434 B
Ток базы VT4 (ib)	0,008458 A	0,00845932 A
Ток коллектора VT4 (ic)	0,84580011 A	0,84593155 A
Ток эмиттера VT4 (ie)	-0,85425811 A	-0,85439087 A
Мощность на транзисторе VT4 (P _{QVT4})	5,56035 Вт	8,43572 Вт
Ток резистора R4 (/ _{R4})	0,03120022 A	0,05007819 A
Ток резистора R9 (/ _{R9})	0,00132354 A	0,00132358 A
Ток нагрузки (/ _{R31})	50,00086 A	50,00874 A

ного напряжения должен иметь высокую стабильность при изменении входного питающего напряжения и высокую стабильность при изменении температуры окружающей среды. Обязательным условием создания прецизионных систем питания является обеспечение питания стабильным током основного опорного стабилитрона [10, 11].

В приведенном схемотехническом решении присутствуют элементы обеспечения режимов работы, при которых основной опорный прецизионный стабилитрон VD2 питается стабилизированным током. При этом напряжение опорного стабилитрона VD2 получает приращение от падения напряжения на сопротивлении положительной обратной связи R7. Узел опорного напряжения содержит два встречно работающих стабилизаторов тока на транзисторах (VT1–VT2), в которых применяются прецизионные стабилитроны 1N5235 B, с напряжением стабилизации 6,8 B при токе 20 mA. В качестве транзисторов VT1 и VT2 применяются транзисторы 2N5551B и 2N5401.

Необходимые величины токов стабилизаторов опорного узла определяются номиналами сопротивлений R2 и R3, которые определяются в соответствии с выражением:

$$R_2 = R_3 = \frac{U_{\text{ctVD1}} - U_{6_3 \text{VT2}}}{I_{\text{ctVD1}}} = \frac{6,8 - 0,84}{0,02} = 298 \text{ Om},$$

где $U_{\text{стVD1}}$ – напряжение стабилизации стабилитрона VD1; $U_{69\text{VT2}} = 0,84$ В – падение напряжение на базаэмиттерном переходе транзистора VT2, определяется по входным характеристикам транзистора 2N5551B; $I_{\text{стVD1}}$ – номинальный ток стабилизации стабилитрона VD1. Номиналы сопротивлений R2 и R3 выбираем из ряда E24 равными 300 Ом.

Для обеспечения уверенного запуска узла опорного напряжения в схему вводится сопротивление R1 с номиналом, равным 100 кОм. Определим ток, протекающий через пусковой резистор:

$$I_{\rm R1} = (E_{2\rm HOM} + E_1 - U_{\rm ctVD1})/{\rm R_1} =$$

=(17 + 3 - 6,8)/10⁵ = 0,132 mA,

где $E_{2_{HOM}}$ — номинальное входное питающее напряжение. Ток, протекающий через пусковой резистор R1 составляет 0,33% от величины суммарного тока сдвоенного стабилизатора тока и, соответственно, не оказывает значительного влияния на рабочий ток опорного стабилитрона. Определим мощность рассеивания на транзисторах VT1 и VT2. Для расчета токов коллектора VT1 и VT2, равных току через резистор R3, определим падение напряжения на R3:

$$U_{\rm R3} = U_{\rm ctVD1} - U_{\rm 69VT2} = 6,8 - 0,8 = 6 \text{ B},$$

где $U_{6_{3}\text{VT2}}$ – падение напряжение на база-эмиттерном переходе транзистора VT2. Теперь определим тока через резистор R3:

$$I_{\rm R3} = \frac{U_{\rm R3}}{R_3} = \frac{6}{300} = 20 \text{ MA}.$$

Напряжение коллектор—эмиттер транзисторов VT1 и VT2 будет равно:

$$U_{\text{k} \Rightarrow \text{VT1}} = U_{\text{k} \Rightarrow \text{VT2}} = E_{2 \text{ max}} + E_1 - U_{\text{R3}} - U_{\text{c} \text{T} \text{VD2}} = 20,4 + 3 - 6 - 6,8 = 10,6 \text{ B},$$

где $E_{2\text{max}}$ — максимальное входное питающее напряжение; $U_{\text{стVD2}}$ — напряжение стабилизации стабилитрона VD2.

Тогда мощность, выделяющаяся на транзисторах VT1 и VT2 при максимально допустимом значении 0,65 Вт будет равна:

$$P_{\text{pacVT1}} = P_{\text{pacVT2}} = I_{\text{kVT2}} U_{\text{k}_{3}\text{VT2}} = 0.02 \cdot 10.6 = 0.212 \text{ BT},$$

где $I_{\text{кVT2}}$ – ток коллектора транзистора VT2; $U_{\text{к>VT2}}$ – падение напряжения на коллекторно-эмиттерном переходе транзистора VT2.

Результаты моделирования, узла опорного напряжения в программной среде Multisim при минимальном, и номинальном входном напряжении и при токе 50 А представлены в табл. 3.

В соответствии с результатами моделирования напряжение стабилизации опорного стабилитрона VD2 в данной схеме равно 6,8 В, а падения напряжения на резисторе R7 составляет 1,58 мВ, что составляет 0,023% от величины опорного напряжения. Результаты моделирование показывают, что приращение напряжения на резисторе положительной обратной связи по току R7, величиной в 1,58 мВ при токе нагрузки 50 А увеличило стабильность системы электропитания при значительных изменениях тока нагрузки (от 0,12 до 50 А) в 17,28 раз. Отклонение выходного напряжения в абсолютных значениях при изменении тока нагрузки

Таблица 3. Результаты моделирования узла опорного напряжения в программной среде Multisim

Параметры	При <i>U</i> _{вх min} и I _н = 50 А	При <i>U</i> _{вх ном} и I _н = 50 А
Напряжение на эмиттере VT1 (V1)	6,02992 B	6,03086 B
Суммарное напряжение вольтодобавки и входного питающего напряжения (V13)	16,59842 B	19,99842 B
Входное питающее напряжение (V14)	13,59842 B	16,99842 B
Напряжение на коллекторе VT1 (V2)	9,79831 B	13,19823 B
Напряжение на опорном стабилитроне VD2 (V3)	6,80024 B	6,80026 B
Напряжение на эмиттере VT2 (V4)	10,51485 B	13,91379 B
Напряжение на общем проводе схемы (V7)	-0,00158049 A	-0,00158134 A
Ток стабилитрона VD1 (id)	-0,01988906 A	0,01993639 A
Ток стабилитрона VD2 (id)	-0,01996169 A	0,01997642 A
Ток базы транзистора VT1 (ib)	0,00013900376 A	0,00013474215 A
Ток коллектора VT1 (ic)	0,01996598 A	0,01997339 A
Ток эмиттера VT1 (ie)	-0,02010499 A	-0,02010814 A
Ток базы транзистора VT2 (ib)	0,00017491879 A	0,00016900378 A
Ток коллектора VT2 (іс)	0,02010366 A	0,02011308
Ток эмиттера VT2 (ie)	-0,02027858 A	-0,02028208 A
Ток резистора R1 (I _{R1})	0,00009799895 A	0,00013199809 A
Ток резистора R2 (I _{R2})	0,02010499 A	0,02010814 A
Ток резистора R3 (/ _{R3})	0,02027858 A	0,02028208 A
Ток нагрузки (I _{R31})	49,99287 A	50,00086 A

(от 0,12 до 50 А) без цепи положительной обратной связи составило 1,23 мВ, а при наличии цепи положительной обратной связи отклонение при тех же изменениях тока нагрузки – 0,07 мВ.

Узел согласования цепей управления с предоконечным каскадом

Согласующий каскад предназначен для согласования предоконечного каскада с регулирующим (транзистор VT3).

Максимальное выделение мощности на транзисторе VT3 происходит при максимальном входном питающем напряжении и минимальном токе нагрузки.

Ток коллектора транзистора VT3 ориентировочно будет равен току, протекающему через резистор R4. Определим этот ток:

$$I_{\rm R4\,max} = \frac{U_{\rm max\,R4}}{R_4},$$

где I_{R4max} – ток резистора R4; U_{maxR4} – максимальное падение напряжения на резисторе R4.

Максимальное падение напряжения на резисторе R4:

$$U_{\text{R4 max}} = E_{2 \text{ max}} + E_1 - U_{\text{Bbix HOM}} - U_{\text{G9VT4}} - U_{\text{G9VT5}} =$$

= 20,5 + 3 - 12 - 0,87 - 0,85 = 9,68 B,

где $E_{2 \text{ max}}$ — максимальное питающее входное напряжение; $U_{6_{3}\text{VT4}}$ — напряжение на база-эмиттерном переходе транзистора VT4 при максимальном входном питающем напряжении и минимальном токе нагрузки; $U_{6_{3}\text{VT5}}$ — напряжение на база-эмиттерном переходе транзистора VT5 при максимальном входном питающем напряжении и минимальном токе нагрузки. Таким образом, максимальный ток через резистор R4:

$$I_{\rm R4max} = \frac{U_{\rm R4max}}{R_4} = \frac{9,68}{180} = 0,05477 \text{ A}.$$

Определим ток коллектора VT3:

 $I_{\text{кVT3}} = I_{\text{R4 max}} - I_{\text{R9}} = 0,05477 - 1,322 \cdot 10^{-3} = 53,448 \text{ мA},$ где I_{R9} – ток через резистор R9.

Для уменьшения мощности, выделяемой на транзисторе VT3, номинал резистора R5 выбираем равным 100 Ом.

Определим падение напряжения на резисторе R5:

$$U_{\rm R5} = I_{\rm KVT3} R_5 = 53,448 \cdot 10^{-3} \cdot 100 = 5,3448 \text{ B}.$$

Для определения мощности, выделяемой на транзисторе VT3 при максимальном входном напряжении, определим падение напряжения на коллекторно-эмиттерном переходе транзистора VT3:

$$U_{\text{k} \Rightarrow \text{VT3}} = E_{2 \text{ max}} + E_1 - U_{\text{R4}} - U_{\text{R5}} =$$

=20,4 + 3 - 9,68 - 5,3448 = 8,375 B

Мощность, выделяемая на транзисторе VT3:

$$P_{\text{pacVT3}} = I_{\text{kVT3}} U_{\text{k} \text{sVT3}} = 0,0534 \cdot 8,38 = 0,4475 \text{ Bt.}$$

В качестве транзистора VT3 выбираем транзистор 2N555 с постоянно рассеиваемой мощностью 0,65 Вт.

В соответствии с паспортными данными обратный ток коллектора VT3 при температуре 100°С составляет 0,1 мкА.

Для обеспечения стабильной работы каскада на VT3 при максимальной рабочей температуре номинал сопротивления R8 выбираем, равным 100 кОм. Результаты моделирования узла согласования цепей управления с предоконечным выходным каскадом в программной среде *Multisim* при номинальном и максимальном входном напряжении представлены в табл. 4.

Узел усилителя сигналов рассогласования

Коэффициент стабилизации напряжения системы электропитания в большей степени определяется делителем в цепи обратной связи операционного усилителя AD1, образованный из сопротивления отрицательной обратной связи R12 и сопротивления R10.

Коэффициент стабилизации напряжения системы электропитания в большей степени определяется делителем в цепи обратной связи операционного усилителя AD1, образованным резистором отрицательной обратной связи R12 и резистором R10.

Сопротивление резистора отрицательной обратной связи операционного усилителя AD1 (R12), равное 2 МОм) подбирается экспериментально, исходя из условий необходимого коэффициента стабилизации системы электропитания и устойчивой работы цепи обратной связи.

Для обеспечения устойчивой работы на высоких частотах параллельно резистору R12 включен конденсатор C1, номинальным значением 1000 пФ.

Цепь положительной обратной связи по току нагрузки образована резистором R7, номинал которого подбирается на этапе настройки в пределах 0,05...0,15 мОм. В данном случае сопротивление R7 представляет собой отрезок 0,5 см медного провода

Таблица 4. Результаты моделирования узла согласования в программной среде Multisim

Параметры	При <i>U_{вх min} и I_н = 50 А</i>	При <i>U_{вх max} и I_{н min}</i>
Суммарное напряжение вольтодобавки и входного питающего напряжения (V13)	19,99842 B	23,40000 B
Входное питающее напряжение (V14)	16,99842 B	20,40000 B
Выходное напряжение (V15)	12,00001 B	12,00191 B
Напряжение на эмиттере VT3 (V5)	2,15591 B	5,30588 B
Напряжение на базе VT4 (V6)	14,38238 B	13,71894 B
Напряжение на общем проводе схемы (V7)	-0,00158134 B	-0,00000267585 B
Напряжение на базе VT3 (V8)	2,92654 B	6,10598 B
Ток базы транзистора VT3 (ib)	0,00014045841 A	0,00037164381 A
Ток коллектора VT3 (ic)	0,02141868 A	0,05268715 A
Ток эмиттера VT3 (ie)	-0,02155914 A	-0,05305879 A
Мощность на транзисторе VT3 (PQVT3)	0,21610700 Вт	0,16596386 Вт
Ток резистора R4 (I _{R4})	0,03120022 A	0,05378367 A
Ток резистора R5 (I _{R5})	0,02141868 A	0,05268715 A
Ток нагрузки (I _{R31})	50,00086 A	0,01199903 A

длиной 5 мм и сечением 2 мм². Величины сопротивлений согласующих резисторов R10, R11, R19 выбираем равными 1 кОм

Рассмотрим более подробно принцип компенсации отклонения выходного напряжения при значительных изменениях тока нагрузки.

В нижнее плечо выходного делителя напряжения (R25-R28) включен резистор R7 -датчик тока цепи положительной обратной связи по току. Резистор R7 включен между общим проводом выходных клемм стабилизатора и общим проводом всего устройства. Поэтому через него протекают ток нагрузки и ток выходного делителя (R25-R28), который и создает незначительную нелинейность внутреннего сопротивления стабилизатора. Проходящий через резистор R7 ток создает падение напряжения, равное -1,59132 мВ (см. табл. 4 цепь V7). Это напряжение включено в противофазе к напряжению, снимаемому с потенциометра R26 (напряжение сигнала отрицательной обратной связи ООС цепь V27). При увеличении тока нагрузки напряжение на потенциометре R26 уменьшается и частично закрывает транзистор VT3, тем самым открывая предоконечный и оконечные каскады. В результате выходное напряжение повышается и компенсирует отклонение, вызванное увеличением тока нагрузки.

Примененный в работе алгоритм проектирования электронных устройств основан на пошаговом моделировании проектируемого узла по результатам каждого этапа расчета. В случае, когда в результате проведенных экспериментов устройство начинает функционировать в соответствии с предъявляемыми к нему техническими требованиями, это функционирование необходимо подтвердить расчетным путем. В результате такой комплексной расчетно-экспериментальной работы с устройством появляется возможность уже на этапе опытного образца производить доводку параметров проектируемого изделия. Как правило, расчетно-экспериментальные работы проводятся с применением различных программных сред. Каждая программная среда имитационного моделирования имеет свои преимущества и недостатки. В приведенном исследовании с целью получения более достоверных результатов после моделирования в программной среде Multisim моделирование всех выше перечисленных узлов проведено в программной среде Proteus. Результаты исследования показали, что моделирование в этих программных средах имеет практически одни и те же значения измеренных параметров. Различия же в результатах моделирования в различных программных средах в основном обусловлено тем, что в некоторой части отличается описание применяемых электронных компонентов. В особенности это касается коэффициентов усиления по току транзисторов и операционных усилителей. При моделировании разрабатываемого устройства в различных средах, в связи с индивидуальными особенностями применяемой программной среды, часто выявляются цепи, склонные к возбуждению. В этом случае появляется возможность вводить

Таблица 5. Сравнительный анализ моделирования узла опорного напряжения в Multisim и Proteus

Измеряемый параметр компо- нента	Multisim	Proteus
Ток стабилитрона VD1, мА	19,76582	19,8931
Ток стабилитрона VD2, мА	19,80940	19,7541
Ток базы транзистора VT1, мкА	249,85285	199,617
Ток коллектора транзистора VT1, мА	19,56595	19,9617
Ток эмиттера транзистора VT1, мА	20,10241	19,9617
Ток резистора R1, мкА	132,00119	131,006
Ток резистора R2, мА	20,241	20,1613
Ток резистора R3, мА	20,27963	20,1589

Таблица 6. Сравнительный анализ моделирования предоконечного каскада в Multisim и Proteus

Измеряемый параметр компо- нента	Multisim	Proteus
Ток базы транзистора VT4, мА	5,08511	5,08181
Ток коллектора транзистора VT4, мА	508,51130	508,181
Ток эмиттера транзистора VT4, мА	513,59641	513,263
Ток резистора R4, мА	31,72762	31,7247
Ток резистора R9, мА	1,27104	1,27089

Таблица 7. Сравнительный анализ моделирования мощного регулирующего каскада в Multisim и Proteus

Измеряемый параметр компо- нента	Multisim	Proteus
Ток базы транзистора VT5, мА	99,42052	99,3544
Ток коллектора транзистора VT5, А	9,94205	9,93545
Ток эмиттера транзистора VT5, А	10,04147	10,0348
Ток резистора R13, мА	99,42052	99,3544
Ток резистора R24, мА	10,27104	10,0348

в схему и оптимизировать корректирующие звенья и тем самым повышать устойчивость системы к возбуждению. Сравнительные результаты моделирования в программных средах *Multisim* и *Proteus* отдельных узлов предлагаемого устройства приведены в табл. 5, 6 и 7.

Заключение

Предоставление каждому студенту отдельного рабочего места и возможности участвовать в физических экспериментах является весьма сложной задачей для вузов. В этих условиях дополнением к физическому эксперименту при проектирования и экспериментальной отработке параметров разрабатываемого устройства весьма эффективны программные продукты имитационного моделирования, применение которых в разы сокращает время проектирования разрабатываемого устройства.

В соответствии с вышеприведенными исследованиями разработанной модели прецизионной системы электропитания результаты моделирования устройства с достаточно большой точностью подтвердили произведенные в процессе проектирования расчетные параметры (погрешность произведенных расчетов укладывается в пределы (0,2–1%). При этом традиционные результаты инженерных расчетов ввиду разброса параметров, приведенных в справочных данных на реальные компоненты ограничены точностью расчетов 5–15%.

Результаты моделирования показали полное соответствие выходных параметров требованиям технического задания на проектируемое устройство.

Моделирование показало, что нестабильность напряжения при отклонении входного питающего напряжения на ±20% в абсолютных значениях составила 1,92 мВ, что соответствует 0,016% при заданном значении 0,03%. Комплексное применение отрицательной и положительной обратно связи позволило более чем на порядок увеличить стабильность системы электропитания. При этом отклонение выходного напряжения в абсолютных значениях при изменении тока нагрузки от 12 мА до 50 А составило 0,07 мВ, что соответствует 0,00058% при заданном значении 0,001%. [3].

Литература

- Астахова И. Ф., Сухотерина И. В., Роднищева А. Ю. Модель для автоматизированной обучающей и контролирующей системы. – Вестник воронежского государственного университета 2014, № 1, серия: системный анализ и информационные технологии, С. 97–104.
- Колдунов А. LDO-преобразователи с низким током собственного потребления и малым падением напряжения. – Новости электроники. 2014. №11, С.31–37.
- 3. Linear/Mixed-Signal Designer's Guide Summer 2002. National Semiconductor. 2002.
- 4. The Art of Analog 2003. Linear Applications Seminar. National Semiconductor. 2003.
- 5. Штрапенин Г. Интегральные стабилизаторы с малым падением напряжения фирмы National Semiconductor. Компоненты и технологии. 2004. № 7. С. 58–61.

- 6. *Цыбов Н. Н.* Пат. № 2029. Кыргызская Республика, МПК G09F 1/56. Прецизионный термостабильный стабилизатор постоянного напряжения с компенсацией внутреннего сопротивления. – Бишкек. № 20170075.1; заявл. 20.06.17; опубл. 28.02.18, интеллектуалдык менчик расмий бюл. № 2/2018. – 2 с.: ил.
- Хлебцов А. П. Исследование линейного стабилизатора напряжения. В сборнике: Научные исследования: теория, методика и практика сборник материалов Международной научно-практической конференции. 2017. С. 334–340.
- Голованов М. В., Пристинский И. В., Мизрах Е. А. Исследование мощного стабилизатора напряжения с параллельным включением каналов. – Актуальные проблемы авиации и космонавтики. 2014. Т. 1. № 10. С. 172–173.
- Коршунов А. И. Влияние внутреннего сопротивления источника напряжения переменного тока на работу импульсного стабилизатора переменного напряжения. – Электротехника. 2018. № 6. С. 7–14.
- Сумин А. М. Проектирование источника опорного напряжения. – Вестник Воронежского государственного технического университета. 2013. Т. 9. № 6-1. С. 104–107.
- Бормонтов Е. Н., Сухотерин Е. В., Колесников Д.В., Невежин Е.В. Способы стабилизации основных характеристик источника опорного напряжения. – Фундаментальные исследования. 2014. № 5-5. С. 934–938.

Цыбов Николай Николаевич, к. т. н., заведующий лабораторией электронного моделирования кафедры информационных систем и технологий, Кыргызского Государственного университета строительства, транспорта и архитектуры им. Н. Исанова, г. Бишкек, Кыргыская республика, тел.: 996 772 360235, e-mail: Nikolay research@mail.ru.