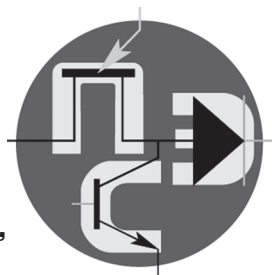


Периодический научно-технический журнал

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



Практическая Силовая Электроника

ISSN 1996-7888

№ 3 (67)/2017

Главный редактор

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

Заместитель главного редактора

В. В. Крючков, к. т. н., доцент кафедры микросистем 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, начальник самостоятельного электротехнического отдела ОАО “Концерн “НПО “Аврора”

И. Н. Соловьев, к. т. н., доцент, кафедры микросистем МАИ

С. В. Аверин, заведующий кафедрой микросистем 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. Нижини Новгород, Окский съезд, д. 2.

Подписано в печать 03.09.2017. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

111024, Москва, Андроновское шоссе, 26, ЗАО “ММП-Ирбис”;

тел./факс: (495) 987-10-16; e-mail: 9871016@mmp-irbis.ru

Подписной индекс в каталоге Роспечати: **33154**

(тематический указатель “Научно-популярные издания”, раздел “Журналы России”)

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

Содержание

В. Ф. Дмитриков, Д. В. Шушпанов, З. В. Зайцева
Использование петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения в методике расчета устойчивости ИПН, работающего на комплексную нагрузку 2

В. С. Мелконян
Источники питания для установок различных технологических назначений и способы уменьшения их влияния на питающую сеть 8

Н. Н. Петросян, Р. А. Казарян, А. Г. Барегамян
Упрощенный анализ импульсных регуляторов постоянного тока методом эквивалентных схем “DC-DC” трансформаторов 14

С. Б. Резников, И. А. Харченко
Проблемы унификации модулей многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно-бортовых систем электроснабжения и примеры их комплексно-схемотехнического решения 20

И. А. Кругликов
Статические характеристики однотактного сдвоенного обратного преобразователя в псевдодлительном режиме 28

С. М. Коротков, В. В. Крючков, А. В. Лукин
Особенности разработки устройств светодиодного освещения 33

В. М. Бардин, А. А. Воронков
Способы измерения тепловых сопротивлений силовых полупроводниковых приборов 38

Л. Э. Рогинская, А. Р. Латыпов
Полупроводниковый преобразователь повышенной частоты с многофункциональным трансформатором 42

Н. В. Дякин
Выбор рационального типа накопителя энергии в многоагентной системе управления электроснабжения с использованием методов нелинейного программирования 47

А. В. Воронцов, Ю. Н. Либенко
Традиции и эволюции развития технических средств имитации видов и значений параметров качества входной электроэнергии РЭА 52

Компьютерная верстка: **В. В. Крючков**

В. Ф. Дмитриков, Д. В. Шушпанов, З. В. Зайцева

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПЕТЛЕВОГО УСИЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ В МЕТОДИКЕ РАСЧЕТА УСТОЙЧИВОСТИ ИПН, РАБОТАЮЩЕГО НА КОМПЛЕКСНУЮ НАГРУЗКУ

Dmitrikov V. F., Shushpanov D. V., Zaitseva Z. V.

Employing switched mode voltage converter loop gain for stability calculation of the SMPS operating with complex load

Рассмотрена особенность работы ИПН на линейную комплексную нагрузку. Показаны причины возникновения автоколебательного режима. Рассмотрена методика исследования возникновения автоколебательного режима в системе “ИПН – комплексная нагрузка”, используя петлевое усиление.

The paper considers operation specifics of SMPS with linear complex load. It reveals the causes of self-oscillation mode occurrence. The exploring technique for self-oscillation mode occurrence in “SMPS – complex load” system is considered using the loop gain.

Ключевые слова: устойчивость, ИПН, петлевое усиление, каскадное соединение, комплексная нагрузка.

Keywords: stability, switched mode converter, loop gain, cascaded connection, complex load.

На сегодняшний день в технических условиях изготовителем импульсных преобразователей напряжения (ИПН), как правило, не указывается на какую комплексную нагрузку должен и может работать ИПН. Не указывается в каких пределах могут изменяться запасы устойчивости ИПН по амплитуде и фазе, и в каких пределах могут изменяться динамические характеристики: перерегулирование по выходному напряжению, длительность переходного процесса при включении и отключении ИПН, скачкообразном изменении входного напряжения, при изменении характера комплексной нагрузки и ее значений. Сохраняется ли работоспособность ИПН при работе не на резистивную, а на комплексную нагрузку.

нагрузку, на которую, как правило, рассчитывается производителем ИПН. Таким образом, практически всегда вместо преобразователя, работающего на резистивную нагрузку, получаем систему “преобразователь – комплексная нагрузка” (рис. 1). Устойчивость данной системы можно рассматривать как с позиции петлевого усиления преобразователя, работающего на комплексную нагрузку (рис. 1), так и с позиции каскадного соединения четырехполюсников: первый четырехполюсник – ИПН, второй четырехполюсник – комплексная нагрузка (рис. 2). С позиции каскадного соединения четырехполюсников (рис. 2) система “преобразователь – комплексная нагрузка” устойчива, если во всей области частот не выполняется условие [1–3]

$$Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega)/Z_{\text{ВХ}}^{(2)}(j\omega) = -1 \Leftrightarrow \begin{cases} |Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega)| = |Z_{\text{ВХ}}^{(2)}(j\omega)|; \\ \arg(Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega)) - \arg(Z_{\text{ВХ}}^{(2)}(j\omega)) = 180^\circ, \end{cases} \quad (1)$$

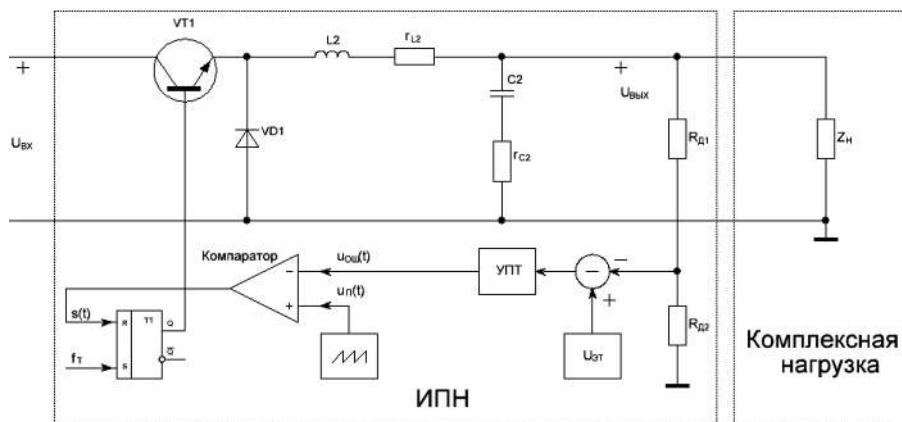


Рис. 1. Импульсный преобразователь напряжения, работающий на комплексную нагрузку

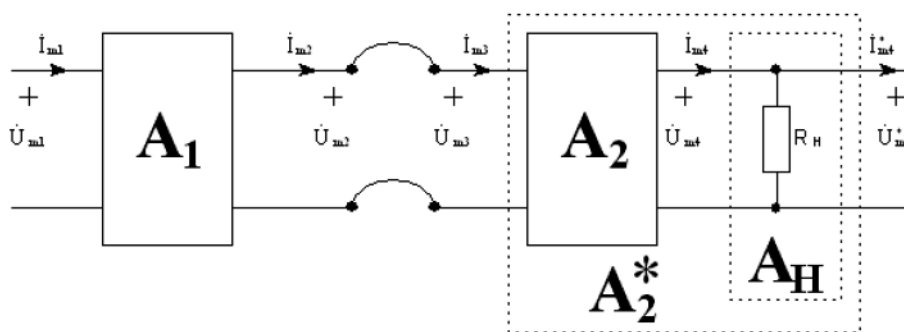


Рис. 2. Каскадное соединение четырехполюсников

где $Z_{ВЫХ}^{(1)}(j\omega)$ – выходное сопротивление преобразователя, $Z_{ВХ}^{(2)}(j\omega)$ – комплексное сопротивление нагрузки.

Рассмотрим устойчивость системы “преобразователь – комплексная нагрузка” можно, используя петлевое усиление ИПН. В [2] авторами показано, что петлевое усиление преобразователя имеет вид:

$$T(j\omega) = \frac{K_{ШИМ} U_{ВХ} H_{\Phi}(j\omega) H_{ЛИН}(j\omega)}{1 + \frac{Z_{ВЫХ}^{\Phi}(j\omega)}{Z_{ВХ}^{ЛИН}(j\omega)}}, \quad (2)$$

где $H_{\Phi}(j\omega)$ – передаточная функция СФ, $H_{ЛИН}(j\omega)$ – передаточная функция линейной части ООС, $K_{ШИМ}$ – коэффициент передачи ШИМ-модулятора, $U_{ВХ}$ – входное напряжение, $Z_{ВЫХ}^{\Phi}(j\omega)$ – выходное сопротивление СФ, $Z_{ВХ}^{ЛИН}(j\omega)$ – входное сопротивление линейной части ООС.

В [4] показано, что в случае ИПН с одноконтурной ООС или ИПН с ООС по выходному напряжению и току конденсатора от сопротивления нагрузки в выражении (2) зависит только передаточная функция фильтра $H_{\Phi}(j\omega)$. Передаточную функцию фильтра можно представить, как каскадное соединение двух четырехполюсников в виде:

$$H_{\Phi}(j\omega) = \frac{H_{ФХХ}(j\omega) H_{Н}(j\omega)}{1 + \frac{Z_{ВЫХ}^{\Phi}(j\omega)}{Z_{ВХ}^{Н}(j\omega)}} = \frac{H_{ФХХ}(j\omega)}{1 + \frac{Z_{ВЫХ}^{\Phi}(j\omega)}{Z_{Н}(j\omega)}}, \quad (3)$$

где $H_{ФХХ}(j\omega)$ – передаточная функция фильтра в режиме холостого хода, $H_{Н}(j\omega) = 1$ – передаточная функция комплексной нагрузки, $Z_{ВХ}^{Н}(j\omega) = Z_{Н}(j\omega)$ – комплексное сопротивление нагрузки.

Подставляя (3) в (2), получаем петлевое усиление ИПН при работе на резистивную нагрузку

$$T_R(j\omega) = \frac{K_{ШИМ} U_{ВХ} H_{ФХХ}(j\omega) H_{ЛИН}(j\omega)}{\left(1 + \frac{Z_{ВЫХ}^{\Phi}(j\omega)}{Z_{ВХ}^{ЛИН}(j\omega)}\right) \left(1 + \frac{Z_{ВЫХ}^{\Phi}(j\omega)}{R_H}\right)} = \frac{T_{ХХ}(j\omega)}{1 + \frac{Z_{ВЫХ}^{\Phi}(j\omega)}{R_H}}, \quad (4)$$

и при работе на комплексную нагрузку

$$T_Z(j\omega) = \frac{K_{ШИМ} U_{ВХ} H_{ФХХ}(j\omega) H_{ЛИН}(j\omega)}{\left(1 + \frac{Z_{ВЫХ}^{\Phi}(j\omega)}{Z_{ВХ}^{ЛИН}(j\omega)}\right) \left(1 + \frac{Z_{ВЫХ}^{\Phi}(j\omega)}{Z_{Н}(j\omega)}\right)} = \frac{T_{ХХ}(j\omega)}{1 + \frac{Z_{ВЫХ}^{\Phi}(j\omega)}{Z_{Н}(j\omega)}}, \quad (5)$$

где $T_{ХХ}(j\omega)$ – петлевое усиление ИПН при работе на холостом ходу, равное согласно (4)

$$T_{ХХ}(j\omega) = T_R(j\omega) \left(1 + \frac{Z_{ВЫХ}^{\Phi}(j\omega)}{R_H}\right). \quad (6)$$

Подставляя (6) в (5), получаем петлевое усиление преобразователя при работе на комплексную нагрузку

$$T_Z(j\omega) = T_R(j\omega) \frac{1 + \frac{Z_{ВЫХ}^{\Phi}(j\omega)}{R_H}}{1 + \frac{Z_{ВЫХ}^{\Phi}(j\omega)}{Z_{Н}(j\omega)}}. \quad (7)$$

В случае $Z_{ВЫХ}^{\Phi}(j\omega) \ll R_H$ (это выполняется практически во всей области частот кроме окрестности резонансной частоты фильтра) выражение (7) упрощается

$$T_Z(j\omega) \approx \frac{T_R(j\omega)}{1 + \frac{Z_{ВЫХ}^{\Phi}(j\omega)}{Z_{Н}(j\omega)}}. \quad (8)$$

С помощью (8) или (7) можно определить будет ли устойчиво работать данный преобразователь на конкретную комплексную нагрузку и какие у него будут запасы устойчивости.

Для примера рассмотрим ИПН с ООС по выходному напряжению и току конденсатора (рис. 3) с ПИ-звеном коррекции в контуре по напряжению (рис. 4а) со следующими параметрами: $L_1 = 50$ мкГн, $C_1 = 40$ мкФ, $r_{L1} = 30$ мОм, $r_{C1} = 10$ мОм, $R_H = 1,92$ Ом, $R_{д1} = R_{д2} = R_{к1} = 10$ кОм, $C_{к1} = 3,9$ нФ, $C_{к2} = 193,1$ пФ, $K_I = 0,9$, $U_{П} = 18$ В, $U_{ЭТ} = 24$ В, $f_T = 132$ кГц. Из частотных характеристик петлевого усиления данного ИПН (рис. 4б) получаем следующие запасы устойчивости при работе ИПН на номинальную нагрузку (1,92 Ом): $\Delta\varphi \approx 45^\circ$, $\Delta A > 15$ дБ. На рис. 5 приведены частотные

характеристики петлевого усиления ИПН при работе на резистивную (1,92 Ом) и комплексную нагрузки (нагрузка 1,92 Ом, зашунтированная конденсатором емкостью 200 мкФ и паразитным сопротивлением 68 мОм). Петлевое усиление ИПН при работе на

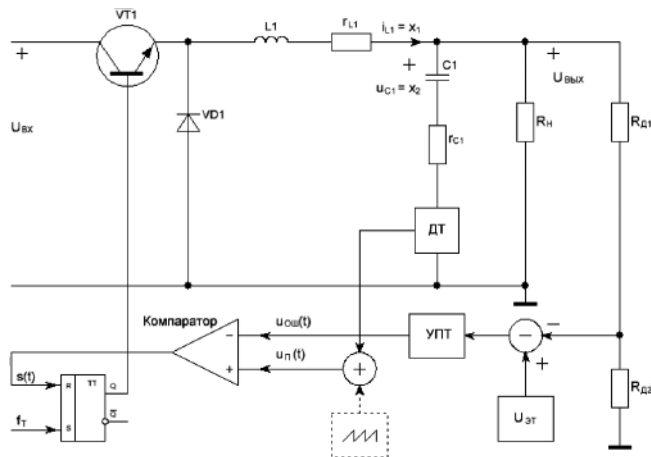
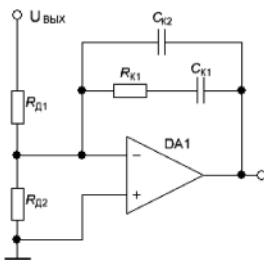
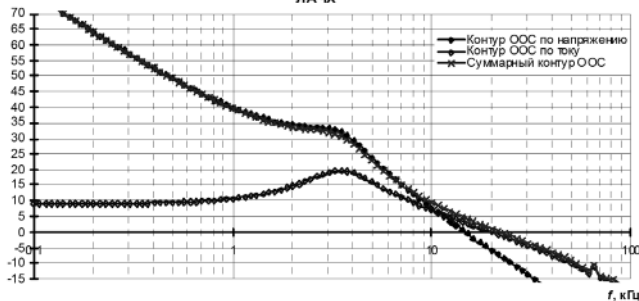


Рис. 3. Схема импульсного преобразователя напряжения понижающего типа с однозвенным СФ и двухконтурной ООС по выходному напряжению и току конденсатора

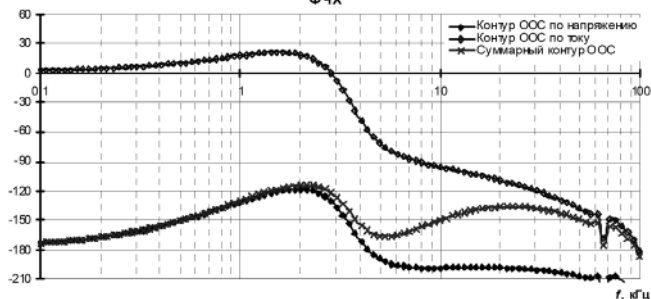


а

ЛАЧХ



ФЧХ



б

Рис. 4. Пропорционально-инерционное звено коррекции: а – схема; б – ЛАЧХ и ФЧХ

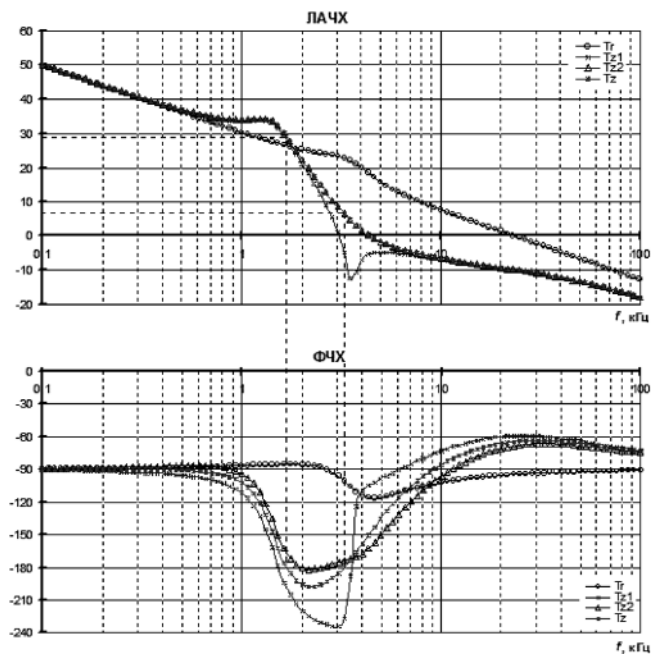


Рис. 5. Частотные характеристики петлевого усиления ИПН ($L_1 = 50$ мкГн, $C_1 = 40$ мкФ, $r_{L1} = 30$ мОм, $r_{C1} = 50$ мОм, $R_H = 1,92$ Ом с ООС по $U_{Вых}$ и I_{C1} ($K_I = 0,9$) с ПИ звеном коррекции в контуре по напряжению ($R_{D1} = R_{D2} = R_{K1} = 10$ кОм, $C_{K1} = 3,9$ нФ, $C_{K2} = 193,1$ пФ), $U_{ВХ} = 160$ В, $U_{П} = 18$ В, рассчитанные в линейной модели при: резистивной нагрузке (T_r), комплексной нагрузке (T_z); по формуле (8) – T_{z1} , по формуле (7) – T_{z2}

комплексную нагрузку рассчитывалось по линейной модели ИПН и с помощью выражений (7), (8). Из рис. 5 видно, что расчет петлевого усиления по (7) дает похожий результат с расчетами в линейной модели с небольшой погрешностью в расчете ФЧХ петлевого усиления. Расчет по (8) дает значительную погрешность как в определении ФЧХ петлевого усиления, так и в определении ЛАЧХ петлевого усиления (рис. 5).

Из частотных характеристик петлевого усиления ИПН, работающего на комплексную нагрузку (рис. 5), следует, что преобразователь условно устойчивый (ФЧХ дважды пересекает -180° , в то время как ЛАЧХ больше нуля). Временные диаграммы показывают устойчивую работу преобразователя (рис. 6). Поскольку преобразователь условно устойчив, то при уменьшении петлевого усиления он может возбудиться. Что и показывают частотные характеристики петлевого усиления ИПН (рис. 7) и временные диаграммы преобразователя при уменьшении входного напряжения с 160 В до 60 В (рис. 8). Также на автоколебательный режим указывает соотношение выходного сопротивления ИПН и комплексного сопротивления нагрузки (рис. 9).

Поскольку преобразователь является условно устойчивым, то устранение второго пересечения ФЧХ значения -180° при неотрицательном значении ЛАЧХ, приводит к автоколебательному режиму, частота которого будет меньше частоты единичного петлевого усиления, т. е. при частоте единичного петлевого усиления 3 кГц (рис. 7), частота автоколебательного

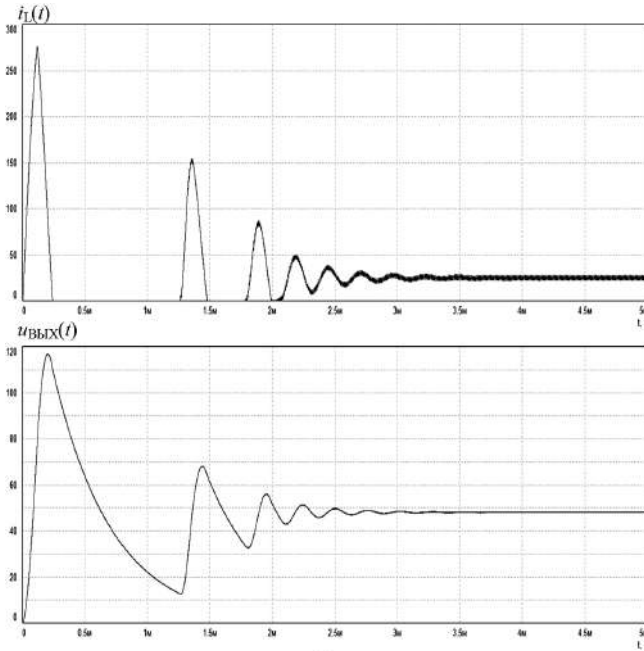


Рис. 6. Временные диаграммы тока дросселя $i_L(t)$ и напряжения на выходе ИПН $u_{\text{ВЫХ}}(t)$ в импульсной модели “преобразователь ($L_1 = 50$ мкГн, $C_1 = 40$ мкФ, $r_{L1} = 30$ мОм, $r_{C1} = 50$ мОм, $R_H = 1,92$ Ом с ООС по $U_{\text{ВЫХ}}$ и I_{C1} ($K_f = 0,9$) с ПИ звеном коррекции в контуре по напряжению ($R_{д1} = R_{д2} = R_{К1} = 10$ кОм, $C_{К1} = 3,9$ нФ, $C_{К2} = 193,1$ пФ), $U_{\text{ВХ}} = 160$ В, $U_{\text{П}} = 18$ В) – комплексная нагрузка ($C_H = 200$ мкФ, $r_{CH} = 68$ мОм, $R_H = 1,92$ Ом)”

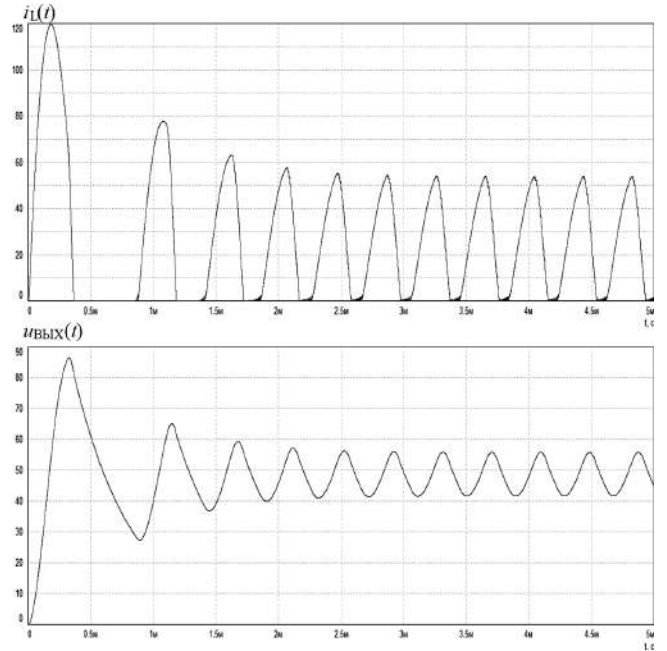


Рис. 8. Временные диаграммы тока дросселя $i_L(t)$ и напряжения на выходе ИПН $u_{\text{ВЫХ}}(t)$ в импульсной модели “преобразователь ($L_1 = 50$ мкГн, $C_1 = 40$ мкФ, $r_{L1} = 30$ мОм, $r_{C1} = 50$ мОм, $R_H = 1,92$ Ом с ООС по $U_{\text{ВЫХ}}$ и I_{C1} ($K_f = 0,9$) с ПИ звеном коррекции в контуре по напряжению ($R_{д1} = R_{д2} = R_{К1} = 10$ кОм, $C_{К1} = 3,9$ нФ, $C_{К2} = 193,1$ пФ), $U_{\text{ВХ}} = 60$ В, $U_{\text{П}} = 18$ В) – комплексная нагрузка ($C_H = 200$ мкФ, $r_{CH} = 68$ мОм, $R_H = 1,92$ Ом)”

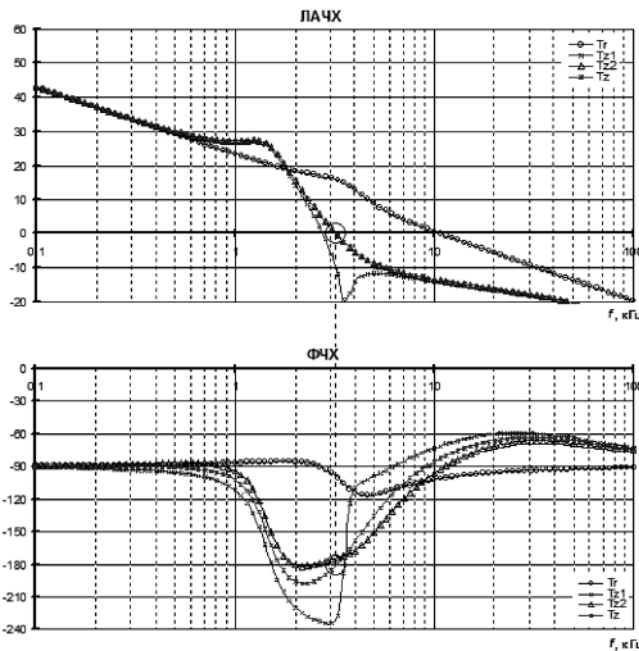


Рис. 7. Частотные характеристики петлевого усиления ИПН ($L_1 = 50$ мкГн, $C_1 = 40$ мкФ, $r_{L1} = 30$ мОм, $r_{C1} = 50$ мОм, $R_H = 1,92$ Ом с ООС по $U_{\text{ВЫХ}}$ и I_{C1} ($K_f = 0,9$) с ПИ звеном коррекции в контуре по напряжению ($R_{д1} = R_{д2} = R_{К1} = 10$ кОм, $C_{К1} = 3,9$ нФ, $C_{К2} = 193,1$ пФ), $U_{\text{ВХ}} = 60$ В, $U_{\text{П}} = 18$ В, рассчитанные в линейной модели при: резистивной нагрузке (T_r), комплексной нагрузке (T_z); по формуле (8) – T_{z1} , по формуле (7) – T_{z2}

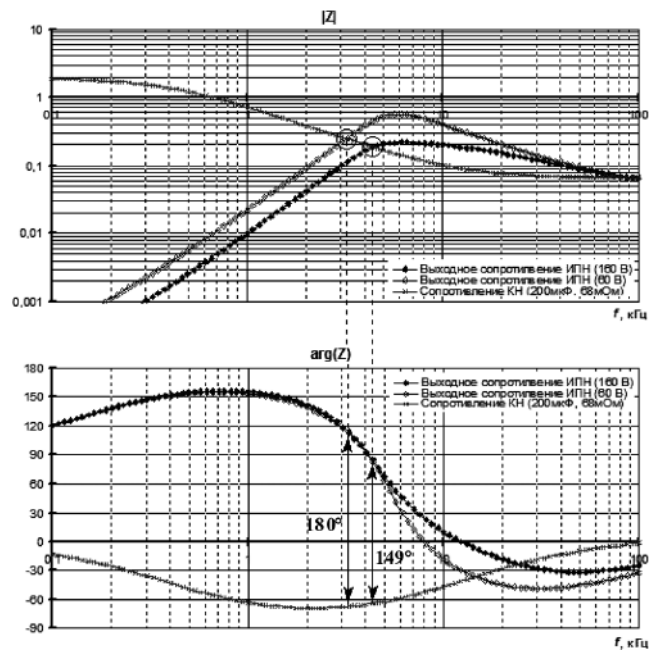


Рис. 9. Модуль и фаза комплексного выходного сопротивления ИПН понижающего типа с однозвенным СФ ($L_1 = 50$ мкГн, $C_1 = 40$ мкФ, $r_{L1} = 30$ мОм, $r_{C1} = 50$ мОм, $R_H = 1,92$ Ом с ООС по $U_{\text{ВЫХ}}$ и I_{C1} ($K_f = 0,9$) с ПИ звеном коррекции в контуре по напряжению ($R_{д1} = R_{д2} = R_{К1} = 10$ кОм, $C_{К1} = 3,9$ нФ, $C_{К2} = 193,1$ пФ, $U_{\text{П}} = 18$ В) при различном значении входного напряжения (160 В и 60 В), рассчитанные в линейной модели, и модуль и фаза комплексного сопротивления нагрузки

режима будет меньше этой частоты, что и показывают временные диаграммы – частота автоколебаний 2,6 кГц (рис. 8).

Таким образом с помощью частотных характеристик петлевого усиления ИПН, как и с помощью частотных характеристик выходного сопротивления ИПН и комплексного сопротивления нагрузки, можно определить будет ли устойчиво работать преобразователь на комплексную нагрузку. Кроме того, частотные характеристики петлевого усиления ИПН (в отличие от входных и выходных сопротивлений) позволяют определить является ли преобразователь абсолютно устойчивым или условно устойчивым.

Согласно [4] в случае ИПН с ООС по выходному напряжению и току дросселя в выражении (2) уже два множителя зависят от сопротивления нагрузки: передаточная функция фильтра $H_{\Phi}(j\omega)$ и передаточная функция ООС НЛИН($j\omega$). Если от сопротивления нагрузки зависит передаточная функция ООС, то от сопротивления нагрузки зависит также и входное сопротивление ООС $Z_{ВХ}^{ЛИН}(j\omega)$. Таким образом в выражении (2) уже три функции ($H_{\Phi}(j\omega)$, $H_{ЛИН}(j\omega)$, $Z_{ВХ}^{ЛИН}(j\omega)$) зависят от сопротивления нагрузки, что делает зависимость петлевого усиления ИПН при работе на комплексную нагрузку более сложной чем (7). На рис. 10 приведены частотные характеристики петлевого усиления ИПН ($L_1 = 50$ мкГн, $C_1 = 40$ мкФ, $r_{L1} = 30$ мОм, $r_{C1} = 50$ мОм, $R_H = 1,92$ Ом с ООС по $U_{ВЫХ}$ и переменной составляющей I_{L1} ($K_I = 2$) с ПИ звеном коррекции в контуре по напряжению ($R_{Д1} = R_{Д2} = 10$ кОм, $R_{К1} = 20$ кОм, $C_{К1} = 2$ нФ, $C_{К2} = 96,8$ пФ), $U_{ВХ} = 160$ В, $U_{П} = 42$ В), рассчитанные в линейной модели при: резистивной нагрузке (T_1), комплексной нагрузке (T_2); по формуле (8) – T_{z1} , по формуле (7) – T_{z2}

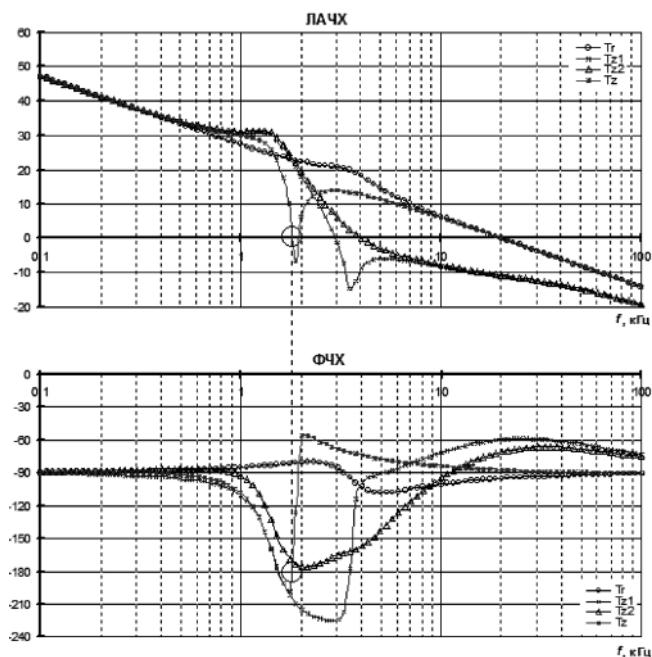


Рис. 10. Частотные характеристики петлевого усиления ИПН ($L_1 = 50$ мкГн, $C_1 = 40$ мкФ, $r_{L1} = 30$ мОм, $r_{C1} = 50$ мОм, $R_H = 1,92$ Ом с ООС по $U_{ВЫХ}$ и переменной составляющей I_{L1} ($K_I = 2$) с ПИ звеном коррекции в контуре по напряжению ($R_{Д1} = R_{Д2} = 10$ кОм, $R_{К1} = 20$ кОм, $C_{К1} = 2$ нФ, $C_{К2} = 96,8$ пФ), $U_{ВХ} = 160$ В, $U_{П} = 42$ В), рассчитанные в линейной модели при: резистивной нагрузке (T_1), комплексной нагрузке (T_2); по формуле (8) – T_{z1} , по формуле (7) – T_{z2}

I_{L1} ($K_I = 2$) с ПИ звеном коррекции в контуре по напряжению ($R_{Д1} = R_{Д2} = 10$ кОм, $R_{К1} = 20$ кОм, $C_{К1} = 2$ нФ, $C_{К2} = 96,8$ пФ), $U_{ВХ} = 160$ В, $U_{П} = 42$ В), работающего на комплексную нагрузку, рассчитанного в линейной модели ИПН и с помощью выражений (7) и (8). Из них видно, что из-за неучета влияния зависимости ООС от комплексного сопротивления нагрузки в выражениях (7) и (8), расчет петлевого усиления ИПН с помощью этих формул может привести к некорректным результатам (рис. 10). Частотные характеристики петлевого усиления данного преобразователя, работающего на комплексную нагрузку, показывают возникновение автоколебаний на частоте 1,8 кГц (рис. 10), что подтверждается временными диаграммами (рис. 11). При увеличении паразитного сопротивления конденсатора комплексной нагрузки (с 69 мОм до 100 мОм), частотные характеристики петлевого усиления ИПН не показывают условия возникновения автоколебаний – ФЧХ почти достигает значения -180° , и АЧХ не падает до нуля (рис. 12), что подтверждается временными диаграммами (рис. 13).

Выводы

В представленной работе рассмотрена особенность работы ИПН на линейную комплексную нагрузку и показано, что в ИПН, устойчиво работающим на номинальную резистивную нагрузку, может возникнуть автоколебательный режим при работе на комплексную нагрузку. Как правило отечественные производители

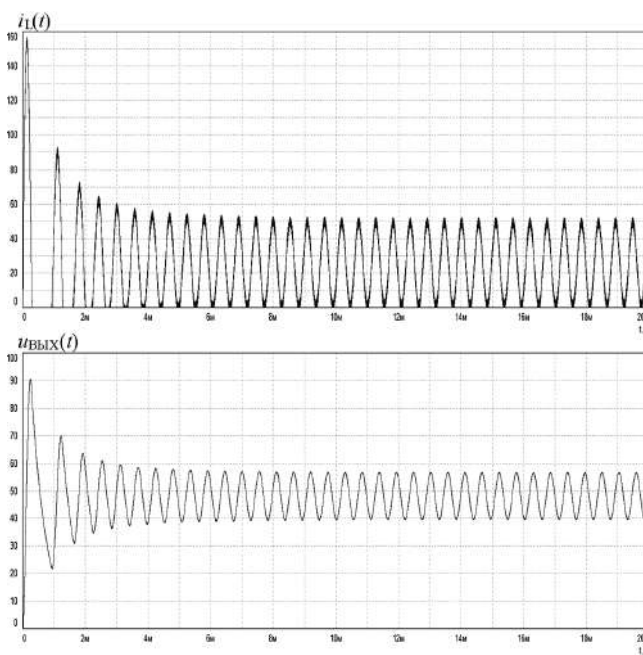


Рис. 11. Временные диаграммы тока дросселя $i_L(t)$ (1) и напряжения на выходе ИПН $u_{ВЫХ}(t)$ в импульсной модели “преобразователь ($L_1 = 50$ мкГн, $C_1 = 40$ мкФ, $r_{L1} = 30$ мОм, $r_{C1} = 50$ мОм, $R_H = 1,92$ Ом с ООС по $U_{ВЫХ}$ и переменной составляющей I_{L1} ($K_I = 2$) с ПИ звеном коррекции в контуре по напряжению ($R_{Д1} = R_{Д2} = 10$ кОм, $R_{К1} = 20$ кОм, $C_{К1} = 2$ нФ, $C_{К2} = 96,8$ пФ) – комплексная нагрузка ($C_H = 200$ мкФ, $r_{CH} = 68$ мОм, $R_H = 1,92$ Ом)”

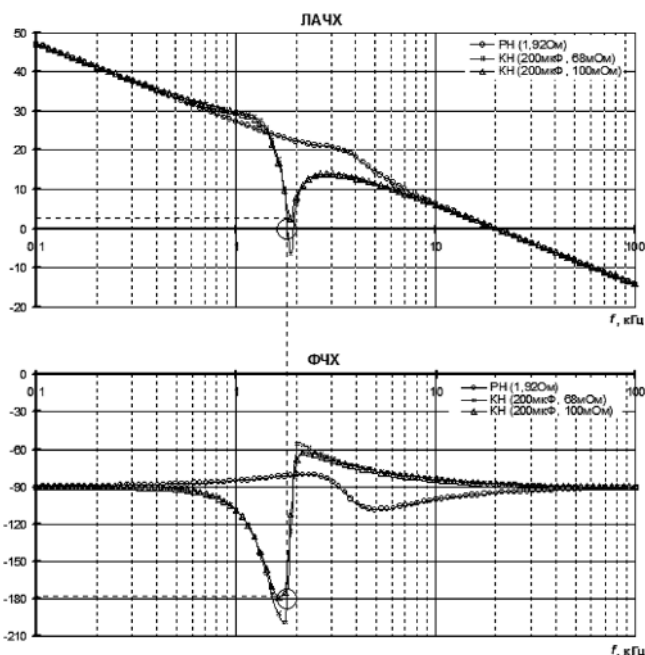


Рис. 12. Частотные характеристики петлевого усиления ИПН ($L_1 = 50$ мкГн, $C_1 = 40$ мкФ, $r_{L1} = 30$ мОм, $r_{C1} = 50$ мОм с ООС по $U_{ВЫХ}$ и переменной составляющей I_{L1} ($K_I = 2$) с ПИ звеном коррекции в контуре по напряжению ($R_{D1} = R_{D2} = 10$ кОм, $R_{K1} = 20$ кОм, $C_{K1} = 2$ нФ, $C_{K2} = 96,8$ пФ), $U_{ВХ} = 160$ В, $U_{П} = 42$ В), рассчитанные в линейной модели при работе на резистивную нагрузку ($R_H = 1,92$ Ом), комплексную нагрузку ($C_H = 200$ мкФ, $r_{CH} = 100$ мОм, $R_H = 1,92$ Ом)

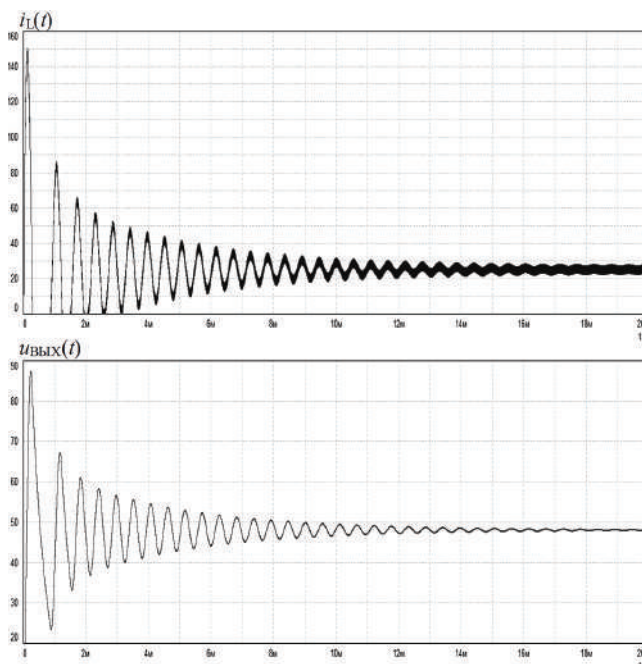


Рис. 13. Временные диаграммы тока дросселя $i_L(t)$ и напряжения на выходе ИПН $u_{ВЫХ}(t)$ в импульсной модели “преобразователь ($L_1 = 50$ мкГн, $C_1 = 40$ мкФ, $r_{L1} = 30$ мОм, $r_{C1} = 50$ мОм, $R_H = 1,92$ Ом с ООС по $U_{ВЫХ}$ и переменной составляющей I_{L1} ($K_I = 2$) с ПИ звеном коррекции в контуре по напряжению ($R_{D1} = R_{D2} = 10$ кОм, $R_{K1} = 20$ кОм, $C_{K1} = 2$ нФ, $C_{K2} = 96,8$ пФ)) – комплексная нагрузка ($C_H = 200$ мкФ, $r_{CH} = 100$ мОм, $R_H = 1,92$ Ом)”

модулей ИПН не интересуются и не рассматривают проблему обеспечения устойчивой работы на комплексную нагрузку, не указывают запасы устойчивости ИПН по амплитуде и фазе. Хотя за рубежом этой проблеме уделяется большое внимание, и уже с 1980 г. множество зарубежных компаний (Америки, Японии, Великобритании, Сингапура) выпускают целые линейки приборов для измерения петлевого усиления, входного и выходного сопротивлений, проходной характеристики, позволяющие исследовать устойчивость работы ИПН при работе их на комплексные нагрузки и в системах с двух- и трехкратным преобразованием энергии, когда используются каскадные соединения ИПН, имеющие комплексные входные и выходные сопротивления (причем дифференциальная резистивная составляющая входного сопротивления имеет отрицательную величину). По этой причине ряд отечественных производителей систем электропитания в различных отраслях техники, в частности, для надводных кораблей и подводных лодок, где используются сотни и даже тысячи источников электропитания вынуждены отказываться от закупки продаваемых модулей ИПН, которые будучи интегрированы в систему электропитания часто приводят к ее неустойчивости и выходу из строя.

Литература

1. Дмитриков В. Ф., Самылин И. Н. Влияние комплексной нагрузки на устойчивость работы и динамические характе-

ристики импульсных источников питания. – Практическая силовая электроника. 2006. Вып. 21, С. 15–18.

2. Дмитриков В. Ф., Коржавин О. А., Шушпанов Д. В. Устойчивость распределенной системы электропитания с учетом промежуточных фильтров. – Практическая силовая электроника. 2010. № 4 (40), С. 28–35.

3. Шушпанов Д. В. Высокоэффективные импульсные преобразователи напряжения с ШИМ и распределенные системы электропитания на их основе. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Специальность: 05.12.04 – “Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения”. СПб. 2005.

4. Коржавин О. А. Динамические характеристики импульсных источников электропитания постоянного напряжения с входными фильтрами. Учебное пособие. – Самара, 2009. – 224 с.

Дмитриков Владимир Федорович, Заслуженный деятель науки РФ, д. т. н., профессор, профессор кафедры “Теория электрических цепей и связи (ТЭЦиС)”, Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), тел.: (812) 305-12-35, e-mail: Dmitrikov_VF@mail.ru;

Шушпанов Дмитрий Викторович, к. т. н., доцент кафедры ТЭЦиС, СПбГУТ, тел.: (812) 305-12-35, e-mail: dimasf@inbox.ru;

Зайцева Зинаида Викторовна, к. т. н., доцент кафедры ТЭЦиС, СПбГУТ, тел.: (812) 305-12-61, e-mail: zaitch13@gmail.com.

В. С. Мелкоян

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ ДЛЯ УСТАНОВОК РАЗЛИЧНЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ НАЗНАЧЕНИЙ И СПОСОБЫ УМЕНЬШЕНИЯ ИХ ВЛИЯНИЯ НА ПИТАЮЩУЮ СЕТЬ

В. С. Мелкоян

Установки электротехнологического назначения требуют разработки новых преобразователей электроэнергии, которые в зависимости от типа установки и технологических режимов должны иметь сложные вольтамперные характеристики: с интервалами стабилизации тока, напряжения и мощности. Кроме того, в некоторых случаях при необходимости, должна быть возможность изменить частоту выходного напряжения. В работе кратко описываются наиболее энергоемкие технологии и рассматриваются основные особенности построения источников питания для электротехнологии.

Ключевые слова: электротехнология, ионное азотирование, электросварочные установки, индукционный нагрев, компенсатор реактивной мощности, дозированная передача энергии, лазерная технология, тиристорно-конденсаторный преобразователь.

Power sources for installations of various technological purposes and methods of decreasing their effect on power grid

Installations for electro-technological purposes require design of new electric power converters, which, depending on the type of the installation and technological modes should have composite current-voltage characteristics with current, voltage and power stabilizing intervals. Furthermore, in some cases, an ability of output voltage frequency altering, if necessary, should exist. The paper briefly describes the most energy-intensive technologies and considers the main specifics of power sources design for electro-technologies.

Keywords: electro-technology, ion nitridation, electric welding installations, induction heating, reactive power compensator, metered energy transmission, laser technology, thyristor-capacitor converter.

В последние годы в промышленности сильно расширилась область применения электротехнологических производственных процессов, вытеснивших многие процессы с тепловым нагревом. Переход на электротехнологию обеспечивает повышение качества продукции, позволяет во многих случаях проводить такие операции и получать такие материалы, которые иными путями осуществить невозможно.

В настоящее время нет ни одной области в промышленности, где бы не внедрялись технологические процессы. Например, электроконтактная сварка, ионное азотирование, индукционный нагрев, лазерная технология и производство полупроводниковых приборов [1, 2]. Все перечисленные технологии энергоемкие и требуют обеспечения соответствующих рабочих режимов во всем диапазоне изменения параметров нагрузки.

Цель статьи – краткий анализ особенностей работы электротехнологических установок различного назначения и исследование основных характеристик источников питания для них.

Метод ионно-плазменного азотирования (ИПА) является одним из наиболее динамично развивающихся направлений химико-термической обработки. Этот метод нашел широкое применение, в частности, в авто- и машиностроении. В течение многих лет ИПА с успехом применяется ведущими авто- тракторно- и мотостроительными предприятиями мира. Мировой опыт применения технологии ИПА показывает, что экономический эффект от ее внедрения для изготовления режущих и штамповочных инструментов обеспечивается за счет повышения их износостойкости (в

четыре и более раз). В ряде ИПА является единственным способом получения изделий с минимальным процентом брака (например, шестерни большого диаметра большегрузных автомобилей). Кроме того, процесс ИПА обеспечивает полную экологическую безопасность [3, 4].

Развитие разработок и производства электросварочного оборудования идет по пути использования новых прогрессивных способов электросварки и максимальной механизации и автоматизации сварочных процессов. Среди механизированных способов сварки по приведенной трудоемкости наибольший объем падает на стыковые сварочные машины и установки [3–9]. Метод стыковой электроконтактной сварки непрерывным оплавлением нашел наиболее широкое применение при сварке металлических изделий большого сечения. Этот вид сварки является весьма экономичным и целесообразным видом сварки и может осуществляться как на постоянном, так и на переменном токе. Однако на практике применяется почти исключительно переменный ток, так как необходимые для качественной сварки токи, достигающие порядка тысячи и даже десятков тысяч ампер при напряжениях в несколько вольт, могут быть наиболее просто получены при помощи понижающих трансформаторов. Специальные источники постоянного тока для этой цели были бы слишком дороги, сложны в изготовлении и менее надежны в эксплуатации [7, 8].

Индукционные нагревательные установки обладают следующими преимуществами: быстрое достижение высоких температур, так как энергия выделяется

непосредственно в нагреваемом металле; возможность проведения плавки в вакууме или нейтральной среде для получения сплавов высокого качества; интенсивное перемешивание расплавленного металла под воздействием электродинамических сил, что способствует получению однородного химического состава; возможность работы в периодическом режиме, что уменьшает простой установки [10, 11].

Использование лазерного излучения с технологической целью, и изобретение новых рабочих инструментов являются одними из наиболее перспективных направлений [8]. В качестве наиболее мощного источника лазерного излучения, который подходит для электротехнологии, особенно термообработки различных материалов, сварки и резки металлов и т.д., являются молекулярные лазеры, так называемые CO_2 – лазеры. Несмотря на высокий спрос указанных выше технологий, их реализация невозможна без особых типов систем с высокой мощностью – блоков питания.

Особенностью производства полупроводниковых приборов и изделий микроэлектроники является сложность их технологической реализации. Технологический процесс изготовления полупроводниковых приборов можно разделить на три этапа: нанесение веществ в виде слоев или пленок на поверхность подложек; удаление вещества с поверхности подложек; перераспределение атомов (ионов) примесей между внешней средой и поверхностью. Выше указанные операции требуют специальных электротехнологических установок, которые должны обеспечивать соответствующие технологические режимы.

На рис. 1 приведена типовая структура электротехнологической установки, в которой электроэнергия, подаваемая от промышленной сети, должна быть трансформирована с помощью преобразователя электроэнергии в форму, подходящую для использования. Благодаря такой структуре установка обеспечивает надежный рабочий режим и высокий КПД.

Выше приведенный анализ показывает, что современные технологические процессы требуют разработки новых преобразователей электроэнергии, которые в зависимости от типа объекта и технологических режимов работы, должны иметь вольт-амперные характеристики специальной формы, с интервалами стабилизации тока, напряжения и мощности. Кроме того, в некоторых случаях при необходимости должна быть возможность изменения частоты выходного напряжения.

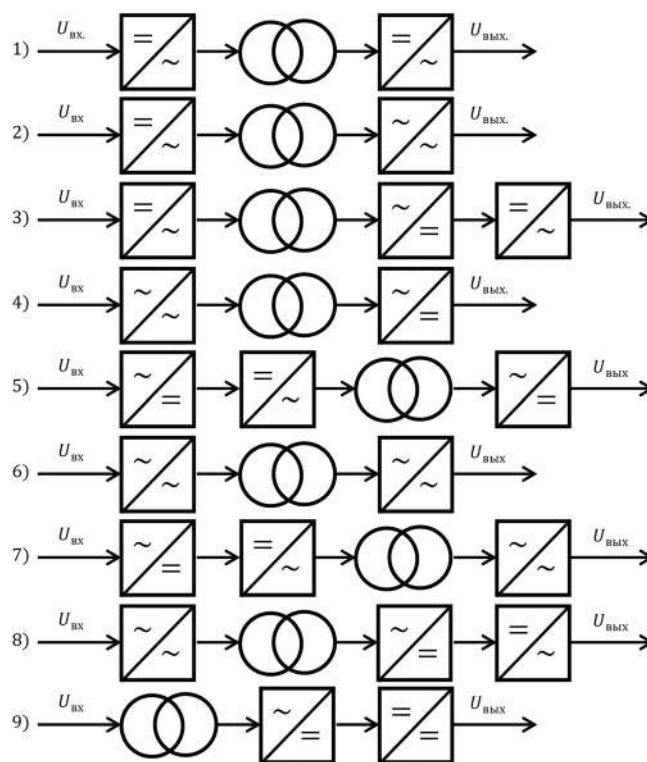


Рис. 2. Основные структурные схемы преобразователей электроэнергии

Для решения этих задач в настоящее время используются преобразователи различных структур, основные из которых приведены на рис. 2. Выбор преобразователя зависит от характера и мощности нагрузки, от вида требуемой формы напряжения.

Исследования, приведенные в работах [9...14], показали, что при больших мощностях для обеспечения требуемых выходных характеристик наличие промежуточного импульсного регулятора обязательна, который помимо регулирования и стабилизации выходных параметров преобразователя, также обеспечивает надежную развязку источника от питающей сети.

Как показали исследования, выше перечисленным специфическим требованиям электротехнологии (высокие динамические характеристики, рабочий режим источника тока, стабильность в режимах короткого замыкания и т. д.) наиболее полно удовлетворяют тиристорно-конденсаторные преобразователи (ТКП) с дозированной передачей энергии. Наиболее важной особенностью этих преобразователей является то, что они реализуют дозированную передачу энергии

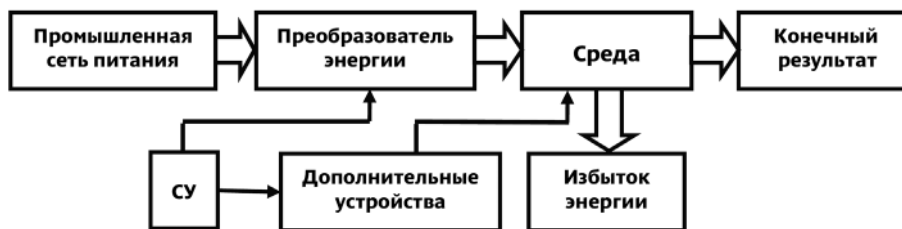


Рис. 1. Типовая структура электротехнологической установки

— сначала энергия накапливается в коммутационном конденсаторе (в дозирующем конденсаторе), а затем, передается в нагрузку. Дозирующий конденсатор всегда подключен последовательно в схеме тока нагрузки, и в то же время берет на себя все проблемы коммутационных переключений.

Тем не менее, использование высокочастотных коммутаторов в сетевых преобразователях приводит к возникновению новых проблем, в частности, приводит к появлению перенапряжений, что связано с индуктивностями промышленных сетей (индуктивности трансформатора питающей сети и соединительных линий электропередачи), а также принудительного прерывания тока в цепях, содержащих индуктивность, что вызывает искажения напряжения питающей сети. Как правило, эти искажения выражаются короткими всплесками и сбоями сетевого напряжения, что приводит к возникновению высоких гармоник в сети. При больших значениях фазовых индуктивностей, тока нагрузки и высоких скоростей переключения тока, эти коммутационные перенапряжения могут достигать очень больших значений, что в итоге может привести к нарушению нормальной работы преобразователя, и, следовательно, к нарушению работы всего электро-технологического объекта в целом [15, 16].

Следует отметить, что питание преобразователей большой мощности в большинстве случаев реализуется непосредственно от трехфазной сети или от автономного дизель-электрического агрегата переменного тока. В обоих случаях используется только одна или две фазы. В последнем случае, при пропорциональных мощностях нагрузки и питающей сети возникают резкие искажения сети, перекос фаз, что приводит к уменьшению коэффициента мощности всей установки. Кроме того, в этих установках регулирование вида, величины и частоты напряжения питания простыми способами невозможно, что не всегда позволяет обеспечивать нужные технологические режимы [9, 17, 18].

Методы минимизирования влияния на питающий сеть можно разделить на две группы — естественные и искусственные (рис. 3). К первой группе относятся способы, сущность которых состоит в ограничении влияния приемника на питающую сеть путем воздействия на сам приемник схемотехническими решениями.

К этой группе можно отнести следующие основные способы: соответствующий выбор трансформаторов (мощность трансформаторов должна выбираться с максимально возможным приближением требуемой нагрузке, т. е. без запаса), применение синхронных двигателей, применение преобразователей с большим числом фаз выпрямления, применение поочередного управления работой преобразователей; применение несимметричного управления преобразователями, применение специальных преобразовательных систем с ограниченным содержанием высших гармоник в токе питающей сети.

Ко второй группе можно отнести следующие способы: применение вращающихся компенсаторов, статических источников реактивной мощности, устройств для компенсации мощности искажения (устройства, позволяющие снизить потребление реактивной мощности одним или несколькими приемниками, или снижающие содержание высших гармоник в напряжении питающей сети, называемые компенсирующими устройствами или компенсаторами [14]), применение демпфирующих конденсаторов.

Компенсирующие устройства подразделяются на следующие виды: индивидуальные компенсаторы, групповые компенсаторы, централизованные компенсаторы.

Индивидуальные компенсаторы работают непосредственно с приемником, потребляющим из питающей сети реактивную мощность и мощность искажения. При полной компенсации приемник и устройство компенсации представляют для питающей сети устройства, потребляющие только активную мощность. Такой вид компенсации предпочтительнее применять для компенсации мощности искажения приемников с нелинейными характеристиками.

Групповая и централизованная компенсация позволяет использовать устройства независимо от работы отдельных потребителей. Для реализации компенсации этого вида требуется дополнительная аппаратура (коммутационная и защитная), кроме того, компенсирующие устройства должны обеспечивать достаточный диапазон регулирования потребляемой мощности. При централизованной компенсации в энергосистемах не всегда обеспечивается компенсация во всех точках системы, особенно при размещении нелинейных нагрузок на большом расстоянии от электростанций и подстанций, причем чем больше расстояние, тем больше потери в сети. Поэтому в настоящее время все чаще создаются групповые компенсаторы, а для нелинейной нагрузки большой мощности используется индивидуальные компенсаторы.

С достаточной для практических задач точностью можно принять, что падения напряжения на реак-

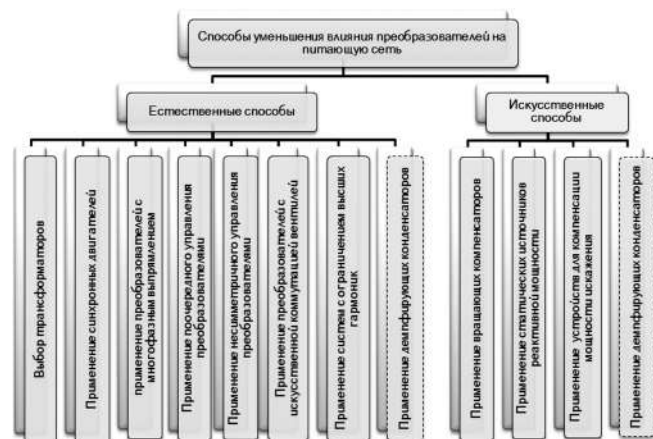


Рис. 3. Способы уменьшения влияния на питающую сеть

тивных сопротивлениях питающей сети обусловлены изменениями реактивной мощности, потребляемой ВП, а их значение может быть определено по формуле приведенное в работе [13]

$$\Delta U^* = \frac{\Delta U_1}{U_c} = \frac{1,1 \cdot Q}{S_{K3}}, \quad (1)$$

где ΔU^* – относительное падение напряжения в анализируемой точке питающей сети; ΔU_1 – падение напряжения, вызванное первой гармоникой тока; U_c – действующее значение напряжения питающей сети; Q – потребляемая реактивная мощность; S_{K3} – мощность КЗ питающей сети.

Из (1) следует, что путем стабилизации уровня реактивной мощности можно ограничить или даже исключить колебания напряжения сети. При быстрых и больших изменениях мощности Q для ограничения напряжения широко применяется синхронный компенсатор с быстрым регулированием возбуждения [13]. Управление компенсатором производится с помощью схемы регулирования по закону

$$Q - Q_k = \text{const}, \quad (2)$$

где Q_k – реактивная мощность, генерируемая компенсатором. Из (2) следует, что максимальная мощность компенсирующего устройства должна быть равна или больше максимальной реактивной мощности, потребляемой из питающей сети одним или несколькими преобразователями.

Не вдаваясь в подробности способов уменьшения влияния на сеть, отметим лишь, что в зависимости от характера нагрузки и питания сети, можно выбрать любой из этих методов, но для низковольтной промышленной сети, когда сеть питания нагружена электротехнологическим видом нагрузки, нагруженной относительно высокочастотным преобразователем, более целесообразно реализовать следующие три вида компенсации: межфазовые конденсаторы, коммутационные конденсаторы, демпферные конденсаторы. Сравнением все трех случаев, было установлено, что и с технической точки зрения, и с точки зрения надежности, более целесообразно использование демпфирующих конденсаторов, но при правильном выборе параметров (в случае относительно спокойных нагрузок) можно также использовать и два других метода [15, 16].

Схемы с демпферными конденсаторами обеспечивают вынос энергии накопленной в индуктивностях сети, и уменьшение перенапряжений в случае любых изменений тока нагрузки [19, 20].

Демпфирующий конденсатор является лишь промежуточным звеном, и необходимо каким-то способом выводит энергию из конденсатора либо обратно в сеть, либо в нагрузку. Инвертирование накопленной энергии в сеть рассмотрено в работах [12, 21] и было развито в дальнейшем в работах [15, 16, 19]. Однако, этот способ имеет существенный недостаток, заключающийся в ограничении динамических показателей

преобразователя, так как для обеспечения работоспособности преобразователя необходимо поддерживать определенное соотношение между током нагрузки и током преобразователя. При несоблюдении этого условия, невозможно поддерживать напряжение на демпфирующем конденсаторе на нужном уровне. Поскольку преобразователь содержит дозирующий ключ с высокими динамическими показателями, позволяющий быстрое регулирование тока нагрузки, и инвертор, работающий в режиме естественной коммутации, не позволяющий быстрого регулирования тока нагрузки, то способ инвертирования накопленной энергии не позволяет в полной мере реализовать динамические возможности дозирующего ключа. С точки зрения динамических свойств более целесообразным является способ вывода энергии в нагрузку. Как показал анализ структур преобразователей по рис. 2 [16], возможны разные технические решения при создании источников питания для электротехнологии, однако, почти во всех этих структурах присутствует высокочастотное промежуточное звено – импульсный регулятор (ИР), что имеет естественное объяснение. Например, возможны два технических решения регулируемого преобразователя постоянного напряжения в однофазное переменное. Первое, это использование автономного инвертора напряжения, в котором регулирование напряжения осуществляется собственными средствами. Однако это ведет к значительному усложнению силовой части и управления инвертором. Подключения фильтра нижних частот непосредственно на выходе инвертора для обеспечения непрерывной формы кривой напряжения ухудшает его динамические и энергетические показатели, и кроме того, инвертор напряжения должен иметь устройство быстродействующей электронной защиты, что ведет к дополнительному усложнению преобразователя.

Другим решением является использование ИР напряжения, подключенного на входе инвертора, обеспечивающего стабилизацию и изменение выходного напряжения, а также выполняющего функции защиты от перегрузок и аварийных процессов в силовой части инвертора и нагрузки. В этом случае инвертор служит лишь для изменения полярности напряжения и регулирования его частоты.

Одним из путей наиболее успешного преодоления коммутационных трудностей принудительной коммутаций тиристоров, применяемых в ИР, является использование принципа естественного спада к нулю анодного тока и естественного запирающего однооперационных тиристоров. Известно ряд схем ТКП, общим для которых является наличие дозирующего (коммутирующего) конденсатора. В этих преобразователях используется основное преимущество резонансных инверторов – принцип последовательной конденсаторной коммутации, позволяющий облегчить режим работы наиболее чувствительных элементов – тиристоров, перенося трудности коммутации тока на более грубые элементы – на конденсаторы.

В зависимости от числа импульсов выходного напряжения за полный цикл работы различают одноактные и двухтактные тиристорно-конденсаторные ключи (ТКК).

На рис. 4 приведены схемы известных простейших ТКК [16, 18, 20, 21]. Преобразователь по схеме рис. 4а работает следующим образом. При включении VS1 происходит колебательный перезаряд конденсатора, а при отпирании VS2 дозирующий конденсатор разряжается на нагрузку. Схема по рис. 4б работает аналогично.

На основе однотактных ТКК можно строить двухтактные преобразователи с вспомогательным перезарядом дозирующего конденсатора.

На рис. 5 приведены несколько примеров таких ТКК. Преобразователь на рис. 5а построен на основе одноактного ТКК по рис. 4а, а преобразователь на рис. 5б по рис. 4б.

Двухтактные схемы по рис. 5а, б работают следующим образом. При попарном включении тиристоров четными и нечетными номерами обеспечивается колебательный заряд одного из дозирующих конденсаторов и разряд другого на нагрузку.

Основным недостатком приведенных схем являются удвоенные напряжения на тиристорах и наличие потерь в зарядных дросселях.

Известна схема двухтактного регулятора постоянного тока [21, 12, 19], построенная по однофазной мостовой схеме (рис. 6), в диагональ которого подключен дозирующий конденсатор.

Схема, приведенная на рис. 6, имеет преимущество над другими схемами, так как в ней нет необходимости обеспечивать предварительный заряд дозирующего конденсатора, а величина тока в любом элементе схемы не превышает величины тока нагрузки.

Наличие обратного диода в схемах способствует сглаживанию тока нагрузки, ограничению уровня на-

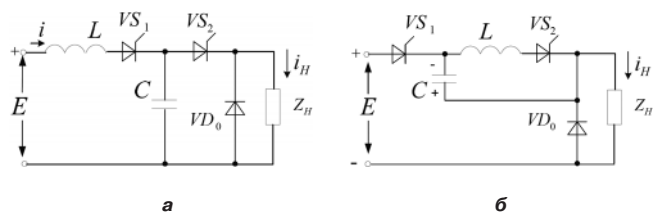


Рис. 4. Одноактные импульсные регуляторы с дозированной передачей энергии

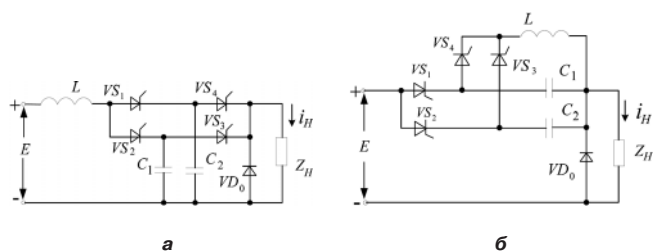


Рис. 5. Двухтактные импульсные регуляторы с дозированной передачей энергии

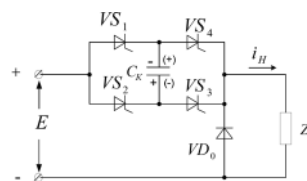


Рис. 6. Двухтактный импульсный регулятор (основная схема)

пряжения на элементах, а также уменьшению потерь в тиристорах дозирующего ключа. При этом частота работы элементов в два раза ниже частоты следования выходных импульсов.

В течении одного такта энергия переводимая на нагрузку ограничена и определяется величиной емкости конденсатора C и U_c напряжением между его обкладками

$$W_H = 2CU_c E. \tag{3}$$

Если обратный диод VD_0 подключен к нагрузке параллельно, то при колебательных характерах электромагнитных процессов, напряжение на конденсаторе неизменно и равно напряжению источника питания. В этом случае, в течении одного такта энергия, передаваемая от преобразователя к нагрузке, неизменна и не зависит от параметров нагрузки

$$W_H = 2CE^2. \tag{4}$$

При постоянстве частоты модуляции f мощность, потребляемая от источника, и поступающая в нагрузку для схемы рис.6 определяются соответственно следующими выражением

$$P = 2C_k E^2 f, \tag{5}$$

т. е. энергия, передаваемая в нагрузку на каждый такт работы ограничена и определяется емкостью конденсатора C_k и амплитудой напряжения U_m на его обкладках (здесь $U_m = E$).

Отметим, что на основе ИР по схеме рис. 6 разработаны многочисленные усовершенствованные схемы тиристорно-конденсаторных преобразователей, которые широко используются на практике при создании преобразователей электротехнологического назначения, что обусловлено следующими факторами:

- 1) Во всех режимах работы, мгновенное значение тока для любого элемента силовой схемы не превышает мгновенное значение тока нагрузки.
- 2) Напряжение на всех элементах схемы ограничено и равно напряжению источника питания, кроме обратного диода. На обратном диоде напряжение равно двойному значению напряжения питания.
- 3) Энергия, передаваемая в нагрузку, не зависит от параметров нагрузки. Особенно это важно для электротехнологических нагрузок, у которых она может резко меняться.
- 4) Предельная частота работы устройства определяется временем восстановления свойств управления тиристоров. Принимая во внимание то, что при постоянном токе нагрузки (I_H) напряжение на конден-

саторе в течении одного такта может поменяться до $2E$, получим:

$$f = \frac{I_H}{2CE}. \quad (6)$$

Это самый высокий предел частоты, который может быть достигнут с помощью тиристорных преобразователей за один такт.

5) Схема имеет спадающую характеристику, что является одним из основных требований электротехнологических нагрузок. При модулированной постоянной частоте f , мощность, передаваемая на нагрузку, остается постоянной:

$$P = \frac{W_H}{T} = 2CE^2 f. \quad (7)$$

6) Схема имеет высокую надежность. Отключение нагрузки, в том числе и при коротком замыкании нагрузки, осуществляется путем снятия импульсов управления тиристором.

7) Схема с дозированной передачей энергии позволяет без труда осуществить параллельное подключение отдельных модулей для получения требуемой мощности на нагрузку.

Литература

1. *Ляхтин Ю. М., Коган Я. Д., Шпис Г. И.* и др. Теория и технология азотирования. — М: Металлургия, 1991. — 319 с.
2. Азотирование и карбонитрование. Чаттерджи-Фишер Р., Эйзелл Ф., Хоффманн Р. и др. / Пер. с нем.; Под ред. Супова А. В. — М.: Металлургия, 1990. 280 с.
3. *Патон Б. Е.* Проблемы сварки на рубеже веков // Автоматическая сварка, 1999. № 1, С. 4–14.
4. Технология электрической сварки металлов и сплавов плавлением / Под. ред. Б. Е. Патона. — М.: “Машиностроение”, 1974. — 768 с.
5. *Лифшиц В. С., Литвинчук М. Д.* Прессовые методы сварки магистральных и промысловых трубопроводов — М.: Недра, 1970. — 160 с.
6. *Сидоренко В. Д.* Применение индукционного нагрева в машиностроении. — Л.: Машиностроение, 1980. — 231 с.
7. *Петросян Н. Н., Манукян П. С.* Анализ резонансного инвертора с закрытым входом для индукционного нагрева // Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН, 2008, Т. 61, № 1, С. 78–88.
8. *Булатов О. Г., Петросян Н. Н. и Шитов В. А.* Оптимизация источника питания лазерной технологической установки. — В кн.: Тезисы докладов Всесоюзной конф. “Применение лазеров в народном хозяйстве”, Звенигород. — 1985, С. 51–52.
9. *Дресхлер Р.* Измерение и оценка качества электроэнергии при несимметричной и нелинейной нагрузке / Пер. с чешск. — М.: Энергоатомиздат, 1985. — 112 с.
10. *Ланцов В., Эраносян С.* Электромагнитная совместимость импульсных источников питания: проблемы и пути их решения / Часть I. — Силовая Электроника? 2006, № 4, С. 58–67.
11. *Кириенко В. П., Слепченко М. Н.* Комплексное устройство компенсаций реактивной мощности искажений в системах питания с управляемыми выпрямителями — Электричество, 2006, № 1, С. 33–40.
12. *Булатов О. Г., Царенко А. И., Поляков В. Д.* Тиристорно-конденсаторные источники питания для электротехнологии. — М.: Энергоатомиздат, 1989. — 200 с.
13. *Жежеленко И. В.* Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий. 3 изд. перераб. и доп. — М.: Энергоатомиздат, 1994. — 264 с.
14. *Шидловский А. К., Федий В. С.* Частотно-регулируемые источники реактивной мощности — Киев: Наукова Думка, 1980. — 304 с.
15. *Булатов О. Г., Петросян Н. Н., Шитов В. А.* Тиристорно-конденсаторные ключевые преобразователи с уменьшенным влиянием на питающую сеть — Электричество, 1988, № 11, С.12–19.
16. *Петросян Н. Н.* Анализ и расчет основных характеристик тиристорно-конденсаторных преобразователей с дополнительным контуром перезаряда дозирующего конденсатора. — Силовая электроника, 2009, № 5, С. 12–15.
17. *Маевский О. А.* Энергетические показатели вентилярных преобразователей. — М.: Энергия, 1978. — 320 с.
18. *Супронович Г.* Улучшение коэффициента мощности преобразовательных установок / Пер. с польск. — М.: Энергоатомиздат, 1985. — 136 с.
19. *Петросян Н. Н., Шитов В. А.* Сравнительный анализ тиристорных ключей с демпфирующим конденсатором на входе. — В сборнике: Силовые тиристорные преобразователи. — Новосибирск: Изд-во Новосибирского электротехнического института, 1987, С.12–18.
20. *Петросян Н. Н., Даллакян Л. В.* Электромагнитная совместимость электроконтактных сварочных трехфазных установок с питающей сетью. — Силовая электроника, 2010, № 3, С. 27–32.
21. *Иванов В. С., Поляков В. Д., Силантев Ю. А.* Перспективные преобразователи для лазерных технологических установок. — Труды МЭИ 1986, Вып. 92, С. 22–31.

Мелконян Вачаган Сосович, аспирант кафедры электронной техники НПУА (Национальный Политехнический Университет Армении), тел.: 055-38-90-20 (моб.), 094-38-90-20 (моб.), e-mail: vachagan.melkonianprog@gmail.com.

Н. Н. Петросян, Р. А. Казарян, А. Г. Барегамян

УПРОЩЕННЫЙ АНАЛИЗ ИМПУЛЬСНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА МЕТОДОМ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СХЕМ “DC-DC” ТРАНСФОРМАТОРОВ

N. N. Petrosian, R. A. Kazarian, A. G. Baregamian

Simplified analysis of switched mode DC regulators by the “DC-DC” transformers equivalent circuits method

В статье рассматривается модель трансформатора постоянного тока (DC-DC трансформатора), применительно к преобразователям постоянного напряжения в постоянное (конвертерам). На примере анализа повышающих и понижающих конвертеров показана эффективность применения этого метода. С помощью данного метода получены некоторые основные расчетные формулы для конвертеров.

The article considers a DC transformer model (DC-DC transformer) as applied to DC-DC converters. The effectiveness of the suggested method is demonstrated by the example of boost and buck converters. Applying the suggested method allowed obtain some basic design equations for the converters.

Ключевые слова: DC-DC трансформатор, преобразователь, постоянное напряжение, вольт/секундный баланс, баланс заряда конденсатора, эквивалентная схема, импульсный регулятор.

Key words: DC-DC transformer, DC voltage, converter, voltage-time balance, capacitor charge balance, equivalent scheme, switched mode regulator.

В настоящее время для упрощения анализа преобразователей постоянного тока (конвертеров) широко применяются разные приближенные методы, которые значительно уменьшают ненужные и громоздкие расчеты и в тоже время позволяют получать приемлемые результаты. Один из таких методов является метод эквивалентных схем “DC-DC” трансформаторов [1–3]. Для описания этого метода рассмотрим трансформаторную модель конвертерных схем с зависимыми источником тока и напряжением. На рис. 1 показан преобразователь постоянного напряжения (ППН) в виде простейшего четырехполюсника и эквивалентные схемы четырехполюсника, которые получены из уравнения, описывающего четырехполюсник:

$$U = M(D)U_g, I_g = M(D)I. \tag{1}$$

Учитывая, что при отсутствии потерь, мощности на входе и выходе должны быть равными, будем иметь:

$$P_{вх} = P_{вых} \Rightarrow I_g U_g = UI. \tag{2}$$

Используя (1) и (2), получим так называемый коэффициент передачи трансформатора постоянного тока:

$$M(D) = \frac{I_g}{I} = \frac{U}{U_g}. \tag{3}$$

В соответствии с (1), (2) и (3) получим трансформаторную эквивалентную схему замещения четырехполюсника и “DC-DC” (рис. 1в).

Используя основные формулы трансформатора в соответствии с классической электротехникой, можно легко рассчитать и анализировать электронные цепи. Например, имеем простой преобразователь постоянного напряжения (ППН) в виде четырехполюсника на входе которого подключен источник постоянного

напряжения U_1 внутренним сопротивлением R_1 , а на выходе нагрузка в виде активного сопротивления R (рис. 2а).

На рис. 2б, в приведены, соответственно, “DC-DC” трансформаторная модель и эквивалентная схема, где элементы первичной обмотки переведены во вторичную обмотку.

Используя эквивалентную схему рис. 2в, можем записать:

$$U = \frac{M(D)U_1}{1 + M^2(D)}. \tag{4}$$

Приведенную модель можно легко применять при анализе схем источников питания постоянного напряжения разного назначения.

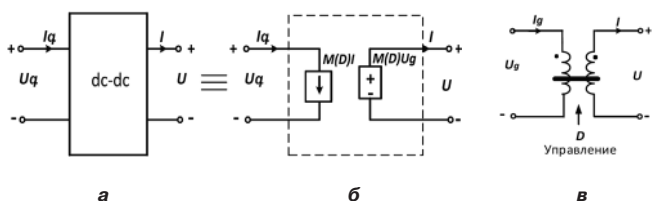


Рис. 1. Модель “DC-DC” трансформаторной эквивалентной схемы преобразователя постоянного напряжения: а – схема ППН в виде четырехполюсника, б – эквивалентная схема, в – DC-DC трансформатор

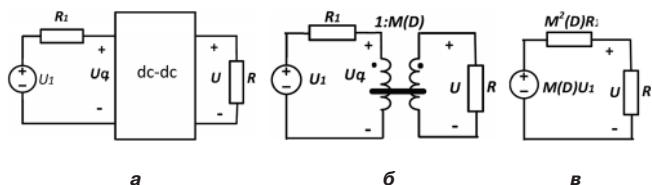


Рис. 2. Преобразователь постоянного напряжения (ППН) в виде четырехполюсника

Анализ повышающего импульсного регулятора с драйверным управлением с помощью DC-DC трансформаторной эквивалентной схемы

На рис. 3 показана схема повышающего преобразователя с управлением драйверов серии CPC9099 [4].

Как видно из параметров схемы рис. 3, ее можно упростить и привести к виду, показанному на рис. 4.

Схема, показанная на рис. 4, имеет два стабильных состояния: первое, когда VT транзистор открыт, а VD1 диод закрыт; второе – наоборот, диод открыт, а транзистор закрыт. Для двух этих состояний на рис. 5а, б показаны соответствующие эквивалентные схемы.

Отметим, что нагрузка, которая в данном случае состоит из последовательно соединенных светодиодов, замещена источником постоянного напряжения и последовательно соединенного к ним активным сопротивлением. Потери в транзисторе и диоде учтены соответственно активными сопротивлениями R_{on} и R_D .

Для схемы рис. 5а можно записать:

$$\begin{cases} U_L(t) = E - i(R_1 + R_{on}) \approx E - I(R_1 + R_{on}); \\ i_C = -\frac{u(t) - E_0}{R} \approx -\frac{U - E_0}{R}, \end{cases} \quad (5)$$

а для схемы, показанной на рис. 5б:

$$\begin{cases} U_L(t) = E - i(R_1 + R_D) - U_D - U(t) \approx \\ \approx E - I(R_1 + R_D) - U_D - U, \\ i_C = i - \frac{u(t) - E_0}{R} \approx I - \frac{U - E_0}{R}. \end{cases} \quad (6)$$

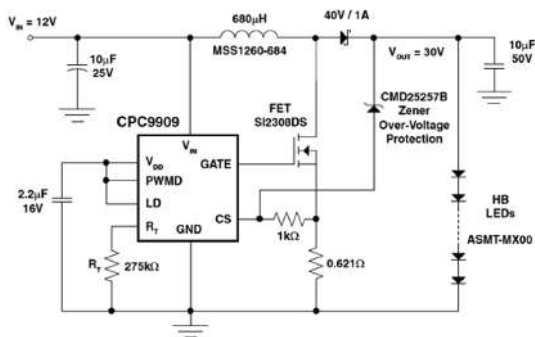


Рис. 3. Схема повышающего преобразователя с драйверным управлением

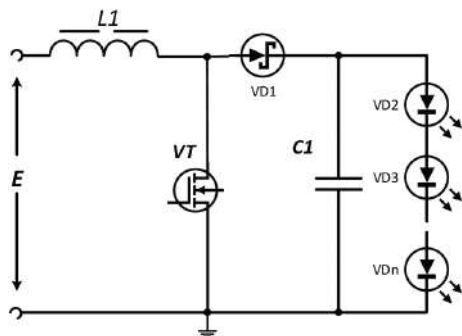


Рис. 4. Упрощенная схема повышающего преобразователя с драйверным управлением

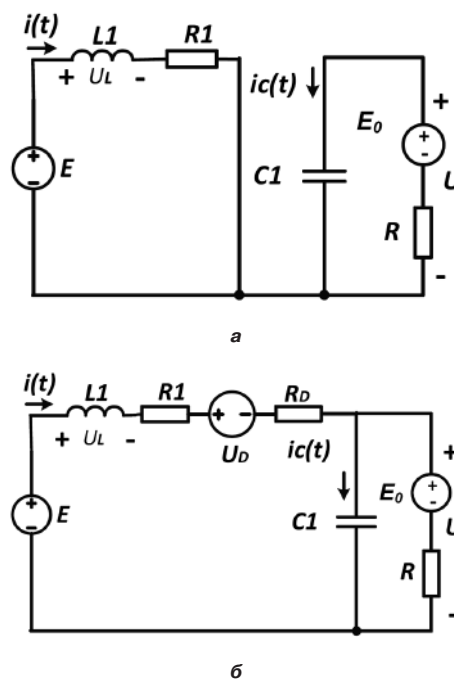


Рис. 5. Эквивалентные схемы повышающего преобразователя для двух режимов

Из (5) и (6) можно получить средние значения напряжения на индуктивности и тока через конденсатор (заряд на конденсаторе), значение которых в течение одного рабочего такта равно нулю [3]:

$$U_{Lcp} = D[E - I(R_1 + R_{on})] + D'[E - I(R_1 + R_D) - U_D - U] = 0; \quad (7)$$

$$I_{Ccp} = D\left(-\frac{U - E_0}{R}\right) + D'\left(I - \frac{U - E_0}{R}\right) = 0. \quad (8)$$

После простых алгебраических преобразований, из (7) и (8) получим

$$E - I(R_1 + DR_{on}) - D'(U_D + IR_D + U) = 0; \quad (9)$$

$$D'I - \frac{U - E_0}{R} = 0, \quad (10)$$

где I – средний ток через нагрузку, D – коэффициент заполнения ($D = t_o/T_s$, t_o – время открытого состояния транзисторного ключа, T_s – длительность рабочего периода), $D' = 1 - D$, U – среднее значение напряжения на нагрузке, при допущении, что пульсации тока через дроссель значительно малы, по сравнению со средним током.

В соответствии с (9), (10) получим объединенную эквивалентную схему (рис. 6). Трансформаторная эквивалентная схема показана на рис. 7. Используя трансформаторную схему, получим расчетную эквивалентную схему (рис. 8).

Из рис. 8 получим коэффициент передачи по напряжению и КПД схемы.

Сначала определим ток $D'I$:

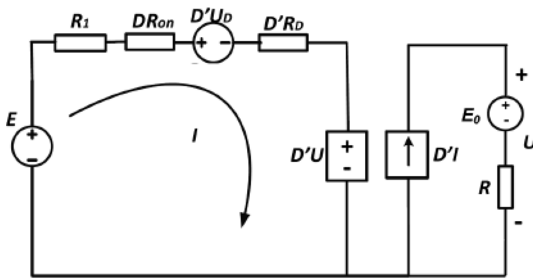


Рис. 6. Объединенная эквивалентная схема

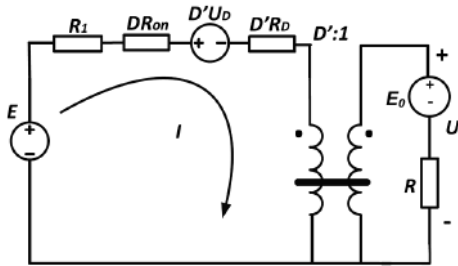


Рис. 7. Эквивалентная “DC-DC” трансформаторная схема

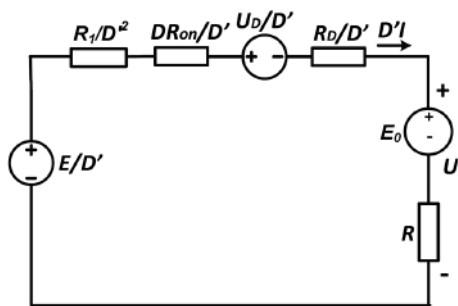


Рис. 8. Эквивалентная схема, приведенная к вторичной цепи трансформатора

$$D'I = \left(\frac{E - U_D - E_0}{D'} \right) \cdot \frac{1}{\frac{R_1}{D^2} + \frac{DR_{on}}{D'} + R_D + R} \quad (11)$$

$$U = E_0 + D'IR = (E - U_D - D'E_0) \times \frac{R}{\frac{R_1}{D'} + DR_{on} + R_D + D'R} + E_0; \quad (12)$$

Преобразуя выражение (12), получим коэффициент передачи по напряжению в следующем виде:

$$\frac{U}{E} = \left(1 - \frac{U_D + D'E_0}{E} \right) \cdot \frac{R}{\frac{R_1}{D'} + DR_{on} + R_D + D'R} + \frac{E_0}{E}. \quad (13)$$

Из (11) определим ток нагрузки:

$$I = \frac{E - U_D - D'E_0}{D'} \cdot \frac{1}{\frac{R_1}{D'} + DR_{on} + R_D + D'R} \quad (14)$$

Если в схеме отсутствуют потери, т. е. $R_{on} = R_D = 0$; $E_0 = 0$, то коэффициент передачи по напряжению из (13) приводится к следующему виду:

$$U / E = 1 / D'. \quad (15)$$

КПД схемы определяется как

$$\eta = \frac{P_{нагр}}{P_{потр}} = \frac{U \cdot D'I}{E \cdot I} = \frac{UD'}{E}. \quad (16)$$

Подставляя значение отношения U/E из (13) в (16), получим:

$$\eta = \left(1 - \frac{U_D + D'E_0}{E} \right) \cdot D' \left(\frac{R}{\frac{R_1}{D'} + DR_{on} + R_D + D'R} + \frac{E_0}{E} \right). \quad (17)$$

С учетом того, что $D + D' = 1$, (17) преобразуется к виду:

$$\eta = \left[1 - \frac{U_D + (1-D)E_0}{E} \right] \times \frac{1-D}{\frac{R_1}{(1-D)R} + \frac{DR_{on} + R_D}{R} + (1-D)} + \frac{(1-D)E_0}{E}. \quad (18)$$

Для коэффициента передачи по напряжению окончательно получим:

$$k = \frac{U}{E} = \left[1 - \frac{U_D + (1-D)E_0}{E} \right] \times \frac{1}{\frac{R_1}{(1-D)R} + \frac{DR_{on} + R_D}{R} + (1-D)} + \frac{E_0}{E}. \quad (19)$$

Согласно выражению (19), на рис. 9 приведены зависимости коэффициента передачи по напряжению повышающего ППН от коэффициента заполнения D .

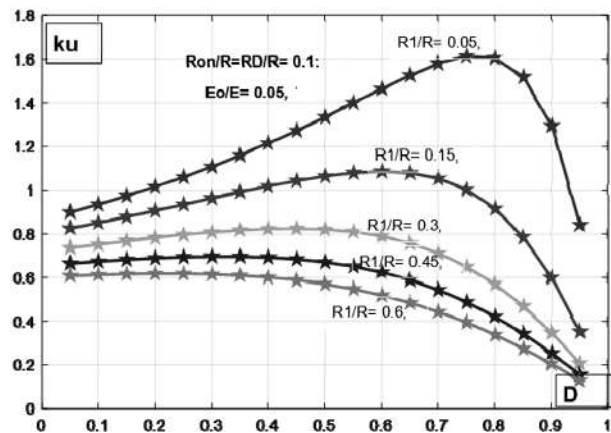


Рис. 9. Зависимости коэффициента передачи повышающего ППН от коэффициента заполнения

Из рис. 9 видно, что максимальный КПД обеспечивается при значениях коэффициента заполнения $D = 0,7-0,8$. Это необходимо учитывать при построении алгоритма управления силовым ключом.

Анализ понижающего импульсного регулятора постоянного напряжения

Выше с помощью “DC-DC” трансформаторной модели рассмотрен повышающий импульсный регулятор. Далее, с помощью этого метода, рассмотрим понижающий ППН.

На практике, понижающие ППН используются в низковольтных источниках питания постоянного тока. На рис. 10 показана типовая упрощенная схема понижающего ППН (*Buck Converter*) [3–7].

С помощью рассмотренного выше метода проанализируем работу схемы при двух состояниях ключа К. Сначала предположим, что ключ К находится в положении “1”. Считая, что потери в схеме учитываются только с помощью активного сопротивления индуктора R_L , можем вычислить среднее значение напряжения на индуктор L и среднее значение тока через конденсатор, которые, согласно закону сохранения энергии, должны быть равными нулю:

$$U_{Lcp} = DU_g - I_L R_L - U_C = 0, \tag{20}$$

$$I_{Ccp} = I_L - \frac{U_C}{R} = 0, \tag{21}$$

где I_L - средний (постоянная составляющая) ток через индуктивность. Выражения (20) и (21) дают возможность получить соответствующую эквивалентную схему, показанную на рис. 11.

Когда ключ К находится в положении “2”, входной ток схемы будет зависеть от энергии, накопленной в индуктивности, т. е. от тока, проходящего через индуктор. На рис. 12а приведен график тока через

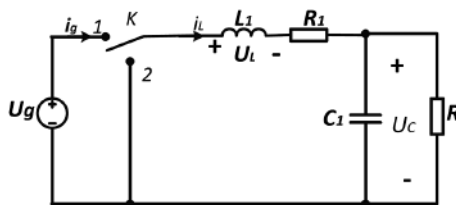


Рис. 10. Типовая упрощенная схема понижающего ППН

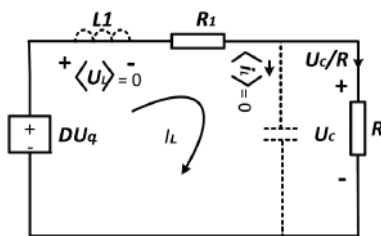


Рис. 11. Эквивалентная схема, соответствующая формулам (20) и (21)

индуктивность, а на рис. 12б – эквивалентная схема входной цепи.

Объединяя схемы рис. 11 и 12б, получим схему, показанную на рис. 13. Если ключ К находится в положении “1”, входной ток схемы $i_g(t) = I_L$, а когда ключ К находится в положении “2”, входной ток равен нулю. На основе рис. 13 получена трансформаторная эквивалентная схема (рис. 14).

Постоянная составляющая входного тока $i_g(t)$ определяется следующей формулой:

$$I_g = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_g(t) dt = DI_L. \tag{22}$$

Очевидно, что в понижающих преобразователях, где входной ток имеет пульсирующий характер, входной ток в эквивалентной схеме является зависимым источником тока, а в трансформаторной эквивалентной схеме – первичным параметром. В повышающих преобразователях нет необходимости записи такого уравнения в наглядном виде, так как входной ток преобразователя и ток через индуктивность совпадают. Поэтому в повышающих преобразователях с помощью уравнения напряжения на индуктивности и тока через конденсатор сразу получают эквивалентные расчетные схемы.

Отметим, что с помощью схемы, показанной на рис. 14 аналогичным образом можно получить необходимые расчетные формулы. Для этого необходимо эквивалентно перевести первичные параметры во вторичную цепь трансформатора, после чего по законам Кирхгофа рассчитать токи и напряжения.

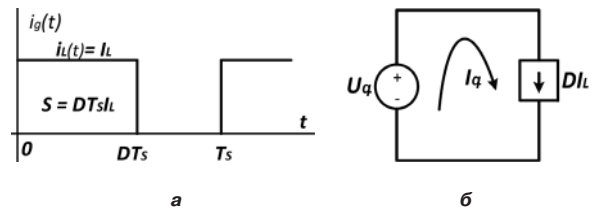


Рис. 12. График тока через индуктивность (а), эквивалентная схема входной цепи (б)

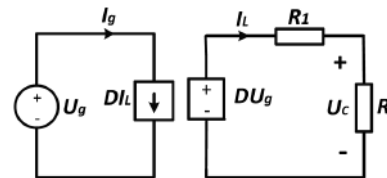


Рис. 13 Объединенная эквивалентная схема

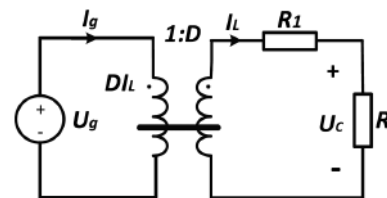


Рис. 14. DC-DC трансформаторная эквивалентная схема

Анализ ППН в режиме прерывистого тока

Выше были рассмотрены ППН в режиме непрерывного тока (РНТ), но, в зависимости от величины параметров схемы и нагрузки, в схемах ППН могут возникать и режимы прерывистого тока (РПТ). Это возможно в случаях, когда нагрузка является источником света, лампой, светодиодом, односторонне проводящим переключателем, и. т. д. [4, 6, 7].

Рассмотрим режимы прерывистого тока и предельные случаи. На рис. 15 приведена схема понижающего преобразователя на основе MOSFET [3, 5].

Посмотрим, как меняется форма тока через индуктивность при уменьшении мощности нагрузки. Ток через индуктивность имеет две составляющие; постоянную и пульсирующую. Заметим, что в первом межкоммутационном интервале открыт транзистор, а во втором – диод, через который течет ток $(I - \Delta i_L)$. Отсюда следует, что через нагрузку протекает постоянный ток

$$I = U / R, \tag{23}$$

а пульсирующий ток через индуктивность определяется как

$$\Delta i_L = \frac{U_g - U}{2L} DT_s = \frac{U_g DD'T_s}{2L}, \tag{24}$$

$$(U_g - U = U_g D').$$

Как видно из (24), величина пульсации зависит от разности напряжения $(U_g - U)$, от длительности открытого состояния транзисторного ключа DT_s и не зависит от сопротивления нагрузки R .

Допустим, что сопротивление нагрузки увеличивается. В этом случае ток через нагрузку уменьшится, однако пульсирующая составляющая не уменьшится. Если продолжить повышать сопротивление R до значения, при котором $\Delta i_L = I$, как это показано на рис. 16б, то в конце второго межкоммутационного интервала ток через диод и индуктивность будут равны нулю, но при этом ток нагрузки будет больше нуля. Если продолжать увеличивать сопротивление нагрузки R , диод закроется раньше, чем начнется третий межкоммутационный интервал, т. е. в схеме возникнет такой X интервал, при котором все вентили в схеме закрыты. На рис. 16 показаны все три интервала времени: в интервале $D_1 T_s$ – открыт транзистор VT, в интервале $D_2 T_s$ открыт диод VD, а на интервале X закрыты оба вентили.

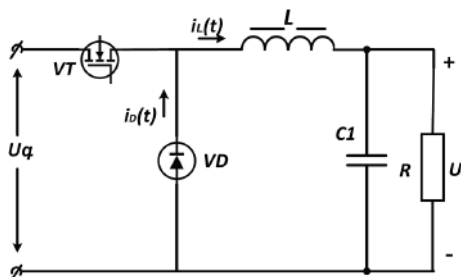


Рис. 15. Понижающий преобразователь на основе MOSFET

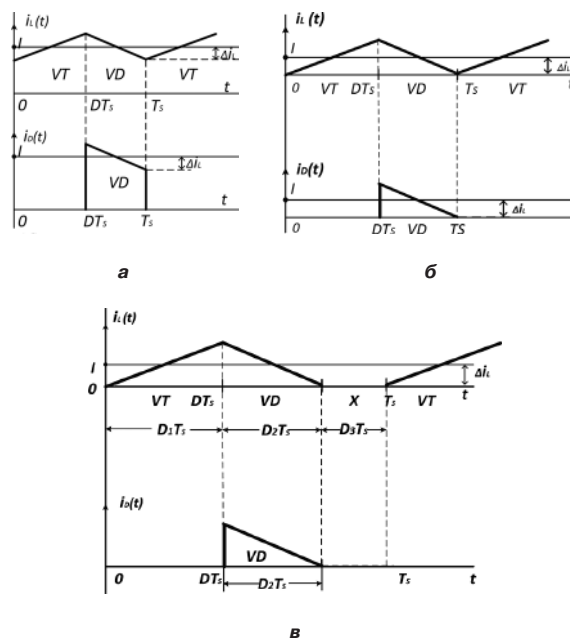


Рис. 16. Форма токов через вентили и индуктивность в разных режимах работы схемы

На рис. 16б показан предельный случай, когда $DT_s < t < T_s$, а $I > \Delta i_L$. Тогда можно задавать условия режимов непрерывного и прерывистого токов в следующем виде:

$$\begin{cases} I > \Delta i_L, \rightarrow \text{РНТ}, \\ I < \Delta i_L, \rightarrow \text{РПТ}. \end{cases} \tag{25}$$

Сравнивая (23), (24) и (25), условие РПТ можно получить в виде неравенства

$$\frac{DU_g}{R} < \frac{DD'T_s U_g}{2L}. \tag{26}$$

Упрощая выражение (26), получим

$$\frac{2L}{RT_s} < D'. \tag{27}$$

Последнее выражение (27) перепишем в следующем виде:

$$K < K_{crit}(D). \tag{28}$$

где $K = 2L/(RT_s)$ и $K_{crit}(D) = D' = 1 - D$.

На рис. 17 приведены графические изображения режимов, в зависимости от параметров D и K .

Режим работы преобразователя зависит от безразмерной величины K . Для больших K , схема работает в режиме непрерывного тока. Критическое значение коэффициента K в понижающем преобразователе равно $K_{crit}(D) = D' = 1 - D$.

Часто, условие возникновения режимов более удобно задавать в виде неравенств зависимой от сопротивления нагрузки. Поэтому, неравенства (28) представим в следующем виде:

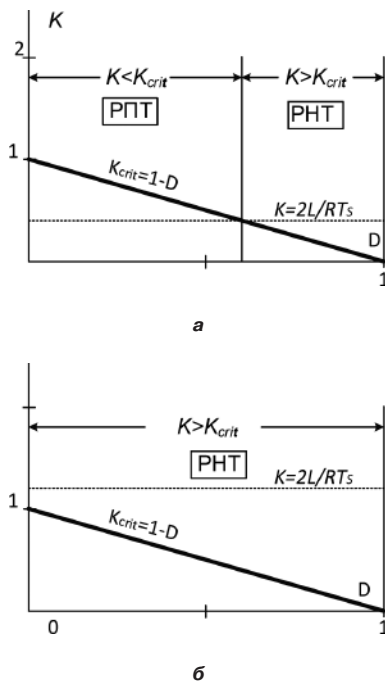


Рис. 16. Форма токов через вентили и индуктивность в разных режимах работы схемы

$$\begin{cases} R < R_{crit}(D), \rightarrow \text{ПНТ}, \\ R > R_{crit}(D), \rightarrow \text{ППТ}, \end{cases} \quad (29)$$

где

$$R_{crit}(D) = \frac{2L}{D'T_s}. \quad (30)$$

Как видно из (29) и (30), критическое значение сопротивления нагрузки R_{crit} зависит от индуктивности индуктора, коэффициента D' и периода работы конвертера T_s .

Полученный результат можно также использовать при нелинейных нагрузках. В этом случае, действующее значение сопротивления нагрузки определяется отношением действующих значений напряжения на нагрузке и тока через нагрузку $R = U/I$. При нелинейных нагрузках это сопротивление можно использовать в выше полученных формулах.

Вышеизложенный метод анализа можно использовать также для анализа других типов конвертеров [1, 3, 6]. В табл.1 приведены условия возникновения режимов для разных типов ППН [3].

Выводы

Модель трансформатора постоянного тока позволяет анализировать и рассчитать основные функции любого преобразователя типа “DC–DC” с высокой эффективностью. Данный метод можно легко совмещать с традиционными методами схемного анализа.

Таблица 1. Условия возникновения режимов для разных типов ППН

Преобраз.	Параметр	$K_{crit}(D)$	$\max K_{crit}(D)$ $0 \leq D \leq 1$	$K_{crit}(D)$	$\min K_{crit}(D)$ $0 \leq D \leq 1$
Понижающий		$1 - D$	1	$\frac{2L}{(1-D)T_s}$	$2L/T_s$
Повышающий		$D(1 - D)^2$	4/27	$\frac{2L}{D(1 - D)^2 T_s}$	$27L/(2T_s^2)$
Комбинированный		$(1 - D)^2$	1	$\frac{2L}{(1 - D)^2 T_s}$	$2L/T_s$

Этот метод может быть усовершенствован для учета потерь в элементах схемы, таких как падение напряжения на активных сопротивлениях индуктивных катушек, полупроводниковых вентилей.

В общем случае, эквивалентная схема преобразователя постоянного тока может быть получена из Вольт-секундного баланса индуктивных дросселей и баланса заряда конденсаторов. В построенных эквивалентных схемах, уравнения контуров и узлов должны соответствовать уравнениям баланса (Вольт-секундного и зарядного баланса).

Литература

1. *K. Kit Sum*. Swich Mode Power Conversion – Basic Theory and Design. – New York: Marcel Dekker 1984.
2. *P. Krein*. Elements of Power Electronics. – New York: Oxford University Press, 1998.
3. *Robert W. Ericson, Dragan Maksimovich*. Fundamemtals of Power Electronics, 2th edition, University of Colorado. Kluwer Academic Publishers, New York, Boston, Dordrecht, London, Moscow. 2001, 883 p.
4. CPC9909: High Efficiency, Off-Line, High Brightness LED Driver, <http://www.clare.com/products/LEDDrivers.htm>.
5. *J. Kassakian, M. Schelecht, and G. Vergese*. Principles of Power Electronics, Reading. – MA: Addition-Wesley. 1991.
6. *R.D. Middlebrook*. A continuous Model for the Tapped Inductor Boost Converter. – IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1975, pp. 63–79, June 1975.
7. *Розанов Ю.К.* Основы силовой электроники. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 296 с.

Петросян Норик Нагапетович, д. т. н., профессор кафедры электронной техники Национального политехнического университета Армении, тел.: +37494 32-94-62, e-mail: v-khotanan@yandex.ru;

Казарян Рузанна Айрапетовна, аспирант кафедры электронной техники Национального политехнического университета Армении, тел.: +37496 70-14-01, e-mail: ruzikghazaryan@gmail.com;

Барегамян Анна, специалист управления внутреннего аудита качества и планирования образовательных реформ Национального политехнического университета Армении, тел.: +37491 88-20-06, e-mail: bar_anochka@mail.ru.

С. Б. Резников, И. А. Харченко

ПРОБЛЕМЫ УНИФИКАЦИИ МОДУЛЕЙ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ АВИАЦИОННО-БОРТОВЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ И ПРИМЕРЫ ИХ КОМПЛЕКСНО-СХЕМОТЕХНИЧЕСКОГО РЕШЕНИЯ

S. B. Reznikov,
I. A. Kharchenko

Формулируются основные проблемы унификации модулей многофункциональных импульсных преобразователей (МИП) для синтеза авиационно-бортовых систем электроснабжения с модульно-масштабируемой архитектурой и предлагаются примеры их эффективного комплексно-схемотехнического решения. Статья предназначена для широкого круга специалистов в области силовой электроники, особенно – авиабортовых электротехнических комплексов и систем электроснабжения (СЭС), в частности – полностью электрифицированных самолетов (ПЭС).

Ключевые слова: многофункциональный импульсный преобразователь (МИП), обратимый импульсный конвертор (ОИК), обратимый выпрямительно-инверторный преобразователь (ОВИП), корректор коэффициента мощности (ККМ), двунаправленный инверторно-выпрямительный преобразователь (ДИВП), регулируемый инвертор синусоидального тока и/или напряжения (РИСТ/Н).

Problems of multifunctional switched mode converter modules for aircraft onboard power systems unification and examples of complex schematic solution

The authors formulate the basic unification problems of multifunctional switched mode converters' modules for aircraft onboard power systems with module-scalable architecture synthesis, and offer examples of their complex schematic solutions. The paper is meant for a wide range of specialists in the field of power electronics, especially, in onboard electrical complexes and electric power systems, and fully electrified aircraft in particular.

Key words: multifunctional switched mode converter, reversible switched mode converter, reversible inverting-rectifier converter, power factor corrector, bidirectional inverting-rectifier converter, sinewave current and/or voltage regulated inverter.

Современное производство является успешным и следует новейшим тенденциям развития мировой науки и техники именно потому, что использует модульный принцип построения сложных приборов и систем [1]. Модульность делает систему более гибкой, технологичной и минимально-затратной благодаря быстрому и качественному самокопированию и применению масштабируемой архитектуры (с параллельно-последовательным наращиванием мощности), а также производственной, монтажной и ремонтно-эксплуатационной технологичности. Разработка и синтез унифицированных силовых модулей с использованием гибридной технологии является современным направлением развития интеллектуальной силовой электроники, в частности – высоконадежных систем вторичного электропитания для комплексов военного и коммерческого назначения [1, 2]. Одним из характерных примеров применения модульно-масштабируемой архитектуры является унифицировано-модульный синтез силовых интегральных схем многофункциональных импульсных преобразователей (МИП) для авиационно-космических комбинированных систем электроснабжения переменного-постоянного тока, в частности – для полностью электрифицированных самолетов (ПЭС) [3]. Так, например, в [4, 5] перечислены следующие преимущества многомодульной

конструкции источников вторичного электропитания (ВИЭП):

- возможность наращивания выходной мощности при увеличении нагрузки без затрат на новые разработки;
- возможность простого резервирования дополнительных модулей, поскольку при параллельном подключении резервного модуля параметры выходного напряжения системы не изменяются;
- возможность создания определенной избыточности системы по мощности путем использования дополнительных преобразователей как резервных (“горячего резерва”);
- возможность замены неисправных модулей без отключения системы, что позволяет минимизировать время ремонта (и простоя транспорта), обеспечить простоту технического обслуживания и профилактики (при более низкой квалификации персонала) и максимальную эксплуатационную эффективность.

К этому, безусловно, необходимо добавить производственную технологичность, определяющую снижение себестоимости изделий.

Помимо общеизвестных в области разработки авиационно-бортовой силовой электронной аппаратуры требований к унифицированным узлам и модулям для МИП с модульно-масштабируемой архитектурой

предъявляются следующие специфические требования:

- максимальный учет многообразия видов, параметров и показателей качества питающей и преобразованной электроэнергии (переменных и постоянных напряжений с различными нормированными уровнями, частотами (400 или 360...800 Гц), числом фаз и видами заземления на корпус (например, заземления среднепотенциального вывода в сети ППН 0 ± 270 В)), определяющих диапазон многофункциональности синтезируемого преобразователя (МИП);

- обеспечение обратимости (двунаправленности) преобразования, в частности: обратимого выпрямительно-инверторного преобразователя (ОВИП) с коррекцией коэффициента мощности (ККМ), двунаправленного инверторно-выпрямительного преобразователя (ДИВП) с функциями регулируемого инвертора синусоидального тока и/или напряжения (РИСТ/Н), обратимого импульсного конвертора (ОИК) и двунаправленного импульсного преобразователя частоты (ДИПЧ);

- по возможности строгий учет на этапе проектирования основного электротехнического принципа сложения мощностей “идеальных источников” тока (путем параллельного соединения) и напряжений (путем последовательного соединения), отклонение от которого неоправданно усложняет и ухудшает массо-энергетическую и надежность эффективность системы модулей из-за использования выравнивающих балластов и сложноподчиненных каналов выравнивания токов или напряжений [4, 5];

- обязательное исключение возможных цепей для “сквозных сверхтоков” разрядки конденсаторов на двухтранзисторные стойки при несанкционированных (от ЭМИ молнии) одновременных включениях их ключей, а также желательное использование демпферно-снабберных нерассеивающих цепочек для ограничения коммутационных всплесков токов и напряжений в цепях высокочастотных транзисторных ключей (особенно – с ветвями “диодно-инверсных сверхтоков”) и для обеспечения “мягкой” коммутации, позволяющее повысить надежность модуля и снизить его коммутационные потери и помехоизлучения;

- желательное временное расщепление (двух- и более -тактное или многофазное) при сложении токов (или напряжений) модулей с постоянной суммарной частотой импульсной модуляции для снижения уровня импульсных помех, упрощения фильтров для их подавления и исключения так называемых “биений”, возникающих при сложении возмущений с близкими частотами (например, в соответствии с формулой:

$$\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t = 2 \cdot \cos \left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} \cdot t \right) \cdot \sin \left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \cdot t \right),$$

в которой первый множитель – “огибающая”, а второй – “несущая”.

Перечисленные специфические требования по существу являются формулировками существенных

проблем унификации узлов и модулей для авиационно-бортовых МИП с модульно-масштабируемой архитектурой. К этому целесообразно указать на то, что в настоящее время в нашей стране большое внимание уделяется проблемам импортозамещения, в том числе – в области информационной и силовой электроники. В [2] показано, что сегодня в России можно производить блоки питания на отечественной элементной базе для военной техники, по основным электрическим характеристикам не уступающие аналогичным блокам, собранным на импортной элементной базе. Однако, по критериям: качество/надежность, цена и срок поставки они пока проигрывают. В указанном аспекте решение вышеперечисленных проблем представляется актуальным и имеющим важное народно-хозяйственное значение.

По причинам защиты интеллектуальной собственности производители не публикуют в открытой печати схемотехнические решения по унифицированным модулям импульсных преобразователей и, в частности, по обеспечению параллельной работы инверторов и преобразователей частоты синусоидального напряжения. Однако, по некоторым научно-техническим публикациям, в том числе – достаточно значительным [4, 5, 6], можно сделать вывод не только о неучете комплекса перечисленных выше специфических требований (проблем), но даже и об отсутствии их совместного формулирования. Авторам представляется целесообразным привести примеры комплексного схемотехнического решения перечисленных проблем унификации узлов и модулей для авиационно-бортовых МИП с модульно-масштабируемой архитектурой. Завершающим примером является наиболее многофункциональная схема МИП, а именно – ДИПЧ, охватывающего также функции ОВИП, ДИВП и ОИК. Решения защищены приоритетом РФ [7, 10].

Унифицированные модули трансреакторных обратимых импульсных конверторов (ОИК)

ОИК являются базовыми (простейшими) модулями для составления более сложных преобразователей (РИСТ/Н, ОВИП, ДИВП и ДИПЧ) и поэтому заслуживают наибольшего внимания разработчиков. На рис. 1 приведены упрощенные три схемы унифицированных модулей трансреакторных ОИК. Первые две относятся к обратимым непосредственным импульсным конверторам (ОНИК). Обе они являются понижающе-повышающими и имеют общий заземленный вывод входа и выхода, что позволяет использовать их для синтеза трехфазных ОВИП, ДИВП и ДИПЧ. Сравнить их достоинства и недостатки нет смысла, так как они различаются по функциональным назначениям: первая – полярно-повторяющая, вторая – полярно-инвертирующая и полярно-повторяющая (универсальная).

Основным достоинством третьей схемы (рис. 1в) является гальваническая развязка, позволяющая заземлять выводы входа и выхода с любыми полярно-

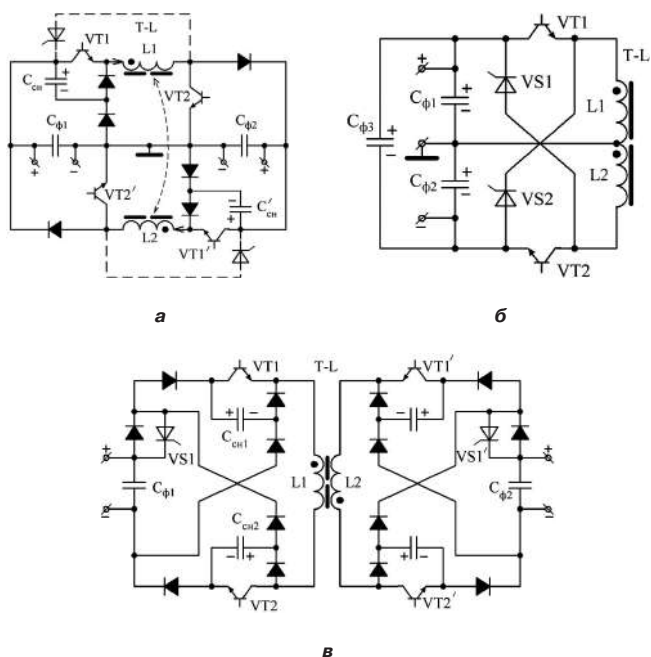


Рис. 1. Упрощенные схемы унифицированных модулей трансреакторных обратимых импульсных конверторов (ОИК): а – спаренный понижающе-повышающий (“buck/boost”) – полярно-повторяющий; б – универсальный “транспортер заряда” (понижающе-повышающий, полярно-повторяющий или инвертирующий); в – обратноходовой (“flyback”) обратимый трансформаторный ОИК_{о/х}

стями. Однако, КПД этой схемы ниже, чем у первых двух из-за наличия индуктивностей рассеяния обмоток трансреактора и связанной с ними внутренней реактивной мощности (рекуперацией энергии этих индуктивностей во входной фильтр (C_{ϕ}) и в снабберные конденсаторы (C_{ch})).

Трансреакторы (Т-Л) во всех трех схемах ОИК снабжены цепями шунтирования для организации токозамыкающих пауз с длительностью: $\Delta t_n = \gamma_n T_{шум}$ между временными интервалами нарастания и спада полного потокосцепления (Ψ) трансреактора с длительностями:

$$t_i = \gamma_i T_{шум} \text{ и } T_{шум} - t_i - \Delta t_n = (1 - \gamma_i - \gamma_n) T_{шум},$$

где γ_i и γ_n – коэффициенты заполнения (относительные длительности) импульса и паузы, $T_{шум}$ – постоянный период широтно-импульсной модуляции.

Функциональное назначение трансреакторов (Т-Л):

- обеспечение заданной крутизны внешней вольтамперной характеристики, в частности, степени ее “жесткости”, т. е. приближения к характеристикам идеальных “источников тока” и “источников напряжения”;

- функция промежуточного накопителя энергии для компенсации пульсаций питающего напряжения (например, выпрямленного однофазного сетевого напряжения) без использования энергоемких электролитических фильтровых конденсаторов с низкими показателями надежности;

- формирование нужного закона периодического изменения выходного тока, например, гармонически пульсирующего: $I(t) = I_{const} + I_0 \sin(\omega t)$ или модульно-пульсирующего: $I(t) = I_0 |\sin(\omega t)|$, используемых для

синтезирования схем РИСТ или РИСН (см. ниже).

Для обеспечения “мягкой” коммутации транзисторных ключей в схемах ОИК с целью снижения тепловых потерь и уровня помехоизлучений, а также для защиты ключей от коммутационных перенапряжений и сверхтоков, целесообразно применять нерассеивающие демпферно-снабберные цепочки (ДСЦ), содержащие снабберные конденсаторы (C_{ch}) и демпферные дроссели (L_d), а также блокирующие диоды и возможно – дополнительные транзисторные или тиристорные ключи. Простейшие C_{ch} –VD цепочки показаны на рис. 1а и 1в. На рис. 2 приведена схема “buck/boost” с двумя нерассеивающими демпферно-снабберными цепочками, которая помимо конденсатора, дросселя и диода содержит также разрядный тиристор (VS), включаемый синхронно с транзисторными ключами (VT1,2).

Унифицированные модули трансреакторных обратимых (двунаправленных) выпрямительно-инверторных и инверторно-выпрямительных преобразователей (ОВИП – ДИВП)

На рис. 3 приведены две упрощенные (без демпферно-снабберных цепочек) схемы ОВИП – ДИВП: а – полумостовая; б – двухмостовая. Первая из них в отличие от традиционных схем трехуровневых инверторов [8, 9]: является обратимой (двунаправленной); не содержит цепей для “сквозных сверхтоков” (при несанкционированных включениях транзисторных стоек из-за воздействия на управляющие драйверы ЭМИ молнии); способна работать в режимах понижения и повышения напряжений в обоих направлениях; содержит трансреакторный промежуточный накопитель – демодулятор, способный приближать внешние вольтамперные характеристики (ВАХ в обоих направлениях) к формам ВАХ “идеальных источников тока или напряжения” (в зависимости от соотношения энергоемкостей трансреактора и выходного емкостного фильтра: LI_{max}^2 и CU_{max}^2).

Благодаря зеркальной (осевой) симметрии силовой схемы (рис. 3а) достаточно рассмотреть ее работу в режимах прямого (инверторного) и обратного (выпрямительного) преобразования только на одном полупериоде переменного (синусоидального) выходного напряжения (на С3), например, – с положительным потенциалом со стороны двунаправленного

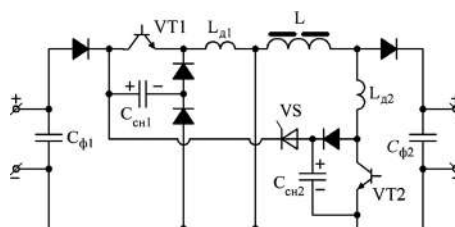


Рис. 2. Схема “buck/boost” с нерассеивающими демпферно-снабберными цепочками

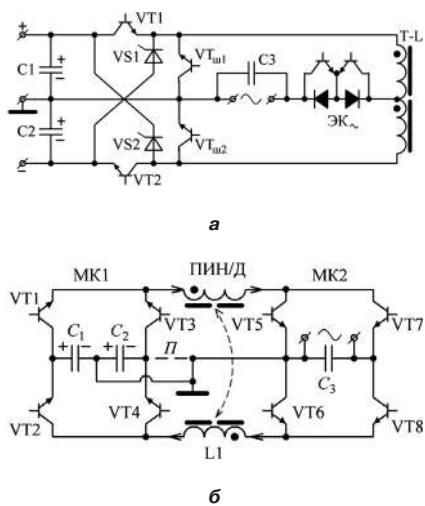


Рис. 3. Упрощенные схемы ОВИП-ДИВП: а – полумостовая; б – двухмостовая

электронного ключа (ЭК-) относительно земли. В обоих режимах на указанном полупериоде возможны интервалы: 1) понижения и 2) повышения преобразуемого напряжения, а также 3) понижения-повышения, т.н. нейтральный интервал. На каждом постоянном периоде широтно-импульсной модуляции ($T_{\text{ШИМ}}$) в схеме используются три этапа: а – этап нарастания полного потокосцепления трансреакторной стойки ($d\psi/dt > 0$) с длительностью импульса: $t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} T_{\text{ШИМ}}$; б – этап приближительного сохранения потокосцепления ($d\psi/dt \approx 0$) с длительностью токозамыкающей паузы: $\Delta t_{\text{п}} = \gamma_{\text{п}} T_{\text{ШИМ}}$ и в – этап частичного (или полного) спада потокаосцепления ($d\psi/dt < 0$) с длительностью: $T_{\text{ШИМ}} - t_{\text{и}} - \Delta t_{\text{п}} = (1 - \gamma_{\text{и}} - \gamma_{\text{п}}) T_{\text{ШИМ}}$. Рассмотрим цепи токов в указанных режимах.

Режим прямого преобразования (инверторный)

- Интервал понижения напряжения ($U_{\text{C1}} > U_{\text{C3}}$):
 - а – этап $d\psi/dt > 0$: C1-VT1-L1-ЭК-C3-C1;
 - б – этап $d\psi/dt \approx 0$: (Т-Л)-VT_{ш2}-VT_{ш1}-(Т-Л);
 - в – этап $d\psi/dt < 0$: L1-ЭК-C3-VT_{ш1}-L1 и L2-VS2-C1-VT_{ш1}-L1-L2 (рекуперация энергии индуктивности рассеяния).
- Интервал повышения напряжения ($U_{\text{C3}} > U_{\text{C1}}$):
 - а – этап $d\psi/dt > 0$: C1-VT1-L1-L2-VT2-C2-C1;
 - б – этап $d\psi/dt \approx 0$: (Т-Л)-VT_{ш2}-VT_{ш1}-(Т-Л);
 - в – этап $d\psi/dt < 0$: L1-ЭК-C3-C1-VT1-L1 и L2-VS2-C1-C2-VS1-L1-L2 (рекуперация энергии индуктивности рассеяния).
- Интервал понижения-повышения (нейтральный):
 - а – этап $d\psi/dt > 0$: C1-VT1-L1-L2-VT2-C2-C1;
 - б – этап $d\psi/dt \approx 0$: (Т-Л)-VT_{ш2}-VT_{ш1}-(Т-Л);
 - в – этап $d\psi/dt < 0$: L1-ЭК-C3-VT_{ш1}-L1 и L2-VS2-C1-C2-VS1-L1-L2 (рекуперация энергии индуктивности рассеяния).

Режим обратного преобразования (выпрямительный)

- Интервал понижения напряжения ($U_{\text{C1}} > U_{\text{C3}}$):
 - а – этап $d\psi/dt > 0$: C3-ЭК-L2-VS2-C1-C3;

б – этап $d\psi/dt \approx 0$: (Т-Л)-VT_{ш2}-VT_{ш1}-(Т-Л) и L2;
 в – этап $d\psi/dt < 0$: L2-VS2-C1-VT_{ш1}-L1-L2 (рекуперация энергии индуктивности рассеяния).

2. Интервал повышения напряжения ($U_{\text{C3}} < U_{\text{C1}}$):

- а – этап $d\psi/dt > 0$: C3-ЭК-L2-VT_{ш2}-C3;
- б – этап $d\psi/dt \approx 0$: (Т-Л)-VT_{ш2}-VT_{ш1}-(Т-Л);
- в – этап $d\psi/dt < 0$: L2-VS2-C1-C3-ЭК-L2.

3. Интервал понижения-повышения (нейтральный):

- а – этап $d\psi/dt > 0$: C3-ЭК-L2-VT_{ш2}-C3;
- б – этап $d\psi/dt \approx 0$: (Т-Л)-VT_{ш2}-VT_{ш1}-(Т-Л);
- в – этап $d\psi/dt < 0$: L1-L2-VS2-C1-VT_{ш1}-L1.

На втором полупериоде напряжения U_{C3} ($U_{\text{C3}} < 0$) происходят аналогичные процессы, но с другими (симметрично-расположенными) группами элементов схемы.

Регулирование среднеимпульсных величин выходных токов и напряжений, а также величины полного потокосцепления (Ψ трансреактора производится за счет изменения величин относительных длительностей: $\gamma_{\text{и}}$ и $\gamma_{\text{п}}$ с отрицательной обратной связью. При этом в выпрямительном режиме выполняется также функция коррекции коэффициента мощности (ККМ).

Помимо этого, за счет регулируемого полного потокосцепления трансреактора (а следовательно – и запасаемой в нем электромагнитной энергии) компенсируются возможные глубокие низкочастотные пульсации (“провалы”) напряжений на конденсаторах C1 и C2 в случае их питания через выпрямитель от однофазной сети переменного тока. Это позволяет исключить из их состава электролитические конденсаторы с низкой надежностью. Качество выходной электроэнергии в режиме инвертора обеспечивается высоким за счет модульно-синусной модуляции однополярно-пульсирующего полного потокосцепления по заданному закону: $\Psi(t) = \Psi_0 |\sin(\omega t)|$, обеспечивающему синусоидальную форму выходного тока и напряжения.

Вторая (двухмостовая) схема ОВИП-ДИВП (рис. 3б) в зависимости от установки или отсутствия перемычки (П) может иметь одноконденсаторный или двухконденсаторный входной фильтр и аналогичное общее заземление входа и выхода. В ней используется промежуточный индуктивный (трансреакторный) накопитель-демодулятор (ПИН/Д) с раздельными обмотками (L1 и L2). Она содержит на два транзисторных ключа больше, чем вышерассмотренная схема. Ее работа и достоинства рассматриваются ниже с учетом полного изображения вместе с демпферно-снабберными цепочками для “мягкой” коммутации с целью снижения тепловых потерь и уровня помехоизлучений (на рис. 6).

Нетрадиционные структуры регулируемых инверторов синусоидальных напряжений/токов (РИСН/Т)

Традиционные структуры регулируемых инверторов синусоидальных напряжений и токов: многоуровневые со ступенчато-симметричной формой выходного напряжения или тока: двух (трех)-уровневые с широтно-импульсной модуляцией, а также комбинированные имеют известные общие недостатки:

а) необходимость использования промежуточного звена высокой частоты (ЗВЧ) для гальванической развязки при трехфазном исполнении, причем – с необходимостью антинасыщающего симметрирования разнополярных вольт-секундных параметров питающих импульсов напряжения трансформатора ЗВЧ;

б) существенное увеличение массогабаритных показателей и инерционности регулирования в переходных процессах из-за выходных индуктивно-емкостных фильтров с большой суммарной установочной реактивной мощностью элементов;

в) сложность обеспечения обратимости (двунаправленности) преобразования; г) сложность реализации внешних ВАХ, близких к ВАХ “идеальных источников тока” без добавления выходных балластных дросселей и соответствующего снижения коэффициента мощности.

Перечисленные недостатки заставляют искать новые, нетрадиционные способы формирования синусоидальных токов и напряжений, а также структуры и схемотехнические решения для РИСН и РИСТ.

В качестве *новых* способов формирования синусоидальных токов и напряжений авторами предлагаются следующие два:

1) на базе конверторного формирования гармонически-пульсирующего знакопостоянного напряжения (тока) по закону: $U(t) = U_{см} + U_0 \sin(\omega t)$, где $U_{см}$ и U_0 ($U_0 < U_{см}$) – постоянное напряжение смещения и амплитуда формируемого синусоидального напряжения, и его сложения с постоянным напряжением ($-U_{см}$), формируемым самим источником питания обратимого конвертора или дополнительным (вольтодобавочным) конвертором (тоже обратимым);

2) на базе конверторного формирования модульно-пульсирующего знакопостоянного напряжения (тока) по закону: $U(t) = U_0 |\sin(\omega t)|$ с последующей обратимой периодической коммутацией полярности.

На рис. 4 приведены структуры РИСН/Т на базе ОИК с пульсирующим выходным напряжением/током (ОИК_{±Н/Т}):

- а) составные РИСН с суммированием напряжений;
- б) коммутаторные РИСН с коммутацией полярности;
- в) составные РИСТ с суммированием токов;
- г) коммутаторные РИСТ с коммутацией полярности.

Указанные структуры реализуют вышеуказанные два новых способа формирования синусоидальных напряжений и токов. Второй из этих способов может быть совмещен с радиотехническим приемом амплитудной модуляции-демодуляции. Для модуляции (с формой “биений”) используется звено высокой частоты (ЗВЧ) в виде высокочастотно-трансформаторного инвертора прямоугольного напряжения или тока (ИПН или ИПТ) типа “меандр”, а для демодуляции с переключением полярности используется так называемый циклоконвертор (или иначе – непосредственный преобразователь частоты).

На рис. 5 представлена силовая схема РИСТ/Н со ЗВЧ (ИПТ) на базе промежуточного индуктивного

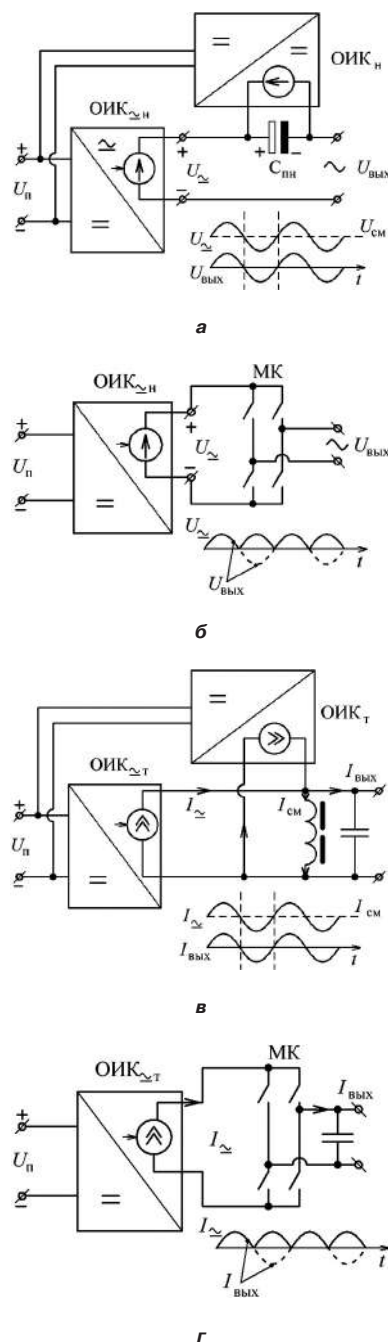


Рис. 4. Структуры регулируемых инверторов синусоидальных напряжений:
 а – составные РИСН с суммированием напряжений
 б – коммутаторные РИСН с коммутацией полярности;
 в – составные РИСТ с суммированием токов;
 г – коммутаторные РИСТ с коммутацией полярности

накопителя-демодулятора ($L_{п.н./дм}$) и трансформатора тока (ТТ) с четырехвентильным (двухсимисторным) выходным циклоконвертором (ЦК). В схеме ИПТ используется нерассеивающая снабберная цепь с рекуперацией энергии (ЦРЭ) снабберного конденсатора ($C_{сн}$) во входной емкостный фильтр ($C_{ф}$). Там же приведены упрощенные временные диаграммы тока ТТ ($I_{ТТ}$) и выходного тока ($I_{ввых}$). Работа этой схемы, защищенной приоритетом РФ, подробно описана в [10].

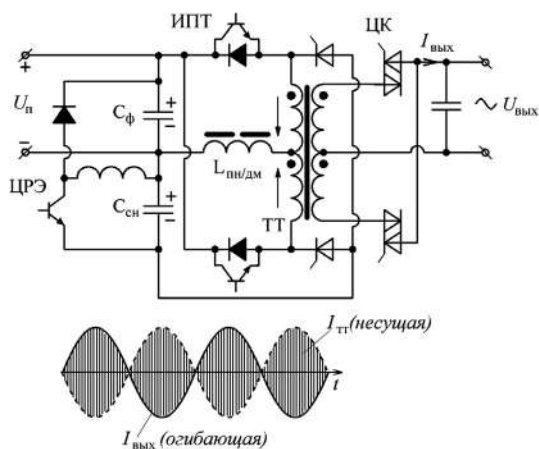


Рис. 5. Упрощенная силовая схема инвертора синусоидального тока/напряжения со звеном высокой частоты (ЗВЧ) – инвертором прямоугольного тока (ИПТ) на базе индуктивного промежуточного накопителя-демодулятора ($L_{\text{пн/дм}}$) и трансформатора тока (ТТ) с выходным циклоконвертером (ЦК)

Как было указано выше, в качестве завершающего (обобщающего) примера реализации унифицированного модуля многофункционального импульсного преобразователя (МИП) целесообразно рассмотреть схему двунаправленного импульсного преобразователя частоты (ДИПЧ), охватывающего функции всех вышперечисленных преобразователей (ОВИП-ДИВП, ОИК, РИСН, РИСТ).

Силовая схема двунаправленного импульсного преобразователя частоты (ДИПЧ)

Принципиальная схема силовой части рассматриваемого ДИПЧ приведена на рис. 6 с цифровыми обозначениями для удобства описания работы. Схема по существу представляет собой однофазный импульсный непосредственный циклоконвертер и содержит: две пары входных и выходных внешних выводов 1–2 и 3–4, зашунтированных емкостными фильтрами 5 и 6, и два управляемых мостовых коммутатора 7 и 8. Каждый из коммутаторов состоит из двух ветвей, имеющих каждая по две диодно-ключевые электронные стойки 9–10, 11–12; 13–14, 15–16 и 17...24 со снабберными конденсаторами 25...32. Схема ДИПЧ содержит также двухобмоточный трансреактор 33, 34 с общим магнитопроводом и блок управления 35 с цепями 36, 37 обратных связей по токам и напряжениям внешних выводов и с двумя группами 38, 39 импульсно-модуляторных выходных выводов для управления коммутаторами. Каждый из коммутаторов снабжен четырьмя нерассеивающими демпферно-снабберными узлами со снабберными конденсаторами 25...32, демпферными дросселями 40, двухдиодной стойкой 41–42 и блокирующим вентилем 43.

Внешние выводы 1–2 и 3–4 подключены к фазным выводам (A1 и A2) и к заземленной нейтрали (N) авиабортовых сетей электропитания переменного тока нестабильной частоты (360...800 Гц) и стабильной частоты (400 Гц, 115/200 В). При этом в течение

любого рассматриваемого относительно небольшого промежутка времени на парах выводов могут быть напряжения с произвольными соотношениями полярностей и мгновенных величин (U_{1-2} и U_{3-4}). При работе устройства могут чередоваться прямое (от U_{1-2} к U_{3-4}) и обратное (от U_{3-4} к U_{1-2}) направления преобразования энергии. Благодаря центральной симметрии схемы (относительно средней точки общего заземления) и полной идентичности мостовых коммутаторов (7 и 8) достаточно рассмотреть только прямое направление преобразования (от U_{1-2} к U_{3-4}), но при этом – два случая распределения полярностей напряжений: I случай ($U_{1-2} > 0$ и $U_{3-4} > 0$) – полярно-повторяющее импульсное конвертирование и II случай ($U_{1-2} > 0$, а $U_{3-4} < 0$) – полярно-инвертирующее конвертирование. В каждом из указанных случаев возможны три режима преобразования напряжений: 1) “понижающий” ($|U_{1-2}| > |U_{3-4}|$); 2) “повышающий” ($|U_{1-2}| < |U_{3-4}|$) и 3) “дозированный” или “нейтральный”, т. е. понижающее-повышающий, в зависимости от коэффициента заполнения импульсов ($\gamma_{\text{и}}$) при ШИМ. И наконец, в течение каждого периода $T_{\text{шим}}$ последовательно чередуются три этапа: а) этап нарастания полного потокосцепления (Ψ) трансреактора с длительностью импульса: $t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} T_{\text{шим}}$; б) этап приблизительного сохранения Ψ (токозамыкающая пауза) длительностью: $\Delta t_{\text{п}} = \gamma_{\text{п}} T_{\text{шим}}$; в) этап частичного (или полного) спада Ψ с длительностью:

$$T_{\text{шим}} - t_{\text{и}} - \Delta t_{\text{п}} = (1 - \gamma_{\text{и}} - \gamma_{\text{п}}) T_{\text{шим}}$$

Каждый из снабберных конденсаторов (25...32) заряжается при выключенном шунтирующем им ключе и разряжается через этот ключ на одну из обмоток 33, 34 трансреактора при включенных этом же и аналогичном в другом коммутаторе ключах.

Рассмотрим указанные случаи, режимы и этапы.

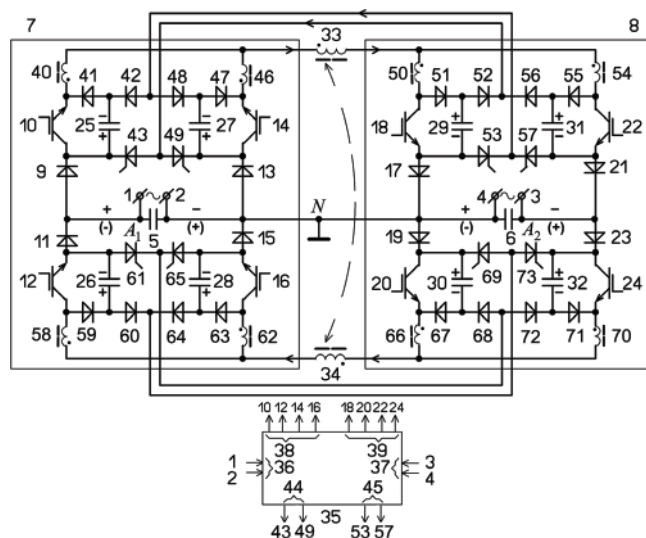


Рис. 6. Схема двунаправленного импульсного преобразователя частоты (ДИПЧ) на базе накопительно-демодуляторного трансреактора и двух мостовых коммутаторов

I случай ($U_{1-2} > 0$; $U_{3-4} > 0$) – полярно-повторяющее конвертирование.

I-1. “Понижающий” режим ($|U_{1-2}| > |U_{3-4}|$): а) нарастание Ψ вместе с токами в цепях: 5–9–10–40–33–54–22–21–6–5 и 25–10–40–33–54–22–57–42–25 (разрядка 25); б) токозамыкающая пауза ($\Psi \approx \text{const}$) с током в цепи: 33–50–18–17–13–14–33; в) частичное (или полное) спадание Ψ вместе с токами в цепях: 33–54–22–21–6–13–14–46–33 и 40–33–54–22–21–6–5–9–25–41–40 (зарядка 25).

I-2. “Повышающий” режим ($|U_{1-2}| < |U_{3-4}|$): а) нарастание Ψ вместе с токами в цепях: 5–9–10–40–33–50–18–17–5 и в цепях разрядки 25 и 29; б) токозамыкающая пауза ($\Psi \approx \text{const}$) – аналогичная случаю I-1-б; в) частичное (или полное) спадание Ψ вместе с токами в цепях: 33–54–22–21–6–5–9–10–40–33 и 33–50–51–29–17–5–9–10–40–33 (зарядка 29).

II случай ($U_{1-2} > 0$; $U_{3-4} < 0$) – полярно-инвертирующее конвертирование.

В этом случае используется “дозированный” или “нейтральный” режим с этапами: а) нарастание Ψ вместе с токами в цепях: 5–9–10–40–33–50–18–17–5 и в цепях разрядки 25 и 29; б) токозамыкающая пауза ($\Psi \approx \text{const}$) – сначала аналогичная случаю I-1-б, а затем переходящая в цепь: 34–62–16–15–19–20–66–34 с соответствующими токами разрядки 28 и 30, а также зарядки 27 и 29; в) частичное (или полное) спадание Ψ вместе с токами в цепях: 34–62–16–15–6–23–24–0–34 и 33–29–17–5–9–25–41–40–33 (зарядка 25 и 29).

При других соотношениях полярностей напряжений U_{1-2} и U_{3-4} , а также при обратном направлении преобразования (от выводов 3–4 к выводам 1–2) процессы протекают аналогичным образом, но с участием других (центрально-симметрично расположенных) элементов схемы.

Блоком управления 35 с помощью регулирования двух параметров: γ_n и γ_{in} в зависимости от рассогласования сигналов в его цепях обратных связей и эталонных сигналов синусоидальной формы обеспечиваются необходимые параметры выходных токов и напряжений, а также осуществляется коррекция коэффициента входной мощности (ККМ). При этом благодаря дуальному управлению параметрами (γ_n и γ_{in}) можно регулировать величину постоянной составляющей (среднеимпульсного значения) полного потокосцепления (а следовательно – и электромагнитной энергии) трансреактора.

Это, в свою очередь, позволяет:

а) использовать трансреактор в качестве *демодулятора* для обеспечения синусоидального выходного тока (приближая внешнюю вольтамперную характеристику устройства к характеристике “идеального источника тока”, и

б) использовать энергоемкость трансреактора в режиме инвертора (при постоянном U_{1-2}) в качестве входного фильтра вместо исключенных из его состава электролитических конденсаторов (для компенсации

пульсаций входного постоянного напряжения, например, однофазно-выпрямленного), и

в) избежать насыщения магнитопровода трансреактора.

Наличие общего заземления входа и выхода позволяет использовать его в трехфазном варианте.

Важным достоинством схемы является отсутствие реверса полного потокосцепления трансреактора при переключениях режимов и направлений преобразования, что обеспечивает высокое быстродействие указанных переключений и высокую безынерционность замкнутой системы регулирования и стабилизации параметров, т. е. высокое качество переходных процессов. С этой целью рекомендуется существенное снижение величин индуктивностей рассеяния обмоток 33 и 34 трансреактора за счет их намотки в два провода.

Другим важным достоинством схемы является исключение цепей для “сквозных сверхтоков” и наличие нерассеивающих демпферно-снабберных цепочек, исключающих помимо коммутационных перенапряжений также “диодно-инверсные сверхтоки” и обеспечивающие “мягкую” коммутацию ключей (включение при нулевых токах и выключение при нулевых напряжениях), повышая КПД, надежность и параметры ЭМС.

Заключение

Рассмотренные схемы обратимых импульсных конверторов (ОИК) и обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей (ОВИП), а также двунаправленного импульсного преобразователя частоты (ДИПЧ) на базе накопительно-демодуляторного трансреактора предлагаются в качестве примеров эффективных комплексно-схемотехнических решений проблем унификации узлов и модулей авиационно-бортовых многофункциональных импульсных преобразователей (МИП) для синтеза авиационно-бортовых систем электроснабжения с модульно-масштабируемой архитектурой. Решения защищены приоритетом РФ.

Статья представляется интересной для широкого круга специалистов в области силовой электроники и особенно – в авиационно-бортовых электротехнических комплексах и системах электроснабжения (СЭС), в частности – полностью электрифицированных самолетов (ПЭС).

Литература

1. С. Эраносян. Унификация – это основной путь создания высоконадежных систем вторичного электропитания для комплексов военного и коммерческого назначения. Часть 1. – Силовая электроника, № 5, 2014 г., С. 74–78.
2. А. В. Лукин, М. Ю. Кастров, А. А. Герасимов. Сравнительный анализ DC-DC-модулей питания на отечественной и импортной элементной базе. – Практическая силовая электроника, № 2 (50), 2013 г., С. 2–5.
3. С. Б. Резников, В. В. Бочаров, И. А. Харченко, А. В. Лавринович. Унифицировано-модульный синтез сило-

вых интегральных схем многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно-космических комбинированных систем электроснабжения переменного-постоянного тока. Часть 1. Унифицированные базовые модули обратимых импульсных конверторов с промежуточным индуктивным накопителем. – Практическая силовая электроника, № 4 (56), 2014 г., С. 17–26.

4. *Шевцов Д. А., Воронина Л. Н.* Сравнительный анализ известных методов обеспечения параллельной работы инверторов. – Практическая силовая электроника, № 1 (49), 2013 г., С. 52–55.

5. *Воронина Л. Н.* Методы обеспечения параллельного включения транзисторных инверторов. – Диссертация на соискание ученой степени к. т. н., 2014 г.

6. *С. В. Аверин, Л. Н. Данилина, Ю. Г. Следков.* Бортовой преобразователь частоты с рекуперацией электроэнергии. – Практическая силовая электроника, № 2 (50), 2013 г., С. 13–16.

7. Патент на полезную модель № 137693. Обратимый импульсный преобразователь частоты. Резников С. Б., Бочаров В. В., Лавринович А. В., Харченко И. А., Бюлл. № 6 от 27.02.2014 г.

8. *Инго Стаудт, А. Колпаков.* Трехуровневые инверторы: теория и практика//Силовая электроника, № 5, 2014 г., С. 42–48.

9. *Инго Стаудт, Колпаков А.* Трехуровневые преобразователи: инструкция по эксплуатации. – Силовая электроника, № 1, 2012 г.

10. Патент на полезную модель № 145994. Трансформаторный инвертор. Резников С. Б., Бочаров В. В., Лавринович А. В., Корнилов А. Б., Черкашина Н. П., Бюлл. № 27 от 27.09.2014 г.

11. *Резников С. Б., Бочаров В. В., Ермилов Ю. В., Харченко И. А., Лавринович А. В.* Универсальные аппараты регулирования, защиты и коммутации переменного-постоянного тока с модульной архитектурой для систем электроснабжения полностью электрифицированных самолетов. – Практическая силовая электроника, № 2 (54), 2014 г., С. 15–20.

Резников Станислав Борисович, д. т. н., профессор кафедры “Теоретической электротехники” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(499) 158-45-29, +7(916) 406-09-38, e-mail: rezn41@mail.ru;

Харченко Игорь Александрович, к. т. н., доцент, доцент кафедры “Теоретической электротехники” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(499) 158-45-29, +7(903) 564-22-13, e-mail: ihar@mail333.com

И. А. Кругликов

СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОДНОТАКТНОГО СДВОЕННОГО ОБРАТНОХОДОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ В ПСЕВДОНЕПРЕРЫВНОМ РЕЖИМЕ

И. А. Кругликов

В статье рассмотрен однотактный сдвоенный обратноходовой преобразователь, работающий в псевдонепрерывном режиме. Выведена регулировочная характеристика для РНТ и РПТ. Доказана целесообразность хранения только нижнего уровня энергии в индуктивном элементе преобразователя. Проанализированы статические внешние характеристики и их зависимость от тока хранения. Рассмотрены соотношения для определения КПД преобразователя.

Ключевые слова: однотактный сдвоенный обратноходовой преобразователь, псевдонепрерывный режим, хранение энергии, регулировочная характеристика, внешняя характеристика, ток хранения, КПД.

Static characteristics of a single-ended dual flyback converter operating in pseudo-continuous mode

The article considers a single-ended dual flyback converter operating in pseudo-continuous mode. The author deduced its control characteristic for both continuous current mode (CCM) and discontinuous current mode (DCM). The necessity of storing only the lower level of energy in the converter's inductive element was proved. External static characteristics were analyzed as well as their dependence on storage current. The author considers also the relationships allowing determine the converter efficiency.

Key words: single-ended dual flyback converter, pseudo-continuous mode, energy storage, control characteristic, external characteristic, storage current, efficiency.

Однотактный сдвоенный обратноходовой преобразователь (“косой мост”) является популярной топологией преобразователей импульсных источников питания (рис. 1).

Конфигурация схемы определяет ее важнейшее преимущество – напряжение на ключевых элементах ограничено питающим.

Классический способ управления таким преобразователем предполагает два режима работы: накопление энергии в сердечнике трансформатора (ключи VT1 и VT2 открыты), передача накопленной энергии в нагрузку (ключи VT1 и VT2 заперты). При быстром выходе на стационарный режим возникает выброс выходного напряжения, а также его провалы при изменении параметров нагрузки.

Для устранения этого недостатка вводится третий режим работы – хранение энергии в сердечнике силового трансформатора (ТС), когда один ключ открыт (например, VT1), а второй – заперт (например, VT2). Таким образом, в сердечнике накапливается необхо-

димое количество энергии, которая дозированными порциями передается в нагрузку [1]. Вышеназванный режим в англоязычной литературе часто называют “псевдонепрерывным” (или принципом управления *freewheel*) [2].

Работа преобразователя в псевдонепрерывном режиме подразумевает появление интервала хранения энергии, что влияет на вид статических характеристик.

Пусть преобразователь работает в режиме непрерывных токов (РНТ), t_H – интервал накопления энергии в сердечнике трансформатора, t_{Π} – интервал передачи энергии в нагрузку, $t_{ХРВ}$ и $t_{ХРН}$ – интервалы хранения верхнего и нижнего уровня энергии в сердечнике трансформатора (индуктивного элемента), T – период следования импульсов управляющего сигнала, f – частота импульсов управляющего сигнала, L – приведенная к первичной обмотке индуктивность трансформатора, U_L – напряжение на индуктивном элементе, i_L – ток индуктивного элемента (приведенный ток первичной обмотки), r_L – потери в индуктивном элементе, r_{VT1} , r_{VT2} – потери в ключах, r_{VD} , r_{VD1} , r_{VD2} – потери в диодах, U_H – напряжение на нагрузке.

При расчете приняты следующие допущения:

- коэффициент трансформации силового трансформатора равен единице;
- ток нагрузки изменяется по линейному закону;
- в первом приближении потери в индуктивном элементе, ключах и диодах связаны соотношением:

$$r_{VT1} + r_{VT2} + r_L = r_{VD2} + r_L + r_{VT1} = r_{VD} + r_L = r \quad (1)$$

- при протекании тока индуктивного элемента потери определяются формулой:

$$\Delta e_{\Pi} = i_L \cdot r_{\Pi}; \quad (2)$$

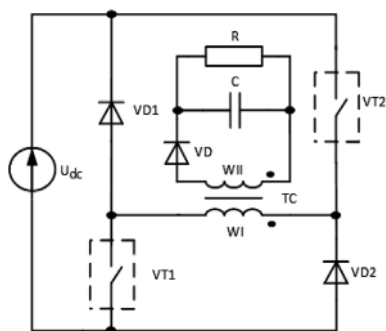


Рис. 1. Однотактный сдвоенный обратноходовой преобразователь

– индуктивность рассеяния пренебрежимо мала.

На каждом интервале работы преобразователя (накопление, передача, хранение) составим выражения для закона Кирхгофа по соответствующим схемам замещения:

$$\begin{cases} L \cdot \frac{di_L}{dt} = U_{DC} - \Delta e_{\Pi}; \\ L \cdot \frac{di_L}{dt} = -\Delta e_{\Pi}; \\ L \cdot \frac{di_L}{dt} = -U_H - \Delta e_{\Pi}. \end{cases} \quad (3)$$

Использование метода усреднения в пространстве состояний позволяет получить следующее уравнение:

$$(U_{DC} - \Delta e_{\Pi}) \cdot t_H - \Delta e_{\Pi} \cdot (t_{XPB} + t_{XPH}) - (U_H + \Delta e_{\Pi}) \cdot t_{\Pi} = 0. \quad (4)$$

На рис. 2 представлены временные диаграммы работы преобразователя в установившемся режиме. Из рисунка следует, что Δe_{Π} можно представить в следующем виде:

$$\begin{cases} t_H : \Delta e_{\Pi} = r_{\Pi} \cdot I_{Lcp}; \\ t_{XPB} : \Delta e_{\Pi} = r_{\Pi} \cdot \left(I_{Lcp} + \frac{\Delta I}{2} \right); \\ t_{\Pi} : \Delta e_{\Pi} = r_{\Pi} \cdot I_{Lcp}; \\ t_{XPH} : \Delta e_{\Pi} = r_{\Pi} \cdot \left(I_{Lcp} - \frac{\Delta I}{2} \right), \end{cases} \quad (5)$$

где I_{Lcp} – средний ток через индуктивный элемент, ΔI – амплитуда пульсаций тока. Учитывая, что:

$$\frac{\Delta I}{I_{Lcp}} = K_P \Rightarrow \Delta I = K \cdot I_{Lcp}, \quad (6)$$

где K_P – коэффициент пульсаций тока индуктивного элемента.

Подставим (6) в (5):

$$\begin{cases} t_H : \Delta e_{\Pi} = r_{\Pi} \cdot I_{Lcp}; \\ t_{XPB} : \Delta e_{\Pi} = r_{\Pi} \cdot \left(I_{Lcp} + \frac{K_P \cdot I_{Lcp}}{2} \right); \\ t_{\Pi} : \Delta e_{\Pi} = r_{\Pi} \cdot I_{Lcp}; \\ t_{XPH} : \Delta e_{\Pi} = r_{\Pi} \cdot \left(I_{Lcp} - \frac{K_P \cdot I_{Lcp}}{2} \right). \end{cases} \quad (7)$$

Далее, подставив (7) в (4), получим:

$$\begin{aligned} (U_{DC} - r_{\Pi} \cdot I_{Lcp}) \cdot t_H - r_{\Pi} \cdot I_{Lcp} \left(1 + \frac{K_P}{2} \right) \cdot t_{XPB} - \\ - r_{\Pi} \cdot I_{Lcp} \left(1 - \frac{K_P}{2} \right) \cdot t_{XPH} - (U_H + r_{\Pi} \cdot I_{Lcp}) \cdot t_{\Pi} = 0. \end{aligned} \quad (8)$$

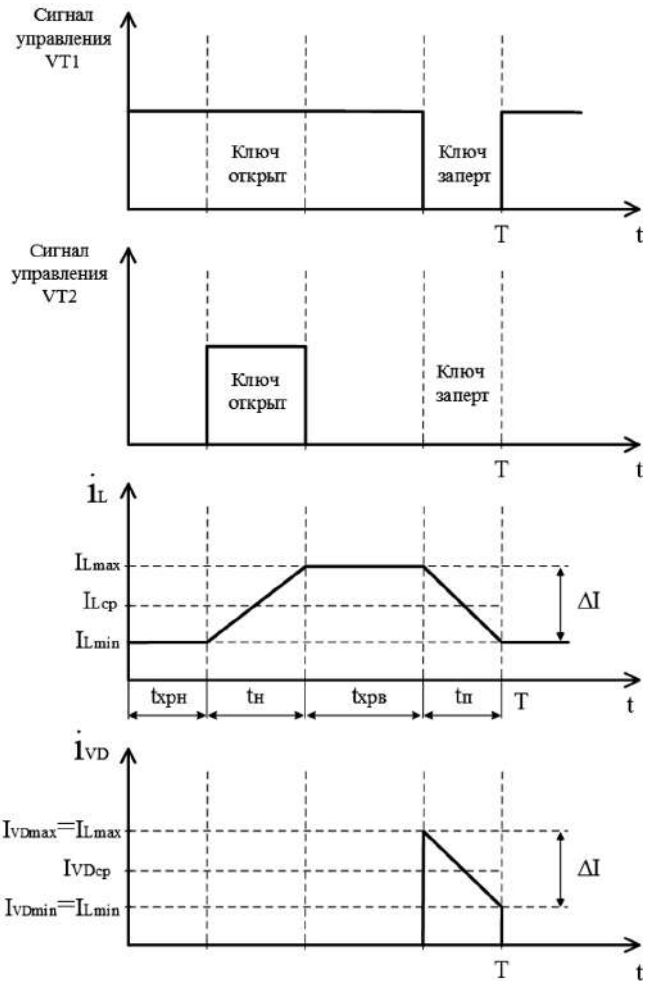


Рис. 2. Временные диаграммы работы преобразователя в псевдопрерывном режиме (PHT)

Решая уравнение (8), получим выражение для регулировочной характеристики преобразователя с алгоритмом хранения в общем виде (для PHT):

$$\frac{U_H}{U_{DC}} = \frac{t_H}{t_{\Pi}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r_{\Pi}}{R} \cdot \left(\frac{T}{t_{\Pi}} \right)^2 \cdot \frac{K_P}{2} \cdot (t_{XPB} - t_{XPH}) + T \cdot \frac{K_P}{2} \cdot (t_{XPH} - t_{XPB}) + T} \quad (9)$$

В случае, если потери равны нулю ($r_{\Pi} = 0$), регулировочная характеристика однотактного двоярного преобразователя в псевдопрерывном режиме переписывается в виде (в соответствии с рис. 3):

$$\frac{U_H}{U_{DC}} = \frac{t_H}{t_{\Pi}}. \quad (10)$$

Пусть D_1 – коэффициент заполнения управляющих импульсов относительно интервала накопления энергии в сердечнике индуктивного элемента, D_2 – коэффициент заполнения управляющих импульсов относительно интервала передачи энергии в нагрузку, D_3 – коэффициент заполнения управляющих импульсов относительно интервала хранения верхнего и

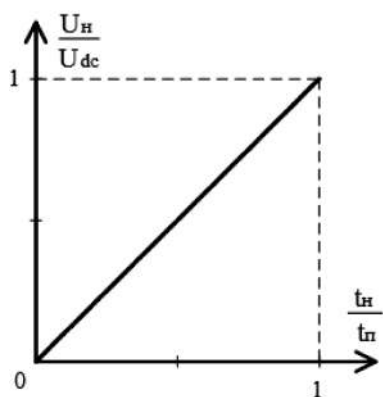


Рис. 3. Идеализированная регулировочная характеристика однофазного двупульсного обратного преобразователя, работающего в псевдонепрерывном режиме (РНТ)

нижнего уровня энергии в сердечнике индуктивного элемента, т. е.

$$D_1 = \frac{t_H}{T}, D_2 = \frac{t_{\Pi}}{T}, D_3 = \frac{t_{XP1} + t_{XP2}}{T}, \quad (11)$$

$$D_1 + D_2 + D_3 = 1.$$

С учетом (11) формула (10) переписывается в виде:

$$\frac{U_H}{U_{DC}} = \frac{D_1}{1 - D_1 - D_3}. \quad (12)$$

Формула (12) – выражение для регулировочной характеристики преобразователя относительно накопления и хранения энергии (рис. 4).

Как видно из рис. 4, чем меньше коэффициент заполнения управляющих импульсов относительно интервала хранения энергии в сердечнике индуктивного элемента, тем больше график заваливается вправо. В предельном случае ($D_3 = 0$) хранение отсутствует,

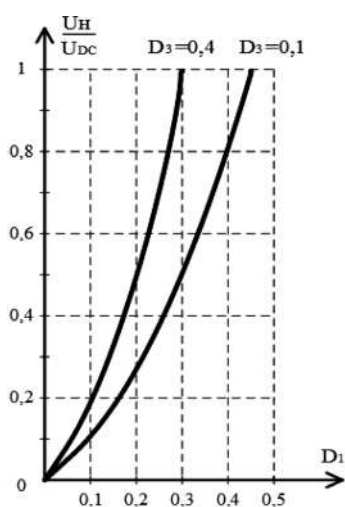


Рис. 4. Регулировочная характеристика однофазного двупульсного обратного преобразователя, работающего в псевдонепрерывном режиме (РНТ), относительно коэффициентов заполнения управляющего сигнала по накоплению и хранению энергии в сердечнике индуктивного элемента

график зависимости полностью повторяет характеристику преобразователя с классическим алгоритмом управления.

Рассмотрим работу преобразователя с интервалом хранения в режиме прерывистых токов. Все вышеприведенные допущения справедливы и для рассматриваемого случая. Формула (13) представляет собой выражение для регулировочной характеристики преобразователя с алгоритмом хранения в общем виде (РПТ):

$$\frac{U_H}{U_{DC}} = \frac{t_H}{t_{\Pi} + t_{OTC}} \times \frac{1}{1 + \frac{r_{\Pi}}{R} \cdot \frac{T}{t_{\Pi}} \cdot \left[\frac{T - t_{OTC} + t_{XPB} \cdot (1 - t_{\Pi} - t_{OTC})}{t_{\Pi} + t_{OTC}} \right]}. \quad (13)$$

В идеальном случае, когда потери равны нулю:

$$\frac{U_H}{U_{DC}} = \frac{t_H}{t_{\Pi} + t_{OTC}}. \quad (14)$$

В граничном режиме ($t_{OTC} = 0$) регулировочная характеристика преобразователя полностью повторяет выражение (10).

В практических схемах хранение верхнего уровня желательно избегать, так как значительно увеличиваются потери мощности (пропорционально квадрату тока). Поэтому целесообразно рассмотреть, как изменятся характеристики при $t_{XPB} = 0$. В этом случае в РПТ отсутствует хранение, статические характеристики соответствуют традиционному способу управления. Таким образом, при применении интервала хранения РПТ не используется.

Иногда основные соотношения удобно выразить через ток хранения I_{XP} – минимальное значения запасаемого в индуктивном элементе тока.

Рассмотрим временные диаграммы работы преобразователя с хранением нижнего уровня энергии в РНТ (рис. 5). Предполагаем, что преобразователь работает в установившемся режиме.

Аналогично вышеприведенным формулам получим общий вид регулировочной характеристики в псевдонепрерывном режиме (РНТ) относительно тока хранения:

$$U_H^2 - U_{DC} \cdot [D_1 \cdot R \cdot I_{XP}] - U_{DC}^2 \cdot \left[D_1^2 \cdot \frac{R \cdot T}{2 \cdot L} \right] = 0. \quad (15)$$

Внешняя характеристика однофазного двупульсного обратного преобразователя в РНТ с режимом хранения:

$$U_H = U_{DC}(D_1/D_2) - I_H R_{ВЫХ}, \quad (16)$$

где I_H – ток нагрузки, $R_{ВЫХ}$ – выходное сопротивление преобразователя:

$$R_{ВЫХ} = r_{\Pi} \cdot (T / t_{\Pi})^2. \quad (17)$$

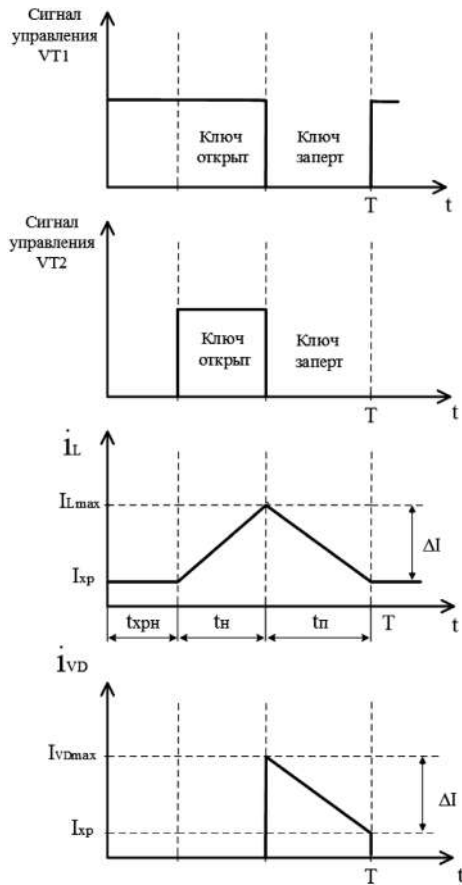


Рис. 5. Временные диаграммы работы преобразователя с хранением нижнего уровня энергии в РПТ (установившийся режим)

В самом общем смысле, наклон характеристик (рис. 6) влияет выходное сопротивление $R_{ВЫХ}$. Чем больше $R_{ВЫХ}$, тем круче идут характеристики. В свою очередь, зависимость выходного сопротивления от относительного времени хранения определяется системой управления.

1. Управление по изменению интервала передачи (паузы). В этом случае $T = \text{const}$, $t_H = \text{const}$, $t_{П} = \text{var}$, $t_{XPВ} + t_{XPН} = \text{var}$. Тогда, согласно формуле (17), при уменьшении относительного времени хранения выходное сопротивление уменьшается, $U_{Н1}$ также уменьшается.

2. Управление по изменению интервала накопления (импульса). В этом случае $T = \text{const}$, $t_H = \text{var}$, $t_{П} = \text{const}$, $t_{XPВ} + t_{XPН} = \text{var}$. Согласно формуле (17), при умень-

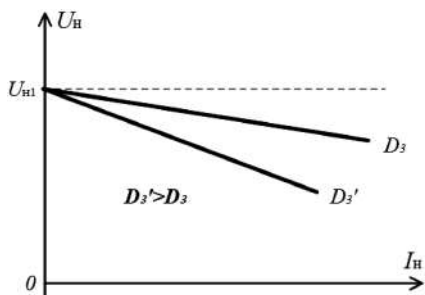


Рис. 6. Внешняя характеристика одноктного сдвоенного обратного преобразователя в РПТ с режимом хранения

шении относительного времени хранения выходное сопротивление не изменяется, а $U_{Н1}$ увеличивается.

Таким образом, чем больше относительное время хранения, тем круче идут характеристики.

Выражение для внешней характеристики преобразователя в РПТ имеет вид:

$$U_H = \frac{\frac{U_{DC} \cdot D_1}{D_2} - R_{ВЫХ} I_H}{\left(1 + \frac{R_{ВЫХ} \cdot D_3}{R \cdot f \cdot D_2}\right)} = K' \left(\frac{U_{DC} \cdot D_1}{D_2} - R_{ВЫХ} I_H \right) \quad (18)$$

Из сравнения (17) и (18) можно сделать вывод о том, что выражения для внешней характеристики в РПТ и РНТ с режимом хранения отличаются на поправочный коэффициент:

$$K' = \frac{1}{1 + \frac{R_{ВЫХ} \cdot D_3}{R \cdot f \cdot D_2}} \quad (19)$$

Вывод внешней характеристики в общем виде основан на уравнении баланса мощностей:

$$U_{DC} \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t+T} i_{ВХ}(t) dt = U_H \cdot I_H + \sum P_{П}, \quad (20)$$

где $\sum P_{П}$ – суммарные потери мощности, $i_{ВХ}$ – входной ток преобразователя.

Учитывая, что в стационарном режиме на интервале накопления энергии входной ток повторяет ток силовых ключей:

$$U_H \cdot I_H = U_{DC} \cdot I_{XP} \cdot D_1 + \frac{U_{DC}^2}{2 \cdot L} \cdot D_1^2 \cdot T. \quad (21)$$

Зададимся стационарным режимом:

$$U_{DC} \cdot D_1 = \text{const} = K_1, \quad \frac{U_{DC}^2}{2 \cdot L} \cdot D_1^2 \cdot T = \text{const} = K_2, \quad (22)$$

где K_1 и K_2 – некие постоянные коэффициенты.

С учетом (22) выражение (21) переписывается в виде:

$$U_H \cdot I_H = K_1 \cdot I_{XP} + K_2 \Rightarrow U_H = \frac{K_1 \cdot I_{XP} + K_2}{I_H}. \quad (23)$$

Формула (23) – внешняя характеристика преобразователя в псевдонепрерывном режиме (в общем виде).

График внешней характеристики (рис. 7) позволяет сделать вывод о том, что при увеличении тока хранения зависимость смещается вправо. Таким образом, при постоянных выходных параметрах (ток, нагрузка) можно получить большее выходное напряжение. Однако на практике, как правило, ток хранения нормируется током нагрузки, то есть изменение одного из них приводит к изменению другого, и наоборот.

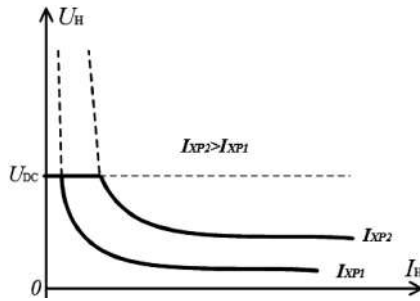


Рис. 7. Внешняя характеристика однотактного сдвоенного преобразователя в псевдонепрерывном режиме

Основным параметром эффективности работы любого преобразователя является коэффициент полезного действия (КПД). Известно, что КПД находится по формуле:

$$\text{КПД} = \eta = \frac{P_{\text{полезная}}}{P_{\text{полная}}} \quad (24)$$

Можно показать, как КПД зависит от тока хранения:

$$\text{КПД} = \eta = 1 - I_{\text{xp}} \cdot \frac{r_{\text{п}}}{U_{\text{DC}}} \cdot \frac{1}{D_1} - \frac{r_{\text{п}}}{2 \cdot f \cdot L} \quad (25)$$

Заданым некоторым стационарным режимом, где

$$r_{\text{п}} = \text{const}, U_{\text{DC}} = \text{const}, f = \text{const}, L = \text{const}. \quad (26)$$

При построении графика зависимости КПД от коэффициента заполнения по накоплению энергии (рис. 8) предполагаем, что:

$$\frac{r_{\text{п}}}{2 \cdot f \cdot L} \rightarrow 0.$$

Анализ рис. 8 позволяет сделать вывод о том, что чем больше ток хранения, тем ниже КПД преобразователя. Дальнейшее исследование будет направлено на оптимизацию параметров устройства, в частности, получение максимального КПД при отсутствии выбросов выходного напряжения в случае быстрого выхода на режим и скачкообразном изменении нагрузки, а также заданных пульсациях и величине выходного напряжения.

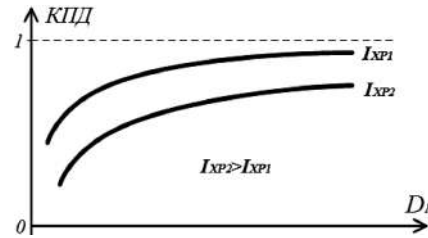


Рис. 8. Зависимость КПД от относительного времени накопления энергии в индуктивном элементе однотактного сдвоенного преобразователя в псевдонепрерывном режиме

Выводы

1. Однотактный сдвоенный обратногоходовой преобразователь, работающий в псевдонепрерывном режиме, позволяет устранить провалы и выбросы выходного напряжения при быстром выходе на режим или при скачкообразном изменении параметров нагрузки.

2. В практических схемах псевдонепрерывный режим подразумевает хранение только нижнего уровня энергии в сердечнике индуктивного элемента, что значительно снижает потери при работе преобразователя.

3. Нахождение максимального КПД при оптимальном для динамических свойств тока хранения представляет интерес для дальнейших научных исследований и оптимизации.

Литература

1. Дроздецкий С. В., Кругликов И. А., Ширяев А. О., Якименко И. В. Способ управления ключевыми преобразователями постоянного напряжения в постоянное. Патент RU 2565577. МПК H02M 3/135, заявка 2013159130/07, заявл. 30.12.2013, опубл. 20.10.2015 Бюл. № 29.

2. Zongqi Hu. A pseudo-CCM buck converter with freewheel switching control. – IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, PP. 3083–3086.

Кругликов Илья Алексеевич, аспирант кафедры "Электроника и микропроцессорная техника" филиала МЭИ в г. Смоленске, тел.: +7(4812)66-62-97, e-mail: iija-k90@mail.ru.

С. М.Коротков, В. В. Крючков, А. В. Лукин

ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ УСТРОЙСТВ СВЕТОДИОДНОГО ОСВЕЩЕНИЯ

A. A. Gerasimov, V. V. Kryuchkov,
A. V. Lukin

Specifics of LED lighting units design

В первой части статьи рассмотрены основные характеристики мощных светодиодов, используемых для светодиодного освещения, а также возможности использования источников тока для управления параллельно соединенными светодиодными цепочками и способы выравнивания токов в параллельно соединенных светодиодных цепочках при разбросе величин прямого падения напряжения на отдельных светодиодах.

Статья написана по материалам отечественных и зарубежных публикаций, и является первой из серии статей, посвященных основам и особенностям проектирования источников питания (драйверов) для светодиодного освещения.

Ключевые слова: мощный светодиод, вольт-амперные характеристики, источник постоянного тока, светодиодная цепочка, светодиодный драйвер, баланс токов.

The first part of the article considers the main power LEDs characteristics employed for LED lighting, as well as the possibilities of current sources implementation for driving LED strings connected in parallel, and methods of current balancing in LED strings connected in parallel under deviation of forward voltage drop deviation of separate LEDs.

The article is prepared based on domestic and foreign publications and is the first of the series of articles devoted to the basics and specifics of power sources (drivers) for LED lighting.

Key words: power LED, current-voltage characteristic, constant current source, LED string, LED driver, current balance.

Характеристики светодиодов

При создании устройств светодиодного освещения необходимо хорошо знать характеристики светодиодов. Если не понимать принцип действия светодиода, не стоит удивляться, что созданное устройство не работает должным образом.

Светодиоды — это нелинейные полупроводниковые приборы. Когда к ним приложено низкое напряжения, они не проводят ток. По мере увеличения приложенного напряжения оно проходит пороговое значение, после которого светодиод начинает излучать свет, а ток через него существенно возрастает (рис. 1). Если в дальнейшем напряжение продолжает увеличиваться, светодиод быстро перегревается и выходит из строя. Следовательно, задача состоит в том, чтобы поддерживать рабочую точку светодиода в линейной области между его полным запирающим и отпирающим.

Однако возникает еще одна трудность. Рабочие участки различных мощных светодиодов отличаются друг от друга даже если они взяты из одной партии от одного производителя, а диапазон рабочего напряжения изменяется при изменении температуры окружающей среды и срока службы диода.

На рис. 2 более подробно показан рабочий участок светодиода. В приведенном примере рассмотрены четыре светодиода, имеющие согласно паспортным данным одинаковые параметры. Все производители светодиодов отбирают их по цвету излучаемого ими света — во время изготовления они проходят проверку и распределяются по различным ячейкам согласно цветовой температуре.

В результате, все светодиоды смешиваются, и в одной поставке может оказаться несколько различных партий изделий. Таким образом, можно ожидать

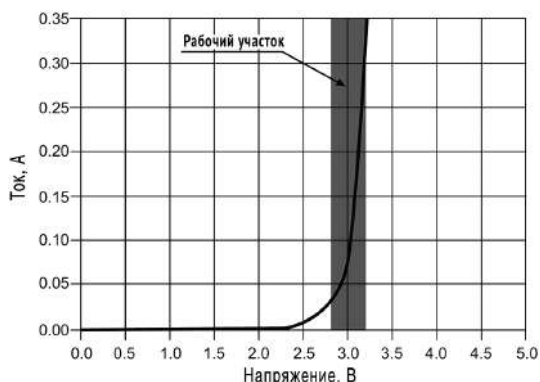


Рис. 1. Рабочая область мощных светодиодов при температуре окружающей среды 25°C

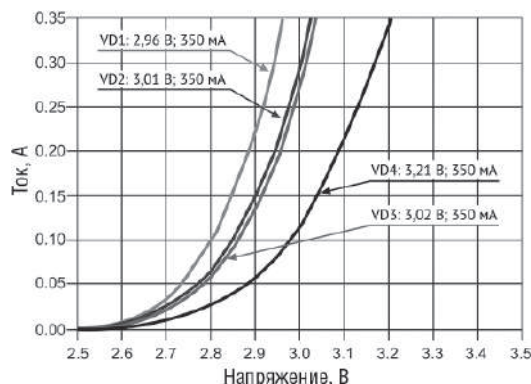


Рис. 2. Подробные вольт-амперные характеристики светодиодов

большой разброс в величинах пороговых, или прямых напряжений. В большинстве справочных данных на мощные светодиоды дается допуск на прямое падение напряжения около 20%. Следовательно, значительные изменения, показанные на рис. 2 не являются преувеличением.

Если в приведенном примере выбрать напряжение питания, например, 3В, светодиод LED1 будет перегружен, LED2 будет потреблять ток 300 мА, через LED3 будет протекать ток 250 мА, а через LED4 – только 125 мА.

Кроме того, приведенные кривые – динамические. По мере нагрева светодиодов до рабочей температуры эти кривые будут смещаться влево, поскольку прямое падение напряжения уменьшается при повышении температуры.

Однако, светоотдача светодиода прямо пропорциональна протекающему через него току (рис. 3). Таким образом, в приведенном примере при заданном напряжении питания 3 В светодиод LED1 будет сиять как сверхновая звезда, LED2 будет немного ярче, чем LED3, а LED4 будет существенно затемнен.

Управление светодиодами постоянным током

Решение проблемы разброса величин прямого падения напряжения может быть решена при управлении светодиодами постоянным током, а не постоянным напряжением.

Выходное напряжение светодиодного драйвера автоматически регулируется для поддержания тока неизменным, и, таким образом, обеспечивается постоянная светоотдача. Этот способ позволяет работать как с одним светодиодом, так и с цепочкой последовательно соединенных светодиодов. Поскольку ток через все светодиоды одинаков, яркость всех светодиодов будет одинакова, даже если прямое падение напряжения на них будет отличаться (рис. 4).

По мере нагрева светодиодов до рабочей температуры выходное напряжение драйвера постоянного тока будет снижаться, чтобы поддерживать постоянный ток через светодиоды. Следовательно, яркость

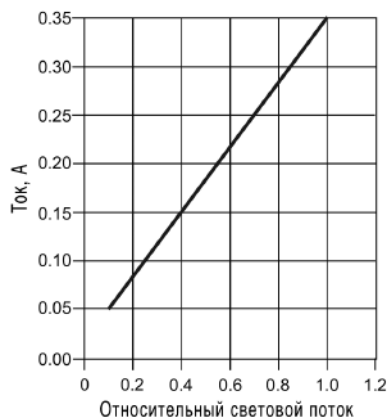


Рис. 3. Зависимость светоотдачи от величины тока через светодиод

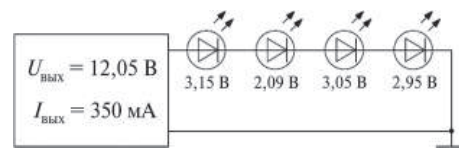


Рис. 4. Питание цепочки светодиодов

светодиодов не будет зависеть также и от рабочей температуры.

Еще одно существенное преимущество состоит в том, что драйвер постоянного тока не позволяет перегрузить любой светодиод из цепочки, обеспечивая, таким образом, продление срока их службы. При коротком замыкании одного из диодов остальные будут работать при постоянном токе, протекающем через них.

Источники постоянного тока

Простейший источник постоянного тока представляет собой питание светодиодов от источника постоянного напряжения через резистор (рис. 5а). Если падение напряжения на резисторе приблизительно такое же, как прямое падение напряжения на светодиодах ($U_{пр}$), то 10%-е изменение $U_{пр}$ вызовет такое же изменение тока через светодиод (сравнить с рис. 2, где 10%-е изменение $U_{пр}$ вызывает 50%-е изменение тока через светодиод). Это решение крайне дешево, но не обеспечивает точное регулирование тока и приводит к большим потерям энергии. Этот метод используется во многих дешевых светодиодных лампах кластерного типа, предлагаемых в качестве замены низковольтных галогенных ламп. Не приходится и говорить, что короткое замыкание одного из светодиодов вызовет перегрузку резистора с последующим его выгоранием через непродолжительное время. Таким образом, срок жизни таких светодиодных ламп относительно невелик.

Второй простейший источник тока – это линейный регулятор. На рынке имеются несколько дешевых светодиодных драйверов, в которых использован этот метод. Кроме того, для этой цели может быть использован стандартный линейный регулятор напряжения в режиме постоянного тока. Внутренний контур обратной связи обеспечивает регулирование выходного тока в пределах 5%, но, при этом, необходимо рассеивать избыточную энергию с помощью теплоотвода. Недостаток такого метода состоит в низком КПД, что идет в разрез с концепцией применения устройств с высоким КПД.

Наилучшим со всех точек зрения источником постоянного тока является импульсный регулятор. Цена таких драйверов более высокая, чем у рассмотренных выше, но точность регулирования выходного тока может быть $\pm 3\%$ в широком диапазоне светодиодных нагрузок, а КПД преобразования может достигать 96%. Это означает, что потери энергии составляют только 4%, и, следовательно, такие драйверы могут использоваться без теплоотводящих радиаторов.

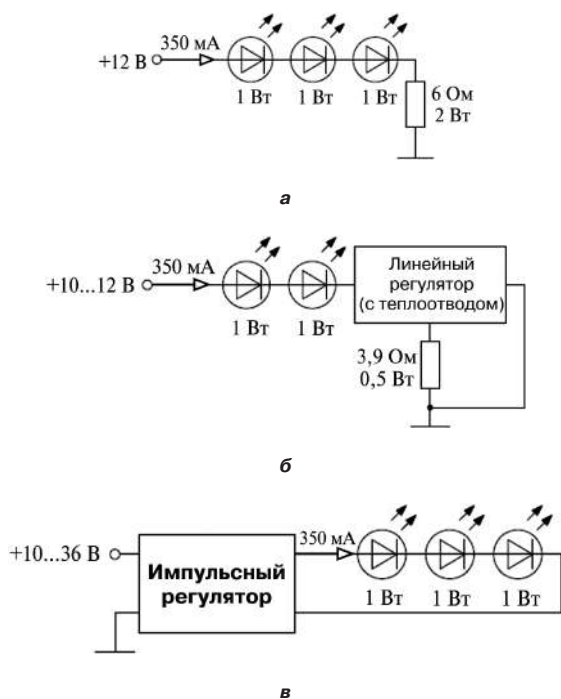


Рис. 5. Источники постоянного тока для светодиодов:
а – резистивный; б – линейный регулятор;
в – импульсный регулятор

Одно из важных различий схем, приведенных на рис. 5, заключается в диапазонах входных и выходных напряжений.

Импульсный регулятор постоянного напряжения может работать в широком диапазоне входных и выходных напряжений, и обеспечивать регулирование постоянного тока. Например, входное напряжение регулятора RCD-24.0.35 может изменяться от 5 В до 36 В, при диапазоне выходных напряжений 2 ... 34 В. Широкий диапазон выходного напряжения позволяет не только использовать различные комбинации светодиодных цепочек различной длины, но и обеспечивает широкий диапазон для уменьшения силы света (димминга).

Два первых варианта источников тока (рис. 5а и б) создают проблемы с отводом тепла, если необходимо питать только один светодиод, поскольку падение напряжения на резисторе или линейном регуляторе достаточно велико, что приводит к дополнительным потерям энергии. По этой причине диапазон входных напряжений ограничивается.

Соединение светодиодов в цепочки

Большая часть высокомоощных светодиодов разрабатывается на постоянный ток 350 мА. Причина тому – химический состав светодиодов, излучающих белый свет, что позволяет обеспечить прямое падение напряжения около 3 В и мощность $3 \text{ В} \times 350 \text{ мА} \approx 1 \text{ Вт}$, вполне приемлемой для светодиода мощностью.

Большинство преобразователей постоянного тока, используемых в качестве светодиодных драйверов, представляют собой понижающие преобразователи, т. е. их

максимальное выходное напряжение меньше входного. Таким образом, число светодиодов, питаемых от преобразователя зависит от входного напряжения (табл. 1).

Таблица 1. Число светодиодов в цепочке в зависимости от входного напряжения

Входное напряжение, В	5	12	24	36	50
Типовое число диодов в цепочке	1	3	7*	10*	15

Если входное напряжение не регулируется (аккумуляторная батарея), максимальное число светодиодов необходимо ограничить в соответствии с минимальным напряжением источника.

Пример. Сколькими светодиодами мощностью 1 Вт можно управлять при питании от свинцово-кислотного аккумулятора с напряжением 12 В?

При диапазоне изменения напряжения аккумулятора 9 ... 14 В и падении напряжения на светодиодном драйвере 1 В выходное напряжение драйвера может изменяться в пределах 8 ... 13 В. При типовом значении $U_{пр} = 3,3 \text{ В}^*$ максимальное число управляемых светодиодов – 2.

Два светодиода – это совсем немного. Решением этой проблемы может быть либо применение повышающего регулятора, либо использование двух или более параллельных цепочек светодиодов. Для двух цепочек с током 350 мА каждая, ток драйвера необходимо увеличить, чтобы питать обе цепочки соответствующим током. Таки образом, для одной цепочки требуется драйвер с выходным током 350 мА, для двух – с током 700 мА, а трем параллельным цепочкам требуется драйвер с выходным током 1,05 А, и т. д. Таким образом, выбор светодиодного драйвера зависит как от входного напряжения драйвера, так и от числа цепочек светодиодов, которыми необходимо управлять.

Возможные комбинации цепочек из светодиодов мощностью 1 Вт каждый при фиксированном напряжении питания 12 В показаны на рис. 6. При регулируемом источнике питания напряжением 12 В можно управлять тремя цепочками из трех светодиодов каждая ($3 \times 3,3 \text{ В} = 9,9 \text{ В}$), что оставляет регулируемому источнику постоянного тока запас в 2,2 В.

Подключение одной светодиодной цепочки к выходу светодиодного драйвера (рис. 6а) – это наиболее безопасный и надежный способ управления светодиодами. Достоинство такого способа состоит в точном регулировании тока и отказоустойчивости, а недостаток – небольшое число диодов, подключаемых к выходу драйвера. Если один из диодов выйдет из строя, создав разрыв в цепи, ток в остальные светодиоды поступать не будет. Если же светодиод замкнется накоротко, ток через остальные светодиоды останется неизменным.

* Существует общее ошибочное представление о том, что число подключаемых светодиодов зависит от величины максимального прямого падения напряжения, приведенной в справочных данных. На практике это не так, поскольку по мере достижения рабочей температуры $U_{пр}$. Поэтому надежнее использовать его типовое значение. В справочных данных могут приводиться минимальное, номинальное и максимальное значения $U_{пр}$, равные соответственно 3,3 В, 3,6 В и 3,9 В при температуре 25°C. Однако при 50°C эти значения станут 3,0 В, 3,3 В и 3,6 В соответственно. Поэтому к источнику с фиксированным напряжением 24 В можно надежно подключить цепочку из семи светодиодов, к источнику с напряжением 36 В – десять даже с учетом падения напряжения на светодиодном драйвере.

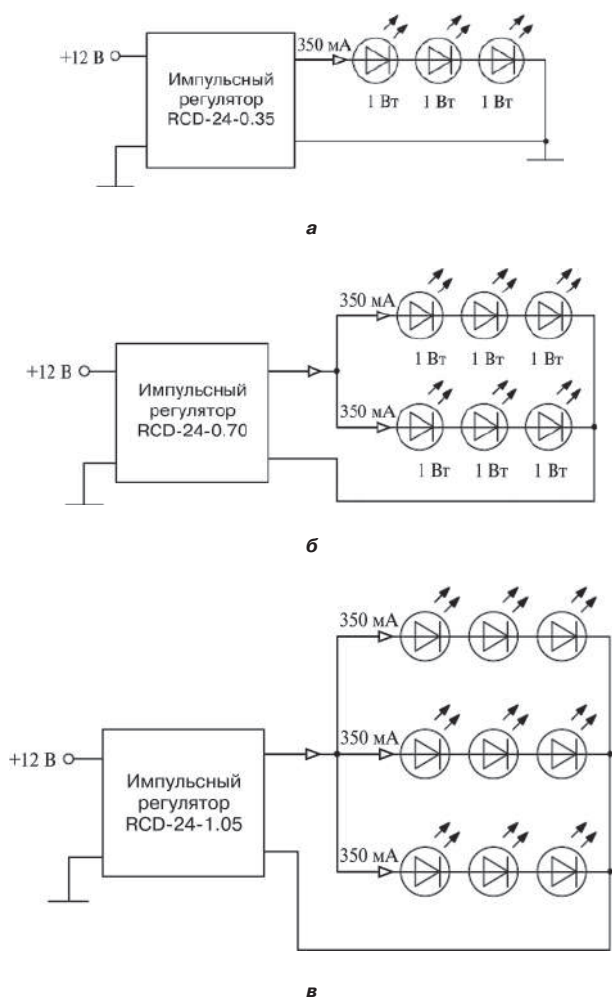


Рис. 6. Комбинации светодиодных цепочек:
а – цепочка из трех светодиодов; **б** – две светодиодные цепочки, управляемые драйвером с выходным током 700 мА; **в** – три светодиодные цепочки, управляемые драйвером с выходным током 1,05 А

Структура на рис. 6б позволяет использовать вдвое большее число светодиодов на один драйвер, однако она подвержена отказам и несбалансированности токов в цепочках.

Достоинства и недостатки структуры рис. 6в такие же, как у предыдущей.

Управление несколькими светодиодными цепочками от одного драйвера выгодно в том смысле, что можно управлять большим числом светодиодов, но при этом возможно возникновение неприятных ситуаций при выходе светодиодов из строя. Если в одной из цепочек (рис. 6б) светодиод выйдет из строя с разрывом цепи, вторая цепочка будет питаться током 700 мА, что приведет к ее быстрому выходу из строя. При трех параллельных цепочках (рис. 6в) аналогичная ситуация приведет к питанию двух оставшихся цепочек током 1 А.

Таким образом, в последнем случае каждая цепочка будет питаться током 500 мА. Скорее всего, некоторое время светодиоды проработают. Все будет зависеть от того, насколько надежно организован теплоотвод.

Но в конечном итоге избыточный ток вызовет выход из строя второго диода. При этом, весь ток источника величиной 1 А начнет протекать через третью цепочку, которая практически моментально выйдет из строя.

Если любой из светодиодов будет закорочен (рис. 6в), токи, протекающие через цепочки, будут сильно разбалансированы. При этом, наибольший по величине ток будет протекать через цепочку, содержащую закороченный диод. Это в конечном итоге вызовет отказ всей цепочки с тем же описанным выше катастрофическим “эффектом домино” для оставшихся цепочек.

Мощные светодиоды крайне надежны в эксплуатации, поэтому вышеописанные отказы могут встречаться достаточно редко. Вследствие этого, большинство разработчиков светодиодного освещения останавливаются на удобном и экономичном управлении несколькими светодиодными цепочками от одного драйвера, допуская возможность массового отказа светодиодов при выходе из строя одного светодиода.

Выравнивание токов в параллельно включенных цепочках светодиодов

Еще одну серьезную проблему представляет выравнивание токов, протекающих через параллельно включенные цепочки. Известно, что две или более светодиодных цепочек будут иметь разные суммарные прямые напряжения. Светодиодный драйвер будет обеспечивать ток при напряжении, равном среднему суммарному прямому падению напряжения каждой цепочки. Это напряжение будет для некоторых цепочек слишком большим, а для других – слишком малым. Таким образом, распределение токов не будет равномерным (рис. 7).

В приведенном на рис. 7 примере небаланс токов недостаточен для выхода из строя перегруженной цепочки. Поэтому обе цепочки будут надежно работать. Тем не менее, светоотдача цепочек будет отличаться на 6%.

Решение проблемы несбалансированности токов светодиодных цепочек может заключаться либо в управлении каждой цепочкой отдельным драйвером, либо включении дополнительного внешнего устройства балансировки токов, например, зеркала тока (рис. 8).

Транзистор VT1 играет роль эталонного источника тока, а транзистор VT2 зеркально отображает этот ток.

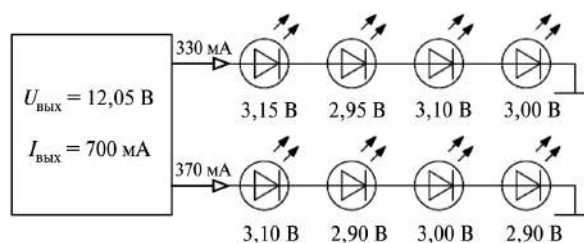


Рис. 7. Реальный случай небаланса токов: 53% / 47%

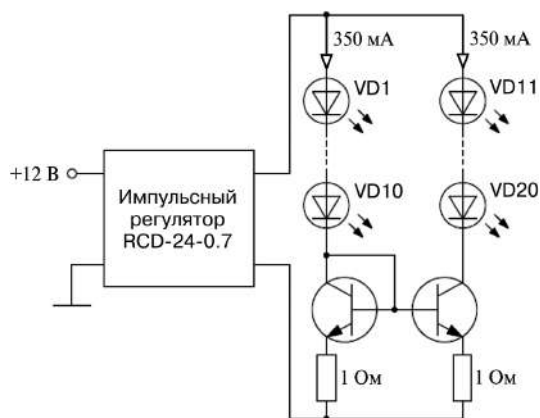


Рис. 8. Выравнивание токов цепочек с помощью зеркала тока

Таким образом, токи цепочек автоматически выравниваются. Теоретически резисторы с сопротивлением 1 Ом не нужны. Однако на практике они позволяют скомпенсировать разность напряжений база-эмиттер транзисторов VT1 и VT2, что обеспечивает более точный баланс токов.

Зеркало тока позволяет также обеспечить защиту при отказе светодиодов. Если в левой цепочке один из светодиодов выйдет из строя с разрывом цепи, вторая цепочка будет защищена, поскольку эталонный ток стане равным нулю, а значит и во второй цепочке ток будет равен нулю.

Однако, если один из светодиодов правой цепочки выйдет из строя с разрывом цепи, зеркало тока не защитит левую цепочку от перегрузки. В этом случае может помочь модификация схемы рис. 8, когда для транзистора VT1 используется балластная нагрузка для установки тока в оставшихся цепочках.

Некоторые производители светодиодов утверждают, что токораспределение в светодиодах происходит автоматически, и нет необходимости в схеме зеркала тока. Это неправильно. Разбаланс существует всегда, за исключением случая, когда суммарные прямые падения напряжений цепочек абсолютно одинаковы.

Если две параллельные светодиодные цепочки установлены на общем теплоотводе, то цепочка, потре-

бляющая больший ток будет ярче светить и сильнее нагреваться. Температура теплоотвода будет постепенно повышаться, вызывая снижение $U_{пр}$ второй цепочки и, следовательно, увеличение потребляемого тока. Теоретически, токи в обеих цепочках могут выровняться вследствие отрицательной тепловой обратной связи. Но на практике этого недостаточно для точного выравнивания токов.

Более того, если две цепочки представляют собой светодиодные лампы, никакой термокомпенсирующей обратной связи не будет. Лампа с наименьшим суммарным $U_{пр}$ будет потреблять наибольший ток, максимально нагреется, а $U_{пр}$ еще больше уменьшится. Это приведет к еще большему разбалансу токов и выходу светодиодов из строя, вследствие неуправляемого нагрева.

Когда эта идея была впервые выдвинута, у нее было много критиков, считавших, что зеркало тока не является идеальным способом выравнивания токов даже при наличии двух резисторов с сопротивлением 1 Ом. В некотором смысле это справедливо. Однако, если необходима достаточная точность выравнивания токов в параллельных цепочках, зеркало тока по-прежнему остается наиболее простым и эффективным средством, не считая управления каждой цепочкой от отдельного драйвера.

Продолжение следует

Литература

1. <http://powerpulse.net/power-spotlight/led-characteristics/> – интернет ресурс.
2. А. В. Лукин, А. А. Герасимов, Д. В. Дейнеко, М. Ю. Кастров. Перспективы развития силовой преобразовательной электроники. – Практическая силовая электроника, № 3(43), 2011, С. 2–9.
3. С. М. Коротков, А. В. Лукин. Источники питания для светодиодного освещения. – Практическая силовая электроника, № 2(46), 2012, С. 3–9.

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

В. М. Бардин, А. А. Воронков

СПОСОБЫ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕПЛОВЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

V. M. Bardin,
A. A. Voronkov

Главным параметром любого силового полупроводникового прибора (СПП), определяющим предельную величину его токовой нагрузки, является температура полупроводниковой структуры. Оценить степень ее нагрева можно только если известны величина выделяемой в СПП мощности потерь и тепловое сопротивление прибора. Измерение или расчетная оценка мощности потерь не представляют труда. Существенно сложнее определить величину теплового сопротивления. В работе дается обзор наиболее известных и доступных для реализации способов измерения этого параметра.

Ключевые слова: силовой полупроводниковый прибор, тепловое сопротивление, способ определения.

Methods for thermal resistance of power semiconductor devices measurement

The temperature of a semiconductor structure is the basic parameter of any power semiconductor device (PSD), which determines its load current limiting value. Its intensity of temperature can be determined only, if the value of generated power losses and thermal resistance of the device are known. Measuring or estimated evaluation of power losses present no difficulties. The value of thermal resistance obtaining is much more complicated. The paper presents the review of the most known and available methods for this parameter measuring.

Key words: power semiconductor device, thermal resistance, determination method.

Тепловое сопротивление любого силового полупроводникового прибора (СПП) (диоды, тиристоры, транзисторы и другие) является одним из главных параметров, знание которого позволяет решить целый ряд задач при создании силовых преобразователей электрической энергии. В частности,

- оценку теплового режима СПП при заданной величине тока нагрузки и условий охлаждения;
- подбора приборов для их параллельного соединения;
- отбраковки потенциально ненадежных образцов;
- анализа качества и стабильности технологического процесса изготовления СПП и для решения ряда других вопросов.

Известно, что тепловое сопротивление определяется из соотношения:

$$R_T = \frac{T_j - T_c}{P}, \quad (1)$$

где T_j – температура полупроводниковой структуры СПП, T_c – температура корпуса, P – мощность потерь в приборе.

Величину мощности потерь можно оценить расчетным путем при известных параметрах тока через СПП и параметрах прямой вольтамперной характеристики (ПВАХ).

Измерение температуры корпуса также не представляет серьезных трудностей. Главная проблема – оценка величины температуры полупроводникового элемента. Измерить эту температуру непосредственно не представляется возможным. Поэтому используются различные косвенные методы. Все они основаны на наличии зависимости, тех или иных измеряемых параметров СПП от температуры (термочувствительные параметры – “ТЧП”). Фактически все парамет-

тры СПП зависят от температуры. Речь может идти только о характере такой зависимости (линейной или нелинейной) и о ее крутизне (чувствительности), т. е. о величине изменения ТЧП в пересчете на один градус температуры. В качестве ТЧП могут быть использованы параметры ПВАХ (U_0 , R_g , ΔU), параметры цепи управления, вольт-фарадные характеристики, динамические параметры, например, время включения и выключения. Наиболее часто в качестве ТЧП используется зависимость падения напряжения на приборе от протекания через него небольшого тока постоянной величины [1, 2]. Хотя есть примеры использования и других ТЧП.

Типовая структура устройства для реализации такого метода приведена на рис. 1.

С помощью источника 1 исследуемый прибор 2 (ИП) нагревается до установившегося теплового состояния. Величина греющего тока и условия охлаждения задаются такими, чтобы не допустить перегрева ИП, но была обеспечена достаточная точность измерения. Греющий ток может быть, как постоянным, так и

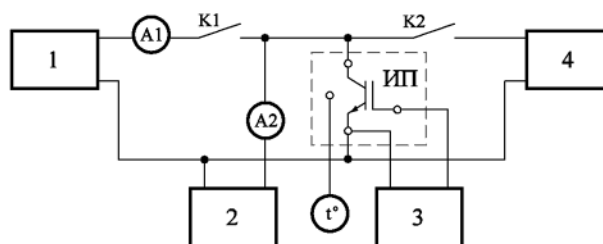


Рис. 1. Структура устройства для измерения R_{Th} :
1 – источник греющего тока, 2 – источник стабилизированного измерительного тока, 3 – источник сигнала управления исследуемым прибором, 4 – устройство измерения ТЧП

пульсирующим, но при этом частота пульсаций должна быть достаточно высокой, чтобы можно было пренебречь колебаниями температуры полупроводниковой структуры. После нагрева ИП, быстродействующими ключами производится его отключение от источника греющего тока (1) и подключение измерителя ТЧП (4). Затем с помощью предварительно построенной для данного ИП градуировочной зависимости, оценивается температура структуры (T_c). Температуру корпуса ИП измеряют с помощью контактного термодатчика или иным способом, обеспечивающим достаточную точность измерения. По полученным данным рассчитывают величину R_T .

Такой процесс измерения оказывается весьма трудоемким, в основном, из-за длительного времени построения градуировочной зависимости. Поэтому изготовители СПП, в том числе и транзисторов, в справочной информации на конкретные типы приборов приводят только усредненные данные $R_{Tн}$.

Было много попыток обойти эти трудности и создать экспресс-метод измерения тепловых сопротивлений, исключающий процесс предварительной градуировки и уменьшающий время измерения. К наиболее известным методам экспресс-измерений можно отнести следующие:

- метод усредненных температурных коэффициентов,
- метод двух режимов,
- метод двух экспонент,
- корреляционные методы.

Метод усредненных температурных коэффициентов

Метод предполагает предварительное построение градуировочных зависимостей на относительно небольшой партии приборов. Если эти зависимости носят линейный характер, то определяется усредненный коэффициент их крутизны, который в дальнейшем используется для графического построения таких зависимостей для других транзисторов данного типа по одной измеренной точке. Пример такой реализации приведен в [3]. В качестве ТЧП авторы предложили использовать прямое падение напряжения на затворе транзистора (U_{GS}) при условии $I_D \gg 250 \mu\text{A}$. На рис. 2 приведены температурные зависимости U_{GS} при разных

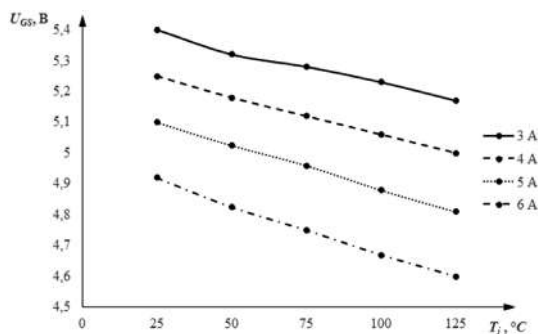


Рис. 2. Зависимости U_{GS} МДП-транзистора при разных токах I_D

значениях тока I_D .

Зависимости имеют линейный характер с коэффициентом чувствительности ТЧН $U_{GS} = -0,003 \text{ В}/^\circ\text{C}$.

В другой работе [4] предложено в качестве ТЧП использовать прямое падение напряжения на кристалле ИП. Полученные зависимости $U_{DS}(t^\circ)$ носят экспоненциальный характер, но путем преобразования координат в логарифмическом масштабе их можно представить в виде прямых. Коэффициент чувствительности для транзисторов IRF830 оказался равным $-0,007 \text{ В}/^\circ\text{C}$.

Метод двух режимов

Суть данного метода была рассмотрена в ряде работ разных авторов и в разное время [5, 6].

Пусть в некотором установившемся режиме принудительного охлаждения испытуемого прибора (первый режим) мощность потерь равна P_1 , температура корпуса T_{c1} , и значение выбранного ТЧП равно ρ_1 . Тогда

$$R_T = \frac{T_{i1} - T_{c1}}{P_1}. \quad (2)$$

Создав другой режим с другой интенсивностью охлаждения, величина P_2 подбирается так, чтобы $\rho_2 = \rho_1$, т. е. обеспечивается условие $T_{c2} = T_{c1}$. Тогда

$$R_T = \frac{T_{i1} - T_{c2}}{P_2}. \quad (3)$$

Исключив из (2) и (3) значение T_{i1} , получим

$$R_T = \frac{T_{c1} - T_{c2}}{P_2 - P_1}. \quad (4)$$

Таким образом, необходимо измерить два значения температуры корпуса, два значения мощности потерь, первое из которых может быть выбрано произвольно, а второе подбирается путем регулирования, греющего тока для достижения условия $\rho_1 = \rho_2$. Вопрос выбора ТЧП и способа его измерения не принципиальны. Требуется лишь обеспечить его соответствие температуре структуры прибора и достаточную крутизну зависимости $\rho = f(t^\circ)$.

Метод двух экспонент

Суть метода [6] проиллюстрирована на рис. 3.

Через ИП пропускается греющий ток небольшой величины (несколько ампер). В процессе нагрева прибора в момент времени t_1 измеряется значение ТЧП (ρ_1) и температуры корпуса $T_{к1}$. После выключения греющего тока в момент t_2 начинается процесс остывания ИП. На этом этапе непрерывно измеряется величина ρ и температура корпуса. В момент t_3 , когда достигается равенство $\rho_1 = \rho_2$ измеряется температура корпуса $T_{к2}$. Далее по формуле

$$R_T = \frac{T_{к2} - T_{к1}}{P} \quad (5)$$

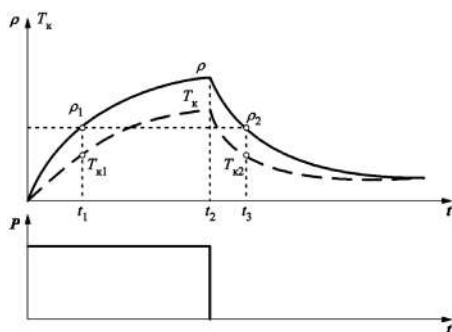


Рис. 3. Диаграмма изменения ТЧП в процессе измерений

определяют искомую величину.

В работе [7] приводится другой вариант этого метода, когда ИП нагревается последовательностью импульсов тока.

Корреляционные методы

Корреляционные методы основаны на существовании взаимосвязи физических параметров СПП с его тепловым состоянием, в частности, с тепловым сопротивлением. Один из таких методов назван “методом тепловой постоянной”.

Известно, что при подключении ИП к источнику греющего тока изменение температуры структуры и корпуса прибора до установившегося значения происходит в течении некоторого времени. Если в течение этого процесса непрерывно или дискретно измерять тепловое сопротивление, то можно построить зависимость переходного теплового сопротивления $r_i(t)$. Через некоторое время величина $r_i(t)$ станет равной величине установившегося теплового сопротивления R_T (рис. 4).

Можно полагать, что чем больше R_T , тем медленнее при прочих равных условиях будет нагреваться прибор. То-есть будет больше интервал времени от начала процесса до установления теплового равновесия. Время τ условно названо *тепловой постоянной* СПП.

Очевидно, что существует корреляционная связь между тепловым сопротивлением R_T и величиной τ . Если корреляционный коэффициент между ними установлен, то измерив τ можно оценить величину R_T .

Метод теплового гистерезиса

Еще одним параметром, характеризующим тепловое состояние прибора, может быть петля теплового

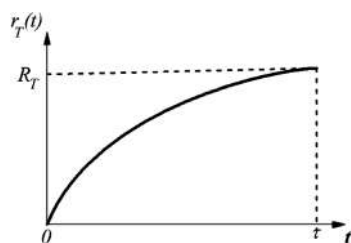


Рис. 4. Характерный вид графика переходного теплового сопротивления

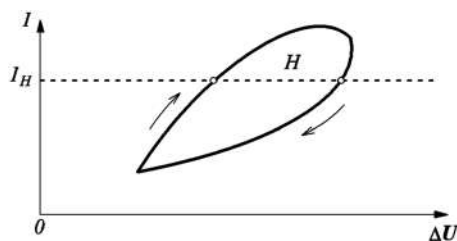


Рис. 5. Петля теплового гистерезиса ПВАХ СПП

гистерезиса ПВАХ [8]. При протекании через СПП тока нагрузки в нем выделяется определенная мощность потерь, что приводит к его нагреву и изменению положения ПВАХ. Температурный коэффициент у большинства силовых диодов и тиристоров на основе кремния отрицателен. Таким образом, омическое сопротивление прибора с ростом температуры падает. У IGBT транзисторов на рабочем участке его ПВАХ этот коэффициент положителен, т. е. сопротивление прибора увеличивается. Но в любом случае, независимо от знака температурного коэффициента, положения его ПВАХ изменяется. Если СПП нагружается импульсом тока определенной амплитуды и длительности (например, полусинусоидальной, колоколообразной или иной), то ПВАХ, непрерывно изменяясь, формирует петлю теплового гистерезиса ПТГ (рис. 5).

Параметры этой петли, например, ее площадь “S” или ширина “H” в определенной степени характеризуют тепловые свойства СПП: тепловую инерционность, теплоемкость, степень нагрева полупроводникового элемента. А эти параметры, в свою очередь, характеризуют качество изготовления прибора, его нагрузочную способность и надежность. Параметры ПТГ позволяют судить не только о качестве изготовления прибора, но и производить неразрушающую отбраковку потенциально ненадежных образцов.

Можно полагать, что параметры ПТГ имеют корреляционную связь с тепловым сопротивлением прибора. Если такая связь определена и коэффициент корреляции известен, то оценка величины R_T не представляет сложностей.

В качестве примера на рис. 6 приведена гистограмма распределения тепловых сопротивлений партии транзисторов (50 шт.) типа IRG4PH50VD с номинальным током 45 А. Измерения проводились с использованием градуировочных зависимостей.

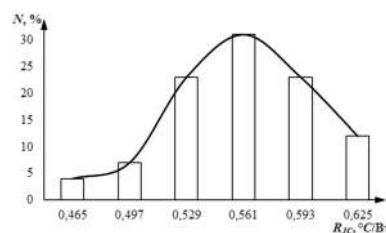


Рис. 6. Гистограмма распределения тепловых сопротивлений переход-корпус R_{JC} транзисторов и ее огибающая

Литература

1. Бардин В. М. Аппаратура и методы контроля параметров силовых полупроводниковых вентилялей / В. М. Бардин, Л. Г. Моисеев, Ж. Г. Сурочная, О. Г. Чебовский. – М.: “Энергия”, 1971. – 184 с.
2. Чебовский О. Г. Испытания силовых полупроводниковых приборов / О. Г. Чебовский, Л. Г. Моисеев. – М.: Энергоиздат, 1981. – 200 с.
3. Беспалов Н. Н. Сравнительный анализ термочувствительных параметров мощных МДП-транзисторов / Н. Н. Беспалов, А. Е. Лысенков // “Электроника и информационные технологии”. – 2011 выпуск 2 (11) – 2011. – http://fetmag.mrsu.ru/2011-2/pdf/thermosensitive_parameters.pdf.
4. Беспалов Н. Н. Исследование стоковых характеристик МДП-транзисторов / Беспалов Н. Н., Лысенков А. Е. // Электроника и информационные технологии. – 2009 выпуск 1 (5) – 2009. – http://fetmag.mrsu.ru/2009-2/pdf/Drain_characteristics_MOSFET.pdf.
5. Рабинерсон А. А. Режимы нагрузки силовых полупроводниковых приборов / А. А. Рабинерсон, Г. А. Ашкинази. – М.: “Энергия”, 1976. – 293 с.
6. Патент РФ на изобретение № 2240573, G01R31/26 Экспресс-метод определения теплового сопротивления переход-корпус силовых полупроводниковых приборов в корпусном исполнении. Флоренцев С. Н., Гарцибейн В. М. и др., опубл. 20.11.2004.
7. Патент РФ на изобретение № 2516609, G01R31/26. Способ определения теплового сопротивления переход-корпус транзисторов с полевым управлением. Беспалов Н. Н., Лысенков А. Е., опубл. 20.05.2014.
8. Патент РФ на изобретение № 2597149, G01R31/26. Способ оценки теплового параметра силовых полупроводниковых приборов и устройство для его осуществления. Бардин В. М., Новиков Д. П., опубл. 10.09.2016.
9. Бардин В. М. Взаимосвязь разброса параметров силовых транзисторов и температуры их полупроводниковой структуры / В. М. Бардин, Д. П. Новиков // Силовая электроника, № 5, 2016, С. 24–26.

Бардин Вадим Михайлович, к. т. н., профессор кафедры радиотехники, ФГБОУ ВПО “Мордовский государственный университет имени Н. П. Огарева”, тел.: 8(8342) 29-05-79, e-mail: markiz.bardin@yandex.ru;

Воронков Антон Александрович, преподаватель кафедры радиотехники, ФГБОУ ВПО “Мордовский государственный университет имени Н. П. Огарева”, тел.: 8(8342) 29-05-59, e-mail: voronkov_aa@mrsu.ru.

Л. Э. Рогинская, А. Р. Латыпов

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ С МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫМ ТРАНСФОРМАТОРОМ

L. E. Roginskaya,
A. R. Latypov

Semiconductor converter of higher frequency
with multifunctional transformer

Индукционный нагрев имеет ряд преимуществ перед другими видами нагрева, чем и объясняется широкое распространение в промышленности. Индукционные установки широко применяются дляковки, штамповки, поверхностной закалки обрабатываемых деталей. В состав индукционных установок входят источники питания, функция которых заключается в генерировании тока повышенной и высокой частоты. В качестве источников питания в основном применяются полупроводниковые преобразователи частоты – тиристорные и транзисторные преобразователи. Для транзисторных и тиристорных преобразователей характерна обратно пропорциональная зависимость выходной мощности от частоты управления. Данная зависимость ограничивает диапазон применения транзисторных преобразователей частоты. В связи с этим расширение частотного диапазона тиристорных преобразователей является актуальной задачей. Задача в данной работе решается с помощью каскадного соединения к выходу тиристорного преобразователя частоты ферромагнитного умножителя частоты.

Моделирование каскадного включения тиристорного преобразователя и ферромагнитного учетверителя выполнено в математическом пакете Matlab Simulink и Matlab Sim Power System. Тиристорный преобразователь выполнен на базе мостового симметричного резонансного инвертора.

В результате моделирования установлена возможность совместной работы тиристорного преобразователя и ферромагнитного учетверителя частоты. Получена возможность регулирования выходной мощности путем изменения тока подмагничивания. Исследована зависимость выходного тока от напряжения питания. Теоретические результаты подтверждены экспериментальными исследованиями.

Построенная модель установки позволяет получить на выходе 3 вида различных по частоте напряжения: выходное напряжение преобразователя (f), удвоенная частота на одном выходе ($2f$), учетверенная частота на втором выходе ($4f$). Экспериментальные исследования подтверждают принципиальную возможность расширения частотного диапазона тиристорного преобразователя и функциональных возможностей.

Ключевые слова: тиристорный преобразователь, ферромагнитный умножитель (учетверитель), резонансный инвертор, каскадное включение, схемотехническая модель, математическая модель.

Induction heating has a number of advantages over other types of heating, which explains its wide spread in industry. Induction installations are widely used for forging, stamping and surface hardening of machined parts. Induction installations include power supplies, whose function consists in generate a high and higher frequency current. Semiconductor frequency converters, such as thyristor and transistor converters are used generally as power sources. Inverse proportion of the output power to control frequency is peculiar to thyristor and transistor converters. This dependency limits the area of transistor frequency converters. Frequency range extension of thyristor converters is thereby a topical problem. This problem in this work is solved by cascaded connection of a ferromagnetic frequency multiplier to the thyristor converter output.

Simulation of a thyristor converter and a ferromagnetic quadrupler cascaded connection was performed in Matlab Simulink and Simpower Systems. Thyristor converter was developed based on full-bridge symmetrical resonant inverter.

Simulation results established the possibility of thyristor converter and a ferromagnetic frequency quadrupler joint operation. The possibility of output power regulation by bias current variation was obtained. The dependency of output current from supply voltage was studied. Theoretical results were confirmed by experimental research.

The developed model of the installation allows obtain three types of voltages dissimilar by frequency: the converter output voltage (f), doubled frequency at one output ($2f$) and quadruple frequency at the second output ($4f$). Experimental research confirmed the possibility in principle of frequency range extension of a frequency converter and its functionality.

Key words: thyristor converter, ferromagnetic multiplier (quadrupler), resonant inverter, cascaded connection, circuit design model, mathematical model.

Индукционный нагрев основан на преобразовании в нагреваемых деталях энергии электромагнитного поля в тепловую. Индукционные установки широко применяют в промышленности: поверхностная закалка, ковка, пайка, сварка деталей. Широкое распространение объясняется рядом преимуществ над остальными видами нагрева:

- отсутствие контактного элемента: происходит прямой нагрев обрабатываемой поверхности заготовки;
- повышенная скорость нагрева за счет поверхностного эффекта;
- повышенное значение КПД за счет отсутствия контактного элемента.

В состав индукционной установки входят источники питания. Для получения высоких технико-экономических показателей необходимы источники питания повышенной и высокой частоты, которые варьируются в широких пределах. В качестве источников питания используют статические преобразователи, обычно тиристорные либо транзисторные преобразователи частоты. В настоящее время благодаря созданию полностью управляемых полупроводниковых приборов, таких как IGBT и MOSFET, стало возможным получение источников питания для генерирования сверхвысоких частот. Следует отметить, что для всех полупроводниковых преобразователей характерно уменьшение выходной мощности с увеличением частоты инвертора [1]. Поэтому каждому типу полупроводниковых преобразователей соответствует свой диапазон устойчивой работы. Данная закономерность приведена на рис. 1.

Таким образом расширение частотного диапазона полупроводниковых преобразователей является актуальной задачей.

В представленной работе поставлена задача расширения частотного диапазона полупроводникового преобразователя путем его каскадного соединения с многофункциональным трансформатором, предназначенным для согласования выходного напряжения инвертора с напряжением нагрузки и стабилизации нагрузочного напряжения. Принципиальная схема такого соединения представлена на рис. 2, где ТПЧ – тиристорный преобразователь частоты, УЧФ – ферромагнитный учетверитель частоты [2]. Выходная частота трансформатора может быть увеличена в 4 (рис. 2а), либо в 2 раза (рис. 2б) В большинстве полупроводниковых преобразователей трансформатор используется для согласования параметров нагрузки с параметрами источника питания [3, 4]. В случае применения вышеуказанной схемы, наряду с этими задачами появляется возможность изменения частоты в кратное число раз, стабилизации и регулирования выходной мощности путем регулирования тока подмагничивания. Практическая ценность получения одновременно двойной и учетверенной частоты заключается в возможности одновременно обрабатывать две различные заготовки, либо заготовки сложной геометрической формы, например, при поверхностной закалке заготовки.

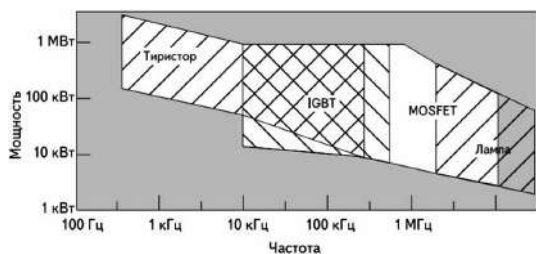
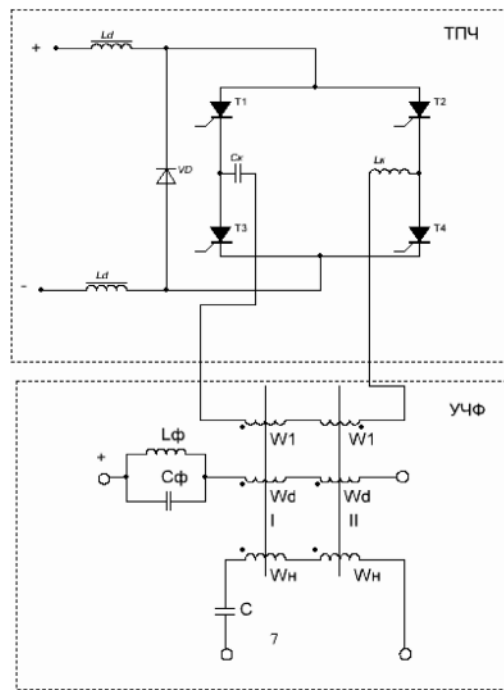
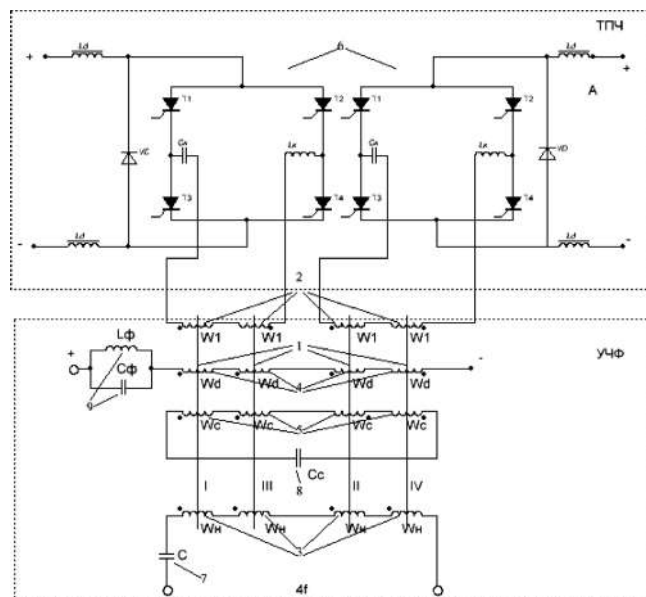


Рис. 1. Зоны использования источников питания индукционных установок

Электромагнитные процессы, протекающие в преобразователе частоты описываются дифференциальными уравнениями высокого порядка. Поэтому было проведено компьютерное моделирование в математическом пакете *Matlab*. В качестве первой ступени каскада выбрана схема мостового последовательного инвертора, схемотехническая модель которого представлена на рис. 3. Она выполнена в приложении *SimPower Systems*. Модель второй ступени каскада, ферромагнитного учетверителя частоты, выполнена в приложении *Simulink* и представлена на рис. 4 [5].



а



б

Рис. 2. Схема каскадного соединения: а – удвоитель частоты, б – учетверитель частоты

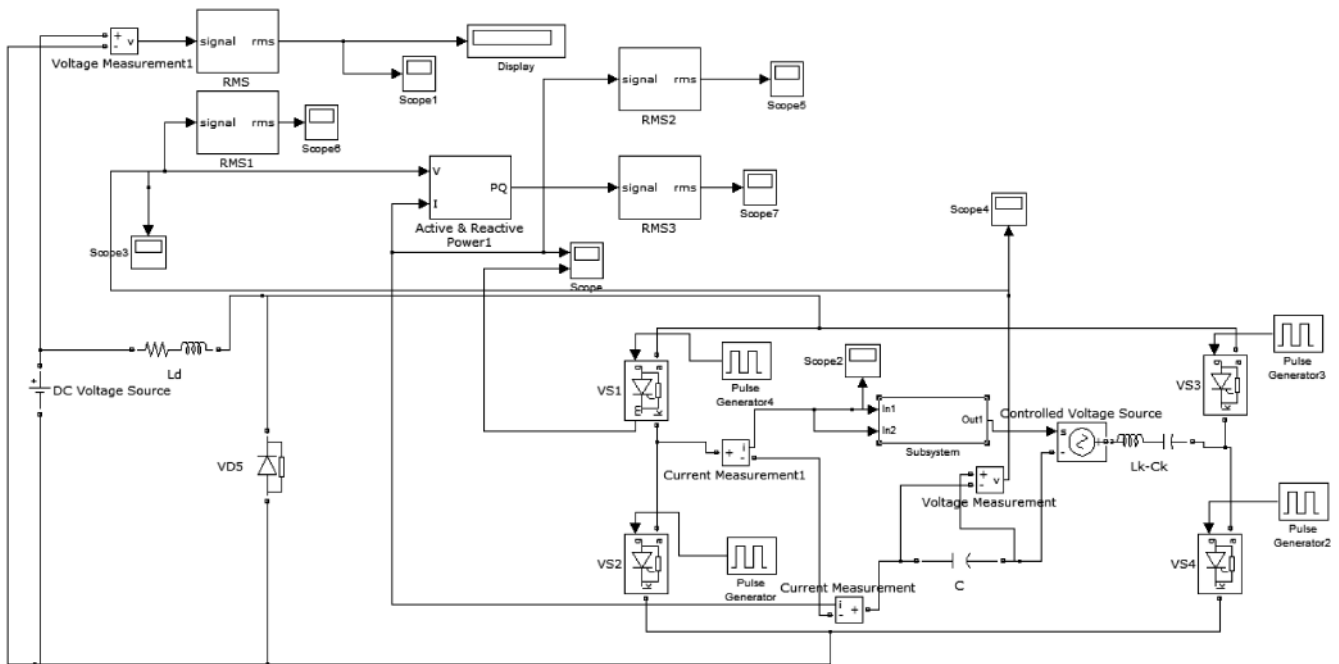


Рис. 3. Математическая модель тиристорного преобразователя частоты

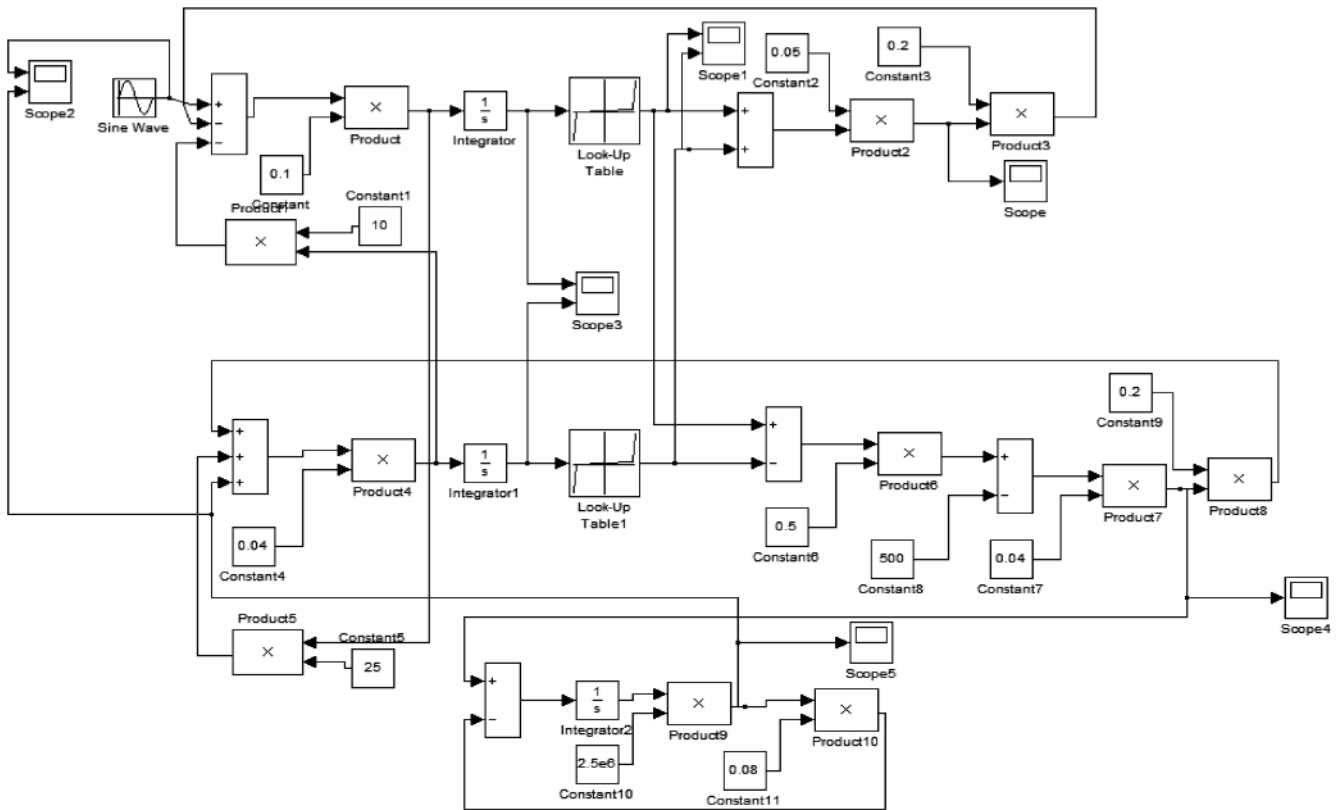


Рис. 4. Математическая модель ферромагнитного удвоителя частоты

Принцип построения и работы моделей, а также описание дифференциальных уравнений, лежащих в основе каскадного соединения, изложены в предыдущих работах [6, 7].

Для выявления наиболее устойчивого режима работы построена зависимость выходной мощности от тока подмагничивания – рис. 5. Из приведенного графика видно, что устойчивая работа наблюдается при $F_d = 200 \dots 350$ А. Следует отметить, что путем изменения тока подмагничивания можно регулировать ток нагрузки и, соответственно, мощность нагрузки. Достоинством математического пакета *Matlab* является возможность автоматизации численного эксперимента. Зависимости выходных параметров от входных получены в автоматическом режиме. Для этого необходимо создать небольшую программу, в которой можно задать шаг изменения входного параметра (тока подмагничивания), диапазон изменения входного параметра (от 0 до 400). По окончании цикла расчетов программа строит график. Автоматизация позволяет облегчить проведение численного эксперимента и выявить все точки кривой. Пример автоматизации приведен на рис. 5.

После построения модели источника питания и изучения характера электромагнитных процессов, проведены работы по экспериментальному подтверждению теоретических результатов. Экспериментальная установка собрана на базе предприятия ООО «Верба», специализирующегося на производстве тигельных печей и тиристорных преобразователей. Экспериментальная установка изображена на рис. 6а. Она состоит из трех блоков: блока выпрямителя, блока инвертора и блока удвоителя частоты, соединенного с индуктором. Блок выпрямителя подсоединен к сети переменного напряжения. Блок инвертора собран на основе полумостового параллельного инвертора напряжения, в котором в качестве нагрузки используется ферромагнитный удвоитель частоты. Ферромагнитный удвоитель частоты представляет собой часть учетверителя.

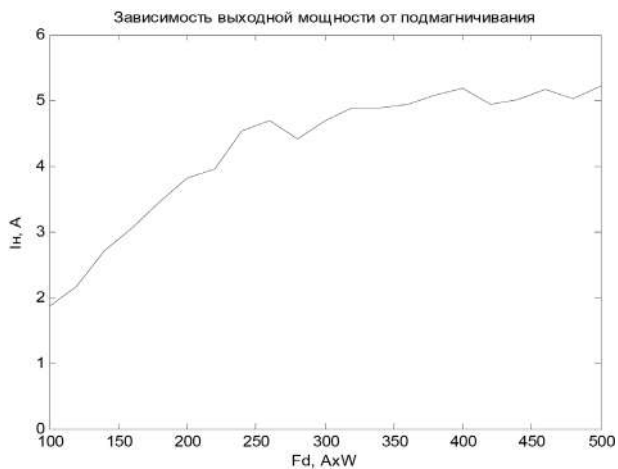


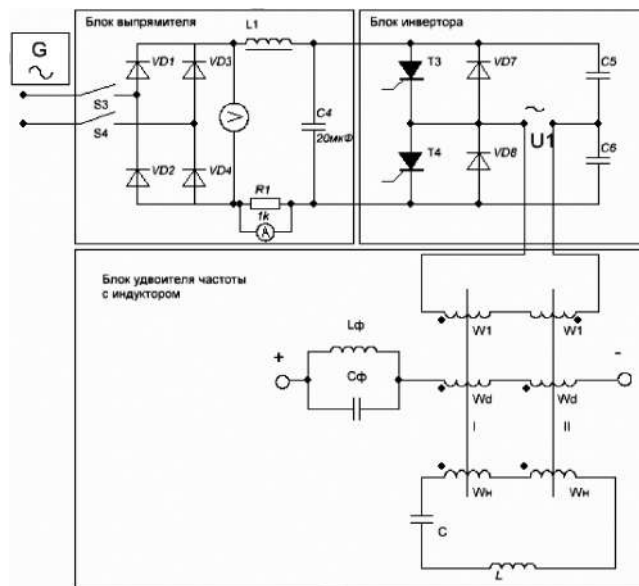
Рис. 5. График зависимости выходной мощности от тока подмагничивания

Поэтому электромагнитные процессы, происходящие в умножителях идентичны.

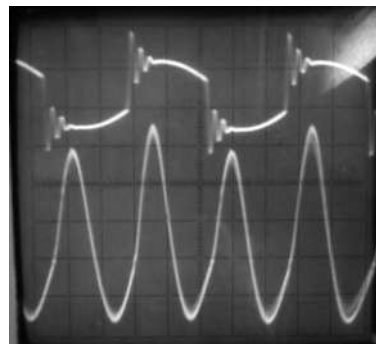
Схема инвертора в нашем случае имеет выходную частоту $f = 10$ кГц. В связи с этим на выходе ферромагнитного удвоителя имеем частоту 20 кГц. Работу индуктора в данной схеме имитирует $R-L$ цепочка в цепи нагрузки. На рис. 6б изображены осциллограммы напряжений на выходе инвертора (верхняя осциллограмма) и на нагрузке (нижняя осциллограмма). Из приведенных осциллограмм можно сказать, что происходит умножение частоты 2 раза. При этом напряжение инвертора близка к прямоугольно, а напряжение удвоителя к синусоидальной.

На сегодняшний день в результате стыковки двух видов преобразователей выявлена возможность расширения частотного диапазона. Таким образом, выявлена возможность совмещения двух преобразователей различного природу.

В дальнейшем планируются работы по получению характеристик установки и увеличению выходной



а



б

Рис. 6. Обобщенная схема экспериментальной установки (а); осциллограммы выходного напряжения инвертора (верхняя осциллограмма) и напряжения на индукторе L (нижняя осциллограмма) (б)

мощности. Стоит отметить, что в качестве блока инвертора возможно использование как тиристорных так и транзисторных преобразователей.

В результате полученных результатов можно сказать, что наличие ферромагнитного умножителя в схеме полупроводникового преобразователя позволяет:

1. Согласовать выходное напряжение инвертора с напряжением нагрузки.

2. Регулировать выходную мощность путем изменения тока подмагничивания.

3. Расширить частотный диапазон при одном и том же полупроводниковом преобразователе и получить на выходе 3 вида по частоте напряжения:

- выходное напряжение тиристорного преобразователя f ;
- удвоенная частота на одном выходе учетверителя частоты $2f$;
- учетверенная частота на втором выходе $4f$.

Литература

1. *Афанасьев А. М.* Автореферат [Электронный ресурс]. <http://dlib.rsl.ru/01006660662>.

2. *Рогинская Л. Э., Латыпов А. Р., Исмагилов Р. Р.* Патент на полезную модель № 155285 “Магнитополупроводниковый высокочастотный источник питания” [Электронный ресурс]. <http://poleznayamodel.ru/model/15/155285.html>.

3. *Белкин А. К., Костюкова Т. П., Рогинская Л. Э., Шуляк А. А.* Тиристорные преобразователи частоты. – М.: Энергоатомиздат, 2000. – 263 с.: ил.

4. *Бамдас А. М., Блинов И. В., Захаров Н. В., Шапиро С. В.* Ферромагнитные умножители частоты. – М., “Энергия”, 1968. 176с, с илл. (Серия “Трансформаторы”, вып.18).

5. *Рогинская Л. Э., Исмагилов Р. Р., Рахманова Ю. В.* Согласование выходных параметров инвертора для индукционного нагрева с параметрами нагрузки с помощью ферромагнитного умножителя частоты. В кн.: Электротехнические и информационные комплексы и системы. – УГАТУ, № 2, т. 9, 2013.

6. *Рогинская Л. Э., Латыпов А. Р.* Расширение частотного диапазона полупроводникового преобразователя на базе многофункциональных трансформаторов. – Практическая силовая электроника, № 2 (58) 2015, С 41–45.

7. *Рогинская Л. Э., Латыпов А. Р.* Многофункциональный источник питания для электротехнологии на основе полупроводникового преобразователя и ферромагнитного умножителя частоты. XVIII Бенардосовские чтения-2015. – ФГБОУВПО “Ивановский государственный энергетический университет имени В. И. Ленина”.

Рогинская Любовь Эммануиловна, д. т. н., профессор кафедры электромеханики ФГБОУВПО “Уфимский государственный авиационный технический университет”, тел.: (347) 273-77-87;

Латыпов Айдар Рифович, аспирант кафедры электромеханики ФГБОУВПО “Уфимский государственный авиационный технический университет”, тел.: (347) 273-77-87, e-mail: aidarlat@gmail.com.

Н. В. Дякин

ВЫБОР РАЦИОНАЛЬНОГО ТИПА НАКОПИТЕЛЯ ЭНЕРГИИ В МНОГОАГЕНТНОЙ СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДОВ НЕЛИНЕЙНОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ

N. V. Dyakin

Selection of rational type of energy storage in multi-agent power supply control system using non-linear programming methods

В статье представлен метод выбора рационального заряда/разряда накопителей энергии с учетом их параметров, для реализации которого применяются методы нелинейного программирования. При этом для описания зависимости емкости накопителя энергии от внешних параметров предлагается использовать машинное обучение.

Ключевые слова: агент, многоагентная система, нелинейное программирование, машинное обучение, дерево решений, нейронные сети, альтернативные источники энергии, аккумуляторная батарея.

The article presents energy storage units' charging/discharging method selection with account for their parameters. The suggested method is realized by non-linear programming methods. The author suggests herewith describing the dependence of capacity of an energy storage from external parameters by employing machine-learning methods.

Key words: agent, multi-agent system, nonlinear programming, machine learning, decision tree, neural networks, alternative renewable energy sources, storage battery.

В настоящее время наземные системы электроснабжения с генерирующими установками, использующими альтернативные источники энергии, получили свое развитие как в европейских странах, так и в России с ее значительными и малоосвоенными территориями Восточной Сибири и Дальнего Востока.

Локальные наземные системы электроснабжения состоят из различных типов генерирующих установок (ветроэнергетические установки, солнечные энергетические установки, малые тепловые энергетические установки и т. д.), накопителей энергии (кислотные, литиевые аккумуляторные батареи) и групп потребителей с различными требованиями к качеству электроэнергии и графиками потребления в течение дня.

Для эффективной работы системы электроснабжения в зависимости от параметров окружающей среды необходимо прогнозирование выработки, накопления и потребления электрической энергии на краткосрочный и долгосрочный периоды времени.

В процессе функционирования системы электроснабжения для построения модели выработки и потребления электрической энергии на заданный период времени требуется сбор и обработка большого объема информации, что предполагает использование многоагентного подхода. Данный подход предусматривает разбиение системы на агенты. В качестве агента выступает программно-аппаратный модуль объекта локальной системы электроснабжения, который осуществляет: обмен данными с другими агентами, сбор собственной информации, адаптацию к текущей среде ("самообучение") и решение поставленных задач управления по индивидуальному алгоритму [1–3].

Ниже рассмотрено функционирование одного из агентов системы – агента накопителя энергии (АНЭ),

главной задачей которого является управление процессами заряда и разряда накопителя энергии (НЭ) и обмен информацией с другими агентами для прогнозирования работы НЭ. Кроме того, АНЭ должен адаптироваться к различным типам НЭ и обеспечивать универсальность по отношению ко всей системе.

В качестве основного накопителя энергии рассматриваются химические накопители энергии – аккумуляторные батареи (АБ) разнообразных типов (кислотные, литиевые и т. д.), характеристики которых необходимо учитывать в процессе эксплуатации.

В системе с несколькими типами АБ в качестве критерия для выбора рационального режима заряда/разряда каждого из типов АБ предлагается использовать стоимость одного цикла заряда/разряда.

Для одного из АНЭ стоимость цикла заряда/разряда составляет:

$$C_{\text{ц}} = \frac{C_{\text{нэ}}}{N}, \quad (1)$$

где $C_{\text{нэ}}$ – стоимость НЭ, N – число циклов заряд/разряд.

Стоимость НЭ включает не только стоимость АБ, но стоимость оборудования, которое обеспечивает работу различных типов НЭ (зарядное устройство, приборы контроля процесса заряда/разряда и т. д.), а также стоимость эксплуатации (регламентные работы, плановые ремонты, расходные материалы и т. д.) и, в конечном итоге, утилизацию.

Соотношение числа циклов от глубины разряда $N(dod)$ представляет собой одну из основных характеристик аккумуляторной батареи и имеет нелинейный характер, что иллюстрирует рис. 1 [3–4].

Производители АБ предоставляют в форме таблиц или графиков, полученных экспериментальным путем,

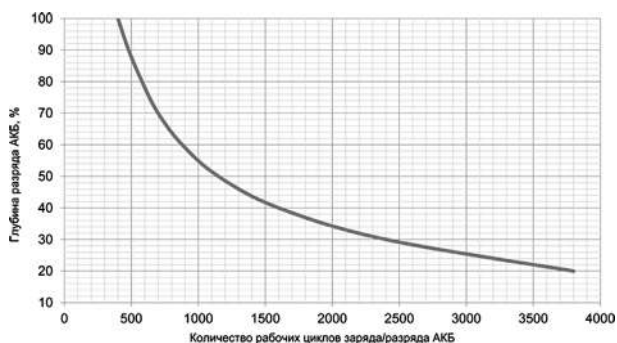


Рис. 1. График числа рабочих циклов АКБ в зависимости от глубины разряда

зависимость $N(dod)$. Предлагается описать нелинейный характер $N(dod)$ с помощью полинома третьей степени следующего вида:

$$y(x) = a + bx + cx^2 + dx^3. \quad (2)$$

Полином третьей степени для кислотных АКБ имеет следующий вид:

$$N(dod) = 4,085 \cdot 10^3 - 67,438dod - 0,561dod^2 - 2,336 \cdot 10^{-3} dod^3. \quad (3)$$

Принимая во внимания соотношения (1) и (3), стоимость одного цикла заряда/разряда АКБ определяется следующим образом:

$$C_{ц} = \frac{C_{нэ}}{4,085 \cdot 10^3 - 67,438dod - 0,561dod^2 - 2,336dod^3}. \quad (4)$$

Как правило, практический интерес представляют системы электроснабжения с аккумуляторными батареями различных типов (АБ₁, АБ₂), накапливающие электроэнергию W_1 и W_2 (кВт ч) соответственно. Одной из задач многоагентной системы является прогнозирование на заданный период времени рациональной глубины разряда АБ₁ и АБ₂ для гарантированного электроснабжения с минимальной стоимостью одного цикла заряд/разряд.

С учетом выражения (1) стоимость одного цикла работы для двух АБ₁, АБ₂ равняется:

$$C_{ц} = C_{ц1} + C_{ц2} = \frac{C_{нэ1}}{N_1(dod_1)} + \frac{C_{нэ2}}{N_2(dod_2)}, \quad (5)$$

где N_1, N_2 – соотношение числа циклов и глубины разряда для АБ₁ и АБ₂; $C_{нэ1}, C_{нэ2}$ – стоимость одного цикла заряда/разряда АБ₁ и АБ₂.

Принимая во внимание выражение (5), соотношение (2) имеет следующий вид:

$$C_{ц} = \frac{C_{нэ1}}{a_1 + b_1dod_1 + c_1dod_1^2 + d_1dod_1^3} + \frac{C_{нэ2}}{a_2 + b_2dod_2 + c_2dod_2^2 + d_2dod_2^3}. \quad (6)$$

Для определения минимальной стоимости одного цикла работы АБ при требуемой рациональной глубине разряда АБ₁, АБ₂ используются методы нелинейного программирования с целевой функции в виде соотношения (6). На рис. 2 изображен график целевой функции с учетом глубины разряда двух АБ, где ось X, Y – глубина разряда АБ₁, АБ₂ соответственно, ось Z – значение целевой функции – стоимость одного цикла заряда/разряда АБ.

Граничными условиями для целевой функции являются:

$$\begin{cases} W_1 \frac{dod_1}{100} + W_2 \frac{dod_2}{100} = W; \\ 0 < dod_1 < 100; \\ 0 < dod_2 < 100, \end{cases} \quad (7)$$

где W_1, W_2 – номинальные значения электроэнергии, накапливаемые АБ₁, АБ₂ соответственно; dod_1, dod_2 – глубина разряда АБ₁, АБ₂; W – значение электроэнергии, необходимое для потребителя.

Таким образом, поиск минимума целевой функции (6) с граничными условия (7) определяется выражениями:

$$\begin{aligned} & \frac{\partial}{\partial dod_1} \left(\frac{C_{нэ1}}{a_1 + b_1dod_1 + c_1dod_1^2 + d_1dod_1^3} \right) \\ & + \frac{\partial}{\partial dod_2} \left(\frac{C_{нэ2}}{a_2 + b_2dod_2 + c_2dod_2^2 + d_2dod_2^3} \right) \rightarrow n; \\ & \begin{cases} W_1 \frac{dod_1}{100} + W_2 \frac{dod_2}{100} = W \\ 0 < dod < 100; \\ 0 < dod < 100 \end{cases} \end{aligned} \quad (8)$$

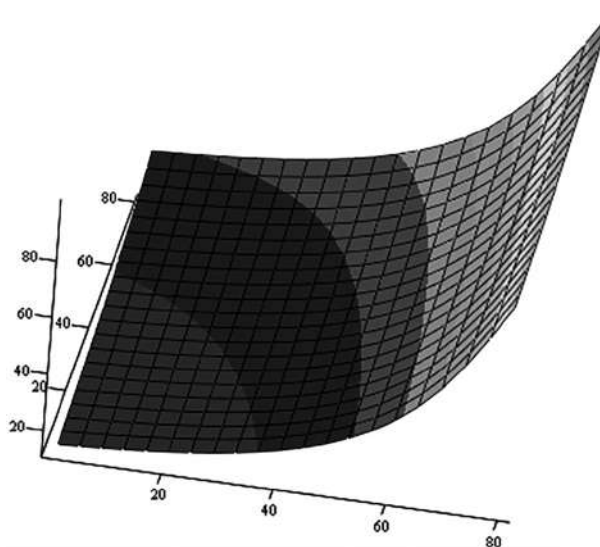


Рис. 2. График целевой функции с учетом глубины разряда двух АБ

Тогда для n аккумуляторных батарей целевая функция с граничными условиями имеет вид:

$$\sum_{i=1}^n \frac{C_{нэi}}{a_1 + b_i \cdot dod_i + c_i \cdot dod_i^2 + d_i \cdot dod_i^3} \rightarrow \min; \quad (9)$$

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^n W_i \frac{dod_i}{100} = W; \\ 0 < dod_1 < 100; \\ 0 < dod_2 < 100. \end{cases}$$

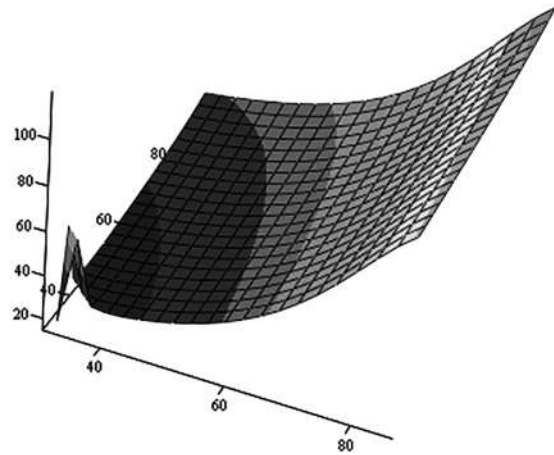


Рис. 3. Целевая функция с учетом граничных условий

С целью упрощения задачи и перехода от поиска локального минимума с граничными условиями к поиску глобального минимума применяется метод штрафных функций. В качестве примера на рис. 3 изображена целевая функция с граничными условиями (8) для двух АБ.

Следующим этапом после определения параметров разряда является расчет параметров рационального заряда АБ, принимая во внимание оставшуюся емкость и время, требуемое для заряда. Целевая функция с граничными условиями для заряда двух АБ принимает вид (10).

Вышеизложенный подход для определения глубины разряда каждой АБ справедлива только для идеальных АБ. Однако функционирование АБ зависит от множества параметров, которые влияют на эксплуатационные характеристики (емкость, срок службы и т. д.). Так, одним из основных параметров батареи является эффект емкости, при котором увеличение разрядного тока приводит к уменьшению отдаваемой емкости по нелинейному закону [6].

Для описания нелинейной зависимости тока разряда используется закон Пейкерта, который определяет зависимость разрядной емкости от тока разряда и имеет нелинейный характер:

$$Q = \frac{A}{I^{n-1}}, \quad (11)$$

где Q – отдаваемая емкость; A и n – коэффициенты, определяемые в ходе экспериментов и характеризующие тип АБ [7, 8].

С учетом закона Пейкерта (11) соотношение (8) для двух АБ имеет вид:

$$F(I_1, I_2) = F_1(I_1) + F_2(I_2);$$

$$F_1(I_1) = \begin{cases} 0, I_2 = 0; \\ \frac{C_{нэ1}}{a_1 + b_1 \frac{I_1 t}{Q_{n1}} + c_1 \left(\frac{I_1 t}{Q_{n1}}\right)^2 + d_1 \left(\frac{I_1 t}{Q_{n1}}\right)^3}, I_1 > 0; \end{cases}$$

$$F_2(I_2) = \begin{cases} 0, I_2 = 0; \\ \frac{C_{нэ2}}{a_2 + b_2 \frac{I_2 t}{Q_{n2}} + c_2 \left(\frac{I_2 t}{Q_{n2}}\right)^2 + d_2 \left(\frac{I_2 t}{Q_{n2}}\right)^3}, I_2 > 0; \end{cases} \quad (12)$$

$$F(I_1, I_2) \rightarrow \min;$$

$$\begin{cases} I_1^\alpha t < Q_{n1}; \\ I_2^\beta t < Q_{n2}; \\ I_1 > 0; \\ I_2 > 0; \\ I_1 t + I_2 t = Q, \end{cases}$$

$$\frac{C_{нэ1}}{a_1 + b_1 \left(\frac{Q_{n1} - Q_{r1} - kI_1 t}{Q_{n1}} \cdot 100\right) + c_1 \left(\frac{Q_{n1} - Q_{r1} - kI_1 t}{Q_{n1}} \cdot 100\right)^2 + d_1 \left(\frac{Q_{n1} - Q_{r1} - kI_1 t}{Q_{n1}} \cdot 100\right)^3} +$$

$$+ \frac{C_{нэ2}}{a_2 + b_2 \left(\frac{Q_{n2} - Q_{r2} - kI_2 t}{Q_{n2}} \cdot 100\right) + c_1 \left(\frac{Q_{n2} - Q_{r2} - kI_2 t}{Q_{n2}} \cdot 100\right)^2 + d_1 \left(\frac{Q_{n2} - Q_{r2} - kI_2 t}{Q_{n2}} \cdot 100\right)^3} \rightarrow \min$$

$$\begin{cases} I_1 t + I_2 t = Q; \\ I_1 t < kQ_{n1}; \\ I_2 t < kQ_{n2}; \\ 0 < \frac{Q_{n1} - Q_{r1} - kI_1 t}{Q_{n1}} \cdot 100 < 100; \\ \frac{Q_{n2} - Q_{r2} - kI_2 t}{Q_{n2}} \cdot 100 < 100. \end{cases} \quad (10)$$

где I_1, I_2 – ток разряда АБ₁, АБ₂; t – время разряда; Q_{n1}, Q_{n2} – номинальная емкость АБ₁, АБ₂; Q – требуемая емкость; α, β – коэффициенты Пейкерта, характеризующие тип АБ.

Целевая функция с граничными условиями, учитывающая эффект емкости с использованием закона Пейкерта, в общем виде для n аккумуляторных батарей имеет вид:

$$F(I) = \sum_{i=1}^n F_i(I_i);$$

$$F_i(I_i) = \begin{cases} 0, & I_i = 0; \\ \frac{C_{нэi}}{a_i + b_i \frac{I_i^\alpha}{Q_{ni}} + c_i \left(\frac{I_i^\alpha}{Q_{ni}}\right)^2 + d_i \left(\frac{I_i^\alpha}{Q_{ni}}\right)^3}, & I_i > 0; \end{cases} \quad (13)$$

$$F(I_1, \dots, I_n) \rightarrow \min;$$

$$\begin{cases} I_i^\alpha < Q_{ni}; \\ I_i > 0; \\ \sum_{i=1}^n I_i t = Q. \end{cases}$$

При рассмотрении емкостного эффекта вместо поиска рационального уровня разряда АБ переходят к задаче по определению тока разряда АБ. В качестве примера рассмотрены два типа АБ: свинцово-кислотные и литий-железо-фосфатные, параметры которых приведены в табл. 1.

Таблица 1. Основные параметры системы из двух типов АБ

АБ	Свинцово-кислотная	Литий-железо-фосфатная
Емкость (Ач)	200	200
Номинальное напряжение на сборке АБ (В)	420	420
Средняя стоимость 1 кВт ч (руб.)	24000	60000

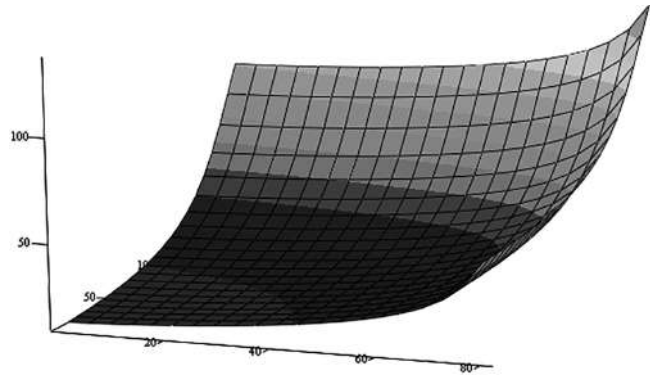


Рис. 4. Целевая функция для двух АБ, зависящая от тока разряда

При этом целевая функция с учетом емкостного эффекта для выбранных АБ имеет вид (14).

График целевой функции с граничными условиями представлен на рис. 4.

В табл. 2 представлены результат расчета тока разряда для минимального значения стоимости одного цикла заряда/разряда для различных уровней мощности нагрузки.

Таблица 2. Результат расчета тока разряда АБ

Мощность (Вт)	Интервал времени (мин)	Ток разряда свинцово-кислотной АБ (А)	Ток разряда литий-железо-фосфатной АБ (А)
5000	30	0	23,810
21000	60	0	51,200
50000	60	41,839	77,209

В том случае, если работа АБ осуществляется без предложенного подхода, стоимость одного цикла заряда/разряда увеличивается до 14% и 44% в случае независимой работы литий-железо-фосфатных и свинцово-кислотных АБ соответственно.

Таким образом, работа химических НЭ зависит от многих дополнительных факторов, в том числе таких как: эффект восстановления, влияние температуры на

$$F(I_1, I_2) = F_1(I_1) + F_2(I_2);$$

$$F_1(I_1) = \begin{cases} 0, & I_1 = 0 \\ \frac{24000}{4,085 \cdot 10^3 - 67,438 \cdot \frac{I_1^{1,22} \cdot 1}{200} \cdot 100 - 0,561 \cdot \left(\frac{I_1^{1,22} \cdot 1}{200} \cdot 100\right)^2 - 2,336 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{I_1^{1,22} \cdot 1}{200} \cdot 100\right)^3}, & I_1 > 0; \end{cases}$$

$$F_2(I_2) = \begin{cases} 0, & I_2 = 0 \\ \frac{70000}{8,799 \cdot 10^3 - 121,38 \cdot \frac{I_2^{1,02} \cdot 1}{200} \cdot 100 - 0,361 \cdot \left(\frac{I_2^{1,02} \cdot 1}{200} \cdot 100\right)^2 + 7,758 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{I_2^{1,02} \cdot 1}{200} \cdot 100\right)^3}, & I_2 > 0; \end{cases} \quad (14)$$

$$F(I_1, I_2) \rightarrow \min;$$

$$\begin{cases} I_1^{1,22} \cdot 1 < Q_{n1}; \\ I_2^{1,02} \cdot 1 < Q_{n2}; \\ I_1 > 0; \\ I_2 > 0; \\ (U_1 \cdot I_1 + U_2 \cdot I_2) t = W. \end{cases}$$

разрядную емкость и т. д. Данные факторы необходимо учитывать при разработке систем электроснабжения с использованием АБ в случае применения предложенного подхода по определению рациональной работы АБ. Данные исследования могут быть предметом отдельных работ.

Из проведенного анализа следует, что моделирование и прогнозирование работы АБ связано с построением математических моделей, описывающих процессы в накопителе. Данные модели строятся на основе большого количества экспериментальных данных для нахождения постоянных коэффициентов. В случае реализации многоагентной системы агент накопителя энергии собирает большой объем информации, который используется для поиска зависимостей между ними. В качестве методов поиска этих зависимостей предлагается использовать методы машинного обучения: метод дерева решений, нейронные сети и т. д. [9].

Выводы

Использование предложенного подхода по выбору рациональных параметров работы аккумуляторных батарей различных типов при реализации многоагентной системы управления в электроэнергетике позволяет снизить стоимость одного цикла работы аккумуляторных батарей на 13–15%.

Литература

1. *Массель Л. В., Гальперов В. И.* Разработка многоагентной системы оценивания состояний электроэнергетических систем с использованием событийных моделей. — Наука и образование: научное издание МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2015, № 9, С. 200–214.

2. *Стюарт С., Норвиг П.* Искусственный интеллект. Современный подход. — М.: Вильямс, 2007. — 1408 с.

3. *Массель Л., Гальперов В.* Разработка многоагентных систем распределенного решения энергетических задач с использованием агентных сценариев. — Известия Томского политехнического университета, 2015, № 5, С. 45–53.

4. *Гуревич В. И.* Свинцово-кислотные аккумуляторы: устройство, принцип действия. — Силовая электроника, 2012, № 5, С. 38–44.

5. Промышленные аккумуляторные батареи DELTA // DELTA: [Сайт]. 2017. URL: <http://www.delta-batt.com/upload/iblock/dd6/OPzV%203000.pdf> (дата обращения: 15.01.2017).

6. *Каменев Ю. Б., Чезлов И. Г.* Современные химические источники тока. Гальванические элементы, аккумуляторы, конденсаторы — СПб.: СПбГУКИТ, 2009. — 90 с.

7. *Галушкин Д. Н., Галушкина И. А.* Расчет емкости, отдаваемой герметичными никель-кадмиевыми аккумуляторами при различных токах разряда. — Электрохимическая энергетика, 2007, Т. 7, № 4, С. 216–218.

8. *Наказненко М. Н.* Математическое моделирование электрохимических накопителей в составе систем гарантированного энергоснабжения. — Авиационно-космическая техника и технология, 2009, № 9, С. 182–186.

9. *Дякин Н. В.* Прогнозирование выработки и потребления электроэнергии в многоагентной системе. — Практическая силовая электроника, 2016, № 2 (62), С. 53–56.

Дякин Николай Валерьевич, аспирант кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы”, Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7-915-236-85-67, e-mail: dyakin.nikolay@gmail.com.

А. В. Воронцов, Ю. Н. Либенко

ТРАДИЦИИ И ЭВОЛЮЦИИ РАЗВИТИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ИМИТАЦИИ ВИДОВ И ЗНАЧЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ КАЧЕСТВА ВХОДНОЙ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ РЭА

(Окончание. Начало – “Практическая силовая электроника” № 1 (65), 2017 и № 2 (66), 2017)

A. V. Vorontsov,
U. N. Libenko

В заключительной части статьи предложены концепции создания и применения современных автоматизированных комплексов имитационных технических средств (КИТС), воспроизводящих виды и значения параметров источников электроэнергии. Концепции определены по результатам анализа ГОСТ РВ 51937-2002 “Системы электроснабжения передвижных радиоэлектронных объектов и объектов военной техники связи автономные. Типы. Технические требования”. Показан пример реализации КИТС, обеспечивающего возможность проведения полного объема проверок передвижных объектов в части соответствия их систем электроснабжения требованиям ГОСТ.

Ключевые слова: автоматизированный комплекс имитационных технических средств, система электроснабжения переменного тока, система электроснабжения постоянного тока, концепция создания КИТС, концепция применения КИТС.

Traditions and evolutions of simulation tools development for electronics input electrical energy quality kinds and parameter values

The last part of the series of articles suggests concepts of development and application of modern automated complexes of simulation facilities (CSF) reproducing the kinds and parameters' values of power sources. Those concepts were determined according to the analysis results of the State Standard RV 51937-2002 “Off-Line Power Supply Systems for Radio-Electronic Objects and Military Hardware Facilities. Technical Requirements”. The authors present an example of CSF realization, ensuring the possibility for full-scale tests of moving objects with regard to their power supply systems' compliance to the State Standard requirements.

Key words: automated complex of simulation facilities, AC electric power supply system, DC electric power supply system, concept of development of complex of simulation facilities, concept of application of complex of simulation facilities.

Кроме упомянутых в [1], существуют и другие концепции создания и применения современных комплексов имитационных технических средств (КИТС), воспроизводящих виды и значения параметров источников электроэнергии (ИЭ). Реализация в совокупности этих концепций и может представить эволюцию их развития на данном этапе. В качестве примера воспользуемся результатом анализа требований [2], проведенного совместно специалистами АО “НИИВК им. М. А. Карцева” и ООО “НТЦ АКТОР”. Данный НТД выбран в результате проведения сравнительного анализа требований его и ряда других аналогичных стандартов для различных видов техники. По мнению авторов, в [2] содержатся наиболее объемные, сложные и комплексные требования с точки зрения реализации технических средств имитации видов и значений параметров качества электроэнергии, более подробно приведенные в [3].

Передвижные объекты (ПО) существенно отличаются от стационарных наземных объектов аналогичного или близкого назначения целым рядом аспектов, в том числе, структурами СЭС, а также видами и параметрами используемых для них ИЭ (см. рис. 1).

По количеству каналов, к которым подключаются внешние ИЭ, СЭС ПО подразделяются на:

- одноканальные;
- двухканальные;
- многоканальные (N – каналные).

По роду тока, преимущественно используемого потребителями: радиоэлектронной аппаратурой (РЭА) и вспомогательными техническими средствами обеспечения обитаемости объекта, существуют СЭС:

- переменного однофазного тока с номинальным значением напряжения 220 В, частотой 50 Гц;
- переменного трехфазного тока с номинальным значением напряжения 380/220 В, частотой 50 Гц;
- постоянного тока с номинальным значением напряжения 27, 300, 550 В.

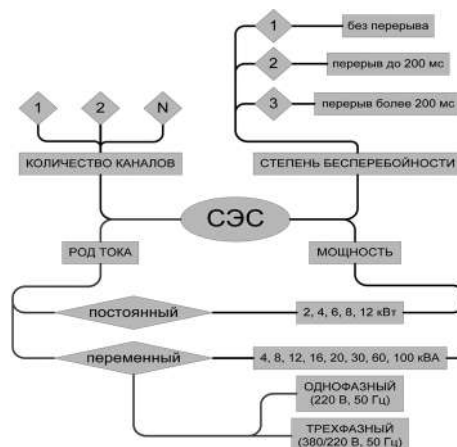


Рис. 1. Виды СЭС передвижных объектов по ГОСТ РВ 51937-2002

Значения суммарной номинальной выходной мощности СЭС по виду электрической энергии регламентированы рядами:

- 4, 8, 12, 16, 20, 30, 60, 100 кВА – для переменного тока;
- 2, 4, 6, 8, 12 кВт – для постоянного тока.

По степени бесперебойности электроснабжения потребителей существуют СЭС:

- 1-ой степени – с подачей электроэнергии потребителям без перерыва в течение времени функционирования ПО;
- 2-ой степени – с подачей электроэнергии потребителям с кратковременным (не более 0,2 с) перерывом;
- 3-ой степени – с подачей электроэнергии потребителям с длительным (более 0,2 с) перерывом.

В [2] приведены три основных варианта структур СЭС ПО: два – переменного тока (одно- и двухканальная СЭС) и один – постоянного тока. Классификация СЭС не по роду тока от внешних ИЭ, обеспечивающих основное (или основное и резервное) электропитание ПО, а по роду тока, потребляемого большинством его основных и вспомогательных технических средств (ТС), является одной из особенностей [2].

Для ПО, в зависимости от их назначения и видов, существуют различные варианты электроснабжения. Так, ПО с потребителями переменного тока могут получать электроэнергию трехфазного переменного тока от СЭС общего назначения с нормами качества электроэнергии, установленными в [4], от других внешних ИЭ в виде передвижных электростанций, а также от ИЭ в виде различных электроагрегатов (ЭА), внешних или встраиваемых непосредственно в эти объекты [5,6]. В последнем случае ими могут быть и электроустановки с отбором мощности от двигателей силовых установок транспортных средств ПО.

ПО с потребителями постоянного тока получают электроэнергию трехфазного переменного тока с напряжением 380/220 В, 50 Гц от той же СЭС общего назначения и от других внешних ИЭ, а электроэнергию постоянного тока – от встроенных преобразователей переменного трехфазного напряжения в напряжение 27 В, различных ЭА с напряжением 27 В, а также от аккумуляторной батареи (АБ) с напряжением 24 В.

В качестве иллюстрации вышеупомянутой особенности [2] на рис. 2 приведена структура СЭС ПО постоянного тока. Здесь же можно увидеть и другую особенность этого НТД – наличие в данной СЭС цепи с “гарантированным” напряжением постоянного тока 27 В. Суть данного термина также отличается от общепринятой: в большинстве случаев он означает гарантированное максимальное значение времени переключения с основного на резервный ИЭ при несоответствии нормам значений параметров качества электроэнергии первого. Здесь же “гарантированным” является установленный минимальный промежуток времени, в течение которого аварийный ИЭ постоянного тока (АБ) способен обеспечивать качественное

электропитание наиболее ответственной части РЭА ПО.

Следующей особенностью [2] является отнесение вышеупомянутого преобразователя трехфазного напряжения переменного тока 380/220 В, 50 Гц в напряжение 27 В постоянного тока к составным частям всех трех вариантов структур СЭС. В общепринятой практике преобразователи электроэнергии такого вида (выпрямители) относятся к средствам вторичного электропитания. Все рассмотренные особенности должны учитываться при создании КИТС для проверки СЭС ПО, о чем будет сказано ниже.

Требования к нормам качества электроэнергии на силовых входах потребителей СЭС переменного и постоянного тока соответствуют установленным в [7].

Кроме этого, в [2] существуют требования к:

– видам защит в СЭС от наиболее часто возникающих нештатных ситуаций, а именно:

- а) в СЭС переменного тока должны быть предусмотрены защиты потребителей от неправильного чередования фаз, неправильного подключения нулевого провода и других нештатных ситуаций;
- б) в СЭС постоянного тока должна быть предусмотрена защита потребителей от неправильного подключения (переполосовки) проводов соединительных кабелей;

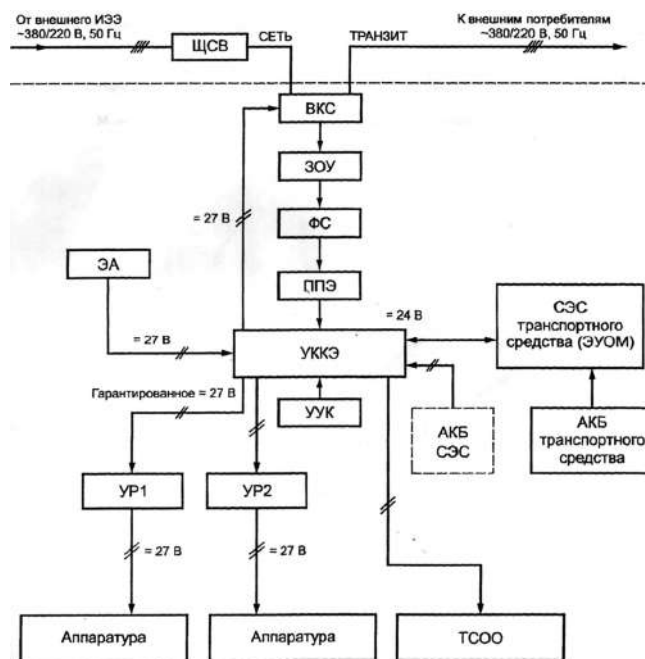


Рис. 2. Структура СЭС постоянного тока:

АКБ – аккумуляторная батарея; ВКС – ввод кабельный сетевой; ЗОУ – защитно-отключающее устройство; ИЭЭ – источник электрической энергии; ППЭ – преобразователь параметров электрической энергии; СЭС – система электроснабжения; ТСОО – технические средства обеспечения обитаемости; УККЭ – устройство коммутации каналов электроснабжения; УР – устройство распределения; УУК – устройство управления и контроля; ФС – фильтр сетевой подавления радиопомех; ЩСВ – щит силовой выносной; ЭА – электроагрегат

– порядку обеспечения электропитания потребителей при отказе основного ИЭ с переходом на работу от резервного ИЭ, при отказах основного и резервного ИЭ с переходом на работу от аварийного ИЭ и с учетом во всех случаях установленных норм времени на прямой и обратный порядок переключения.

Из вышеизложенного следует, что большое разнообразие ИЭ, видов и значений параметров качества их электроэнергии, а также функций, выполняемых СЭС, определяет специфические требования к создаваемым КИТС. По результатам анализа требований [2] ко всем вариантам установленных в нем типовых структур СЭС ПО можно сделать вывод, что наиболее полная и качественная проверка их функционирования на различных стадиях жизненного цикла возможна лишь при обеспечении:

- раздельной и многовариантной имитации всех регламентированных значений параметров качества электроэнергии основных, резервных и аварийных ИЭ;
- воспроизведения заданного алгоритма прямых и обратных переключений основных, резервных и аварийных ИЭ, а также временных интервалов их коммутаций;
- создания условий для срабатывания предусмотренных видов защит.

Исходя из анализа перспективных задач создания КИТС для рассматриваемого варианта СЭС ПО, дополнительно должна обеспечиваться возможность проведения с его помощью:

- индивидуальной проверки отдельных устройств, получающих электропитание переменного и постоянного токов и входящих в состав СЭС РЭА;
- проверки функциональных групп устройств, входящих в состав СЭС РЭА, с учетом результатов индивидуальных проверок этих устройств;
- проверки СЭС РЭА в целом с проведением взаимосвязанного анализа результатов проверок, полученных на каждом из предыдущих уровней;
- проверки РЭА в целом с предварительно проверенной СЭС.

При попытке использования для реализации всех вышеперечисленных намерений технологического оборудования в традиционном исполнении (с ручным способом управления, измерения, регистрации, обработки и документирования результатов) поставленная цель практически невыполнима. Ее можно достичь только с применением современных КИТС, создание которых относится к категории технически сложных задач и, поэтому, требует априорной разработки концепций их создания и применения.

Концепция создания КИТС, в общем виде, заключается в:

- создании гибкой, оперативно изменяемой структуры КИТС из опциональных и функционально независимых ТС;
- наличии в структуре КИТС до четырех основных функциональных частей: АРМ, имитационной, мониторинговой и коммутационной;

– возможности агрегатирования в структуре КИТС дополнительных системно совместимых ТС в составе имитационной и мониторинговых частей для оперативного создания необходимых исполнений КИТС при возникновении новых задач;

– возможности управляемого воспроизведения номинальных значений, а также штатных и сверхнормативных отклонений значений параметров качества электроэнергии для каждого вида замещаемых ИЭ и преобразователей параметров электроэнергии СЭС;

– возможности воспроизведения с помощью КИТС ранее зафиксированных его мониторинговой частью или внешними средствами измерений однократных переходных процессов случайного или редко повторяющегося характера;

– высокой степени автоматизации всех процессов при функционировании КИТС, обеспечивающей оперативность и удобство управления, объективный контроль параметров, оперативную реструктуризацию аппаратных средств и программного обеспечения при изменении поставленных задач;

– возможности информационного сопряжения КИТС с другими имитационными и тестовыми автоматизированными системами для проведения более сложных и объемных проверок, в т. ч. на функциональную безопасность.

Важной характеристикой для рассматриваемого КИТС является его “базовость”, обеспечивающая при сохранении структуры и основных возможностей, оперативную реализацию необходимых изменений с целью создания вариантов комплекса для других объектов проверки (стационарных и подвижных наземного, авиационного, морского и др. видов базирования).

Минимизированная (без коммутационной части) структура базового автоматизированного КИТС, отвечающая вышеупомянутым концепциям его создания, приведена на рис. 3.

Концепция применения КИТС, также в общем виде, заключается в возможности их использования

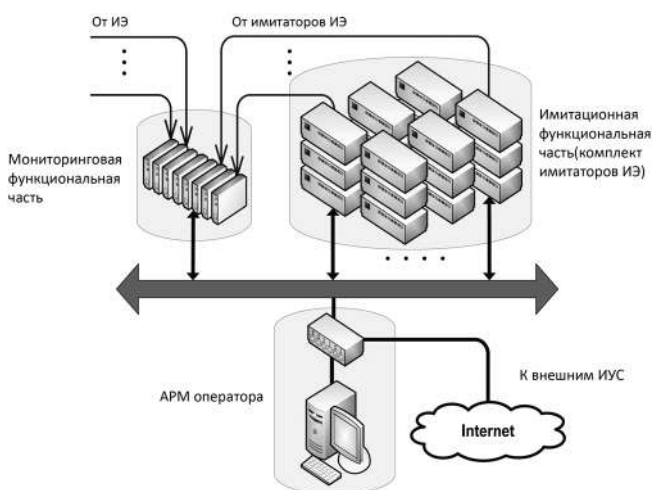


Рис. 3 Минимизированная концептуальная структура КИТС

на всех стадиях жизненного цикла различных видов объектов, а именно при:

- проведении экспериментальных исследований РЭА и СЭС РЭА при выполнении НИР, на стадиях эскизного и технического проектов ОКР;
- иерархической проверке отдельных устройств СЭС, их функциональных групп и СЭС ПО в целом;
- проведении наладок и испытаний вновь создаваемых и модернизируемых ПО;
- проведении различных видов испытаний, предусмотренных при серийном производстве ПО;
- выполнении технического обслуживания ПО в период их эксплуатации;
- проведении различных видов испытаний после проведения среднего и капитального ремонта ПО на специализированных ремонтных предприятиях или предприятиях-изготовителях;
- проведении различных видов испытаний с целью определения показателей надежности, возможности и условий продления ресурса ПО.

Данные концепции были согласованы с разработчиком [2] – ФГБУ “16 ЦНИИИ” МО РФ, проводящим экспериментальные исследования различных ПО связи и управления. С ним также согласован проект ТТ на макет КИТС (КИТС-1М), создаваемый поэтапно на инициативной основе совместными усилиями АО “НИИВК им. М. А. Карцева” и ООО “НТЦ АКТОР” при участии специалистов ФГБУ “16 ЦНИИИ” МО РФ. По результатам выполнения этих этапов законченные составные части передаются в институт для проведения экспериментальной эксплуатации. В дальнейшем, по результатам экспериментальной эксплуатации КИТС-1М в целом, предполагается формирование ТТ к опытным образцам, которыми планируется оснастить предприятия, выпускающие ПО управления и связи и их основные составные части.

На рис. 4 представлена структура макета КИТС-1М. Макет КИТС-1М состоит из:

- АРМ;
 - трех видов имитаторов: постоянного тока (ИИЭ=), переменного тока (ИИЭ~), функционирующего в одно- и трехфазном режимах с независимой или синхронной установкой значений параметров качества электроэнергии в фазах, имитатора высоковольтных импульсов напряжения в цепях переменного тока (ИВИН1~);
 - устройства коммутации УК, управляемого от АРМ.
- Мониторинговая часть на данном этапе работы замещена совокупностью внешних контрольно-измерительных средств, подключаемых к измерительным портам УК.
- Отличительными особенностями КИТС-1М являются:
- применение в нем основных функциональных устройств – имитаторов видов и значений параметров качества электроэнергии российского производства;
 - возможность воспроизведения (в одно- или многократном режимах) ранее зарегистрирован-

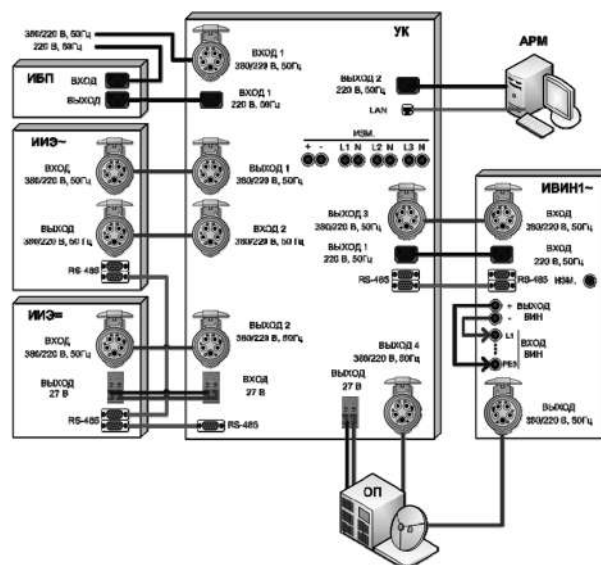


Рис. 4 Структура макета КИТС-1М



Рис. 5 Имитатор переменного тока из состава КИТС-1М на Форуме “Армия-2016”

ных кратковременных электромагнитных силовых воздействий (переходных процессов) в цепях электропитания потребителей с последующим воспроизведением (в одно- или многократном режимах) и возможностью изменения значений их параметров;

- возможность изменения граничных значений формируемых параметров воздействий, заданных в НТД в диапазоне до $\pm 30\%$;

- возможность N -кратного агрегатирования имитаторов постоянного и переменного тока для оперативного наращивания значения выходной мощности – до 12 кВт и 100 кВА, соответственно;

- “базовость” КИТС, обеспечивающая при сохранении структуры и основных возможностей оперативную реализацию различных вариантов комплекса с целью применения его для других объектов проверки (стационарных и подвижных наземного, авиационного, морского и др. видов базирования).

Информация о макете КИТС-1М (назначение, основные функции, виды и значения параметров) и имитатор переменного тока были представлены на Форуме “АРМИЯ-2016” (см. рис. 5), отдельные

имитаторы – на различных технических семинарах, всероссийских научно-технических конференциях (ВНТК) и выставках 2017 г., в т. ч. на VI ВНТК “ЭМС-2017”, ВНТК “Электропитание-2017”, международной выставке вертолетной индустрии “HELIRUSSIA”.

Литература

1. *А. В. Воронцов, Ю. Н. Либенко.* Традиции и эволюции развития технических средств имитации видов и значений параметров качества входной электроэнергии РЭА. – Практическая силовая электроника № 1 (65) 2017, С. 52–56.
2. ГОСТ РВ 51937-2002 Системы электроснабжения передвижных радиоэлектронных объектов и объектов военной техники связи автономные. Типы. Технические требования.
3. *В. В. Бартош, П. Н. Заика, Ю. Н. Либенко.* Концепции создания и применения параметрических рядов комплексов имитационных технических средств для проверки автономных систем электроснабжения передвижных радиоэлектронных объектов и объектов военной техники связи. – “Электропитание”, № 3, 2015, С. 5–12.
4. ГОСТ 32144-2013 Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.
5. ГОСТ В 23653-79 Источники и преобразователи электрической энергии автономных систем электроснабжения средств военной техники. Нормы качества электрической энергии.
6. ГОСТ В 21134-75 Системы электроснабжения средств военной техники автономные. Нормы качества электрической энергии.
7. ГОСТ РВ 20.39.309-98 Комплексная система общих технических требований. Аппаратура, приборы, устройства и оборудование военного назначения. Конструктивно-технические требования.

Воронцов Алексей Викторович, генеральный директор ООО “НТЦ АКТОР”;

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