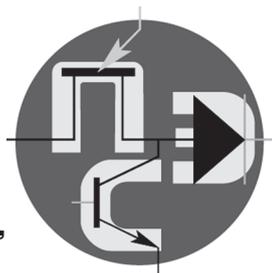


Периодический научно-технический журнал

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



Практическая Силовая Электроника

ISSN 1996-7888

№ 4 (68)/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 микросистемных электросистем МАИ

Редакционный совет

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

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

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

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

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

Ю. А. Губанов, д. т. н., профессор, начальник самостоятельного электротехнического отдела ОАО “Концерн “НПО “Аврора”

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

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

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

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

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

Отпечатано в типографии ООО “Юнион Принт”, г. 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

А. И. Коршунов

Особенности стабилизации напряжения постоянного тока с помощью преобразователя Чука.....2

Г. А. Белов, Г. В. Малинин

Обратноходовой преобразователь с активным ограничением напряжения на элементах схемы и умножением выходного напряжения..... 10

Д. А. Матвеев, А. Ю. Бальзамов

Разработка системы управления полупроводниковым преобразователем электроэнергии на ПЛИС..... 18

А. В. Королев, Н. А. Кушнерев, М. В. Родин, Е. А. Бабков

Импульсный модулятор с динамическим управлением формой выходного напряжения для радиолокационного передающего устройства.....27

А. А. Миронов

Нормализатор напряжения бортовой сети как средство повышения эффективности РЭА..... 34

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

Особенности разработки устройств светодиодного освещения (Продолжение, начало в № 3 (67), 2017) 37

С. Б. Резников, И. А. Харченко, К. Н. Храмцов, Н. А. Жегов

Повышение удельной мощности и технологичности и расширение функций авиабортовых зарядно-аккумуляторных устройств.....47

Е. В. Машуков, Г. М. Ульященко

Аналоговые и цифровые устройства индикации последовательной дуги в цепях с заданными нагрузками 48

В. М. Бардин, А. А. Воронков, П. Ю. Карпунин

Еще раз о проблеме группового соединения IGBT-транзисторов в силовых модулях преобразователей....53

Требования к авторам56

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

А. И. Коршунов

ОСОБЕННОСТИ СТАБИЛИЗАЦИИ НАПРЯЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ПОМОЩЬЮ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧУКА

A. I. Korshunov

Specifics of DC voltage stabilization by Chuk converter

Анализ устойчивости замкнутого импульсного стабилизатора напряжения постоянного тока, использующего преобразователь Чука, показал, что при применении интегрального или пропорционально-интегрального регулятора замкнутый стабилизатор оказывается неустойчивым.

Используя пропорциональный регулятор, можно добиться устойчивости замкнутого стабилизатора, но коэффициент стабилизации при этом не превышает двух, что для большинства случаев недостаточно.

Показано, что разомкнутый стабилизатор напряжения, построенный по принципу управления по возмущающему воздействию, при использовании преобразователя Чука имеет достаточную точность стабилизации и хорошие динамические свойства.

Ключевые слова: импульсный стабилизатор напряжения постоянного тока, преобразователь Чука, управление по возмущению.

Analysis of the closed loop switched mode voltage stabilizer employing Chuk converter revealed that with implementation of I- or PI-regulator the closed-loop converter appeared to be unstable.

It is possible to achieve stability of a closed-loop stabilizer using P-regulator, but the stabilization factor herewith would not exceed the value of two, which is not enough for the majority of cases.

The article shows that the open-loop voltage stabilizer, designed by the perturbation action control principle and employing Chuk converter as a power stage, possesses enough accuracy and tolerable dynamic characteristics.

Key words: switched mode DC voltage stabilizer, Chuk converter, disturbance-stimulated control.

Импульсный преобразователь напряжения постоянного тока (ИПНПТ) по схеме Чука (рис. 1а) инвертирует входное напряжение и изменяет его величину в обе стороны подобно простому инвертирующему ИПНПТ, имеет одинаковые с ним статические характеристики, но обладает существенными преимуществами [1]. Однако применение преобразователя Чука для стабилизации напряжения постоянного тока наталкивается на существенные трудности. Их анализу и поиску способа их преодоления посвящена данная работа.

Математическая модель преобразователя Чука

В предлагаемой статье свойства ИПНПТ Чука анализируются на основе его предельной непрерывной модели [2]. При этом принимаются обычные допущения: ПТ и VD полагаются идеальными, рассматривается режим непрерывного тока. Это позволяет в дальнейшем рассматривать эквивалентную схему преобразователя, представленную на рис. 1б.

Преобразователь Чука, как видно из рис.1б, относится к классу систем с периодическим высокочастотным изменением структуры. Структура преобразователя в течение первой части периода

$0 < t < \tau = \gamma T$ при положении ключа К “1” представлена на рис. 2а. При положении ключа К “2” в течение второй части периода $\gamma T = \tau < t < T$ она представлена на рис. 2б.

Обе схемы содержат четыре ветви и два узла, что требует для описания каждой схемы четырех уравнений: одного по I закону Кирхгофа и трех – по II закону Кирхгофа. Уравнения для схем рис. 2а и рис. 2б представлены ниже:

$$\begin{aligned} L \frac{di_1}{dt} + ri_1 + M \frac{di_2}{dt} &= U, \\ L \frac{di_2}{dt} + ri_2 + M \frac{di_1}{dt} + u_1 + u_2 &= 0, \\ u_1 - Ri_4 &= 0, \\ i_2 - i_3 - i_4 &= 0. \end{aligned} \tag{1}$$

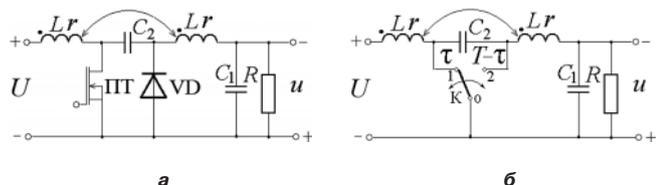


Рис. 1

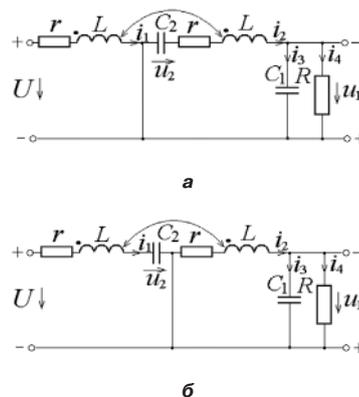


Рис. 2

$$\begin{aligned} L \frac{di_1}{dt} + ri_1 + M \frac{di_2}{dt} + u_2 &= U, \\ L \frac{di_2}{dt} + ri_2 + M \frac{di_1}{dt} + u_1 &= 0, \\ u_1 - Ri_4 &= 0, \\ i_2 - i_3 - i_4 &= 0. \end{aligned} \quad (2)$$

Состояние схемы в фазовом пространстве $\{X\}$ определяют четыре координаты: $X = [i_1, i_2, u_1, u_2]^T$.

Разрешив первые два уравнения систем (1) и (2) относительно di_1/dt и di_2/dt и учтя уравнения конденсаторов $C_1 du_1/dt = i_3$, $C_2 du_2/dt = i_2$ в первой части периода и $C_1 du_1/dt = i_3$, $C_2 du_2/dt = i_1$ во второй части периода, приведем системы уравнений (1) и (2) к форме Коши:

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= -\frac{Lr}{D}i_1 + \frac{Mr}{D}i_2 + \frac{M}{D}u_1 + \frac{M}{D}u_2 + \frac{L}{D}U, \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{Mr}{D}i_1 - \frac{Lr}{D}i_2 - \frac{L}{D}u_1 - \frac{L}{D}u_2 - \frac{M}{D}U, \\ \frac{du_1}{dt} &= \frac{1}{C_1}i_2 - \frac{1}{RC_1}u_1, \\ \frac{du_2}{dt} &= \frac{1}{C_2}i_2; \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= -\frac{Lr}{D}i_1 + \frac{Mr}{D}i_2 + \frac{M}{D}u_1 - \frac{L}{D}u_2 + \frac{L}{D}U, \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{Mr}{D}i_1 - \frac{Lr}{D}i_2 - \frac{L}{D}u_1 + \frac{M}{D}u_2 - \frac{M}{D}U, \\ \frac{du_1}{dt} &= \frac{1}{C_1}i_2 - \frac{1}{RC_1}u_1, \\ \frac{du_2}{dt} &= \frac{1}{C_2}i_1, \end{aligned} \quad (4)$$

где $D = L^2 - M^2$, или в векторно-матричной форме:

$$\dot{X} = A_1 X + h_1 U, \quad A_1 = \begin{bmatrix} \frac{Lr}{D} & \frac{Mr}{D} & \frac{M}{D} & \frac{M}{D} \\ \frac{Mr}{D} & -\frac{Lr}{D} & -\frac{L}{D} & -\frac{L}{D} \\ 0 & \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{RC_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2}i_2 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad h_1 = \begin{bmatrix} \frac{L}{D} \\ -\frac{M}{D} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (5)$$

$$\dot{X} = A_2 X + h_2 U, \quad A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{Lr}{D} & \frac{Mr}{D} & \frac{M}{D} & -\frac{L}{D} \\ \frac{Mr}{D} & -\frac{Lr}{D} & -\frac{L}{D} & \frac{M}{D} \\ 0 & \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{RC_1} & 0 \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad h_2 = \begin{bmatrix} \frac{L}{D} \\ -\frac{M}{D} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Предельная непрерывная модель преобразователя Чука согласно [1] имеет вид:

$$\dot{X} = AX + hU, \quad (7)$$

$$\text{где } A = \gamma A_1 + (1-\gamma)A_2 = \begin{bmatrix} \frac{Lr}{D} & \frac{Mr}{D} & \frac{M}{D} & \frac{\gamma M}{D} - \frac{(1-\gamma)L}{D} \\ \frac{Mr}{D} & -\frac{Lr}{D} & -\frac{L}{D} & -\frac{\gamma L}{D} + \frac{(1-\gamma)M}{D} \\ 0 & \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{RC_1} & 0 \\ \frac{1-\gamma}{C_2} & \frac{\gamma}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$h = \gamma h_1 + (1-\gamma)h_2 = \begin{bmatrix} \frac{L}{D} \\ -\frac{M}{D} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

В стационарном режиме при $U = \text{const}$, $\gamma = \gamma_0$:

$$X = X_0 = A^{-1}hU = [I_{10}, I_{20}, U_{10}, U_{20}]^T,$$

$$\begin{aligned} \text{где } U_{10} &= -\frac{\gamma_0}{1-\gamma_0} \cdot \frac{R}{R + \left[1 + \frac{\gamma_0^2}{(1-\gamma_0)^2}\right]r} = \\ &= -\frac{\gamma_0(1-\gamma_0)RU}{(1-\gamma_0)^2 R + \left[(1-\gamma_0)^2 + \gamma_0^2\right]r}, \end{aligned} \quad (8)$$

$$U_{20} = \frac{U}{1-\gamma_0} \cdot \frac{R+r}{R + \left[1 + \frac{\gamma_0^2}{(1-\gamma_0)^2}\right]r}, \quad (9)$$

$$I_{20} = \frac{U_{10}}{R} = -\frac{\gamma_0 U}{1-\gamma_0} \cdot \frac{1}{R + \left[1 + \frac{\gamma_0^2}{(1-\gamma_0)^2}\right]r}, \quad (10)$$

$$I_{10} = \frac{\gamma_0 I_{20}}{R} = \frac{U_{10}}{R} = \frac{\gamma_0^2 U}{(1-\gamma_0)^2} \cdot \frac{1}{R + \left[1 + \frac{\gamma_0^2}{(1-\gamma_0)^2}\right]r}. \quad (11)$$

Статическая характеристика преобразователя Чука $U_{10} = f(\gamma_0)$ при крайних значениях γ_0 : 0 и 1 принимает нулевое значение ($U_{10} = 0$). Исследование на экстремум дает единственную стационарную точку характеристики

$$\gamma_{0m} = 1 / \left[1 + \sqrt{r/(r+R)}\right], \quad (12)$$

соответствующую максимуму величины выходного напряжения:

$$(U_{10})_m = U_{10}(\gamma_0) \Big|_{\gamma_0 = \gamma_{0m}} = \frac{U\sqrt{1+R/r}}{2\sqrt{1+r/R}}. \quad (13)$$

В работе [1] оценены размахи пульсаций токов и напряжений схемы Чука в стационарном режиме:

$$\begin{aligned} \Delta i_1 &= \frac{U\gamma_0 T}{L-M}, \Delta i_2 = \frac{U\gamma_0 T}{L-M}, \\ \Delta u_1 &= \frac{U\gamma_0 T^2}{8(L-M)C_1}, \Delta u_2 = \frac{U\gamma_0^2 T}{(1-\gamma_0)RC_2}. \end{aligned} \quad (14)$$

Относительная величина размаха пульсаций выходного напряжения

$$\frac{\Delta u_1}{U_{10}} = \frac{U\gamma_0 T^2 / [8(L-M)C_1]}{U\gamma_0 / (1-\gamma_0)} = \frac{(1-\gamma_0)T^2}{8(L-M)C_1} \quad (15)$$

уменьшается с увеличением γ_0 .

Анализ полученных оценок пульсаций показывает, что с точки зрения сглаживания пульсаций желательно иметь отрицательную взаимоиндуктивность обмоток дросселя. Особенно существенный выигрыш имеет место при $M \approx -L$. Так при $M \approx -0,9L$ имеем выигрыш по пульсациям (кроме Δu_2) в $(L-M)/(L+M) = 19$ раз.

Применение преобразователя Чука в замкнутых стабилизаторах напряжения

Для исключения статической ошибки замкнутого стабилизатора напряжения используют регуляторы с интегральной составляющей в законе управления, например, И-регулятор (интегральный) и ПИ-регулятор (пропорционально-интегральный).

Вначале рассмотрим стабилизатор с ПИ-регулятором, как более общий случай. Его предельно-непрерывная модель описывается системой из двух дифференциальных уравнений:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= A(\gamma)X + hU, u_1 = c^T X, c^T = [0, 0, 1, 0], \\ \dot{\gamma} &= k_{\text{П}}(U_3 - u_1) + k_{\text{И}} \int (U_3 - u_1) dt \text{ или} \\ \dot{\gamma} &= -k_{\text{П}}\dot{u}_1 + k_{\text{И}}(U_3 - u_1), \end{aligned} \quad (16)$$

где U_3 – заданное значение выходного напряжения, $k_{\text{П}}$ и $k_{\text{И}}$ – параметры ПИ-регулятора.

В номинальном стационарном режиме ($U = U_{\text{НОМ}}$, $u_1 = U_{10} = U_{\text{НОМ}}$) благодаря интегральной составляющей

$$u_1 = U_{10} = U_{\text{НОМ}}, \gamma = \gamma_0 = \gamma_{\text{НОМ}}. \quad (17)$$

Номинальное значение γ , ($\gamma_{\text{НОМ}}$) можно определить по статической характеристике преобразователя $U_{10} = f(U_{\text{НОМ}})$. С учетом формулы (8) получаем

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{НОМ}} &= \frac{x_0}{1-x_0}, \\ x_0 &= \frac{1 - \sqrt{1 - \frac{4r}{R} \left(1 + \frac{r}{R}\right) \left(\frac{U_{10}}{U_{\text{НОМ}}}\right)^2}}{\frac{2r}{R} \cdot \frac{U_{10}}{U_{\text{НОМ}}}} = \frac{2 \left(1 + \frac{r}{R}\right) \cdot \frac{U_{10}}{U_{\text{НОМ}}}}{1 + \sqrt{1 - \frac{4r}{R} \left(1 + \frac{r}{R}\right) \left(\frac{U_{10}}{U_{\text{НОМ}}}\right)^2}}. \end{aligned} \quad (18)$$

При решении квадратного уравнения выбрано меньшее значение корня, соответствующее “устойчивой” (возрастающей) части статической характеристики.

Для оценки устойчивости стационарного режима получим линеаризованное уравнение возмущенного движения [3]. Подставляя в дифференциальные уравнения (16)

$$X = X_0 + \delta X, \gamma = \gamma_0 + \delta \gamma, \quad (19)$$

где $\delta X^T = [\delta i_1, \delta i_2, \delta i_3, \delta i_4]$, $\delta \gamma$ – возмущения (отклонения от стационарного режима), и, линеаризуя результат при $\delta X \approx 0$, $\delta \gamma \approx 0$, $X_0 = X_{0\text{НОМ}} = A^{-1}(\gamma_{\text{НОМ}})hU_{\text{НОМ}}$, $\gamma_0 = \gamma_{\text{НОМ}}$, получаем:

$$\begin{aligned} \delta \dot{X} &= A(\gamma_{\text{НОМ}})\delta X + \frac{\partial A(\gamma_{\text{НОМ}})X_{0\text{НОМ}}\delta \gamma}{\partial \gamma}, \\ \delta \dot{\gamma} &= -c^T k_{\text{П}}\delta \dot{X} - k_{\text{И}}\delta X = \\ &= -c^T [k_{\text{П}}A(\gamma_{\text{НОМ}}) + k_{\text{И}}E]\delta X - k_{\text{П}}c^T \frac{\partial A(\gamma_{\text{НОМ}})X_{0\text{НОМ}}\delta \gamma}{\partial \gamma}. \end{aligned} \quad (20)$$

Систему уравнений (20) можно записать в виде одного векторно-матричного уравнения, используя блочные вектор и матрицу:

$$\dot{Y} = BY, \quad (21)$$

$$Y = \begin{bmatrix} \delta X \\ \delta \gamma \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} A(\gamma_{\text{НОМ}}) & \frac{\delta}{\delta \gamma} A(\gamma_{\text{НОМ}})X_{0\text{НОМ}} \\ -c^T [k_{\text{П}}A(\gamma_{\text{НОМ}}) + k_{\text{И}}E] & -k_{\text{П}}c^T A(\gamma_{\text{НОМ}})X_{0\text{НОМ}} \end{bmatrix},$$

$$\text{где } \frac{\delta}{\delta \gamma} A(\gamma_{\text{НОМ}}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & (L+M) \\ 0 & 0 & 0 & -(L+M) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1/C_2 & 1/C_2 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\frac{\delta}{\delta \gamma} A(\gamma_{\text{НОМ}})X_{0\text{НОМ}} = \begin{bmatrix} U_{20\text{НОМ}} / (L-M) \\ -U_{20\text{НОМ}} / (L-M) \\ 0 \\ (I_{20\text{НОМ}} - I_{10\text{НОМ}}) / C_2 \end{bmatrix},$$

$E = \text{diag}\{1\}$ – единичная матрица.

Для асимптотической устойчивости желаемого стационарного режима с точностью до граничного случая необходима и достаточна асимптотическая устойчивость тривиального (нулевого) решения линеаризованного уравнения возмущенного движения (21). Таким образом, желательный стационарный режим асимптотически устойчив при собственных значениях матрицы B : μ_i , $i = 1, 2, 3, 4, 5$, лежащих в левой полуплоскости, то есть

$$\text{Re } \mu_i < 0, \quad i = 1, 2, 3, 4, 5. \quad (22)$$

Для проверки выполнения условия (22) с помощью критерия Рауса-Гурвица [3] необходим характеристический полином матрицы B :

$$Q(z) = \det(zE - B) = z^5 + q_4 z^4 + q_3 z^3 + q_2 z^2 + q_1 z + q_0.$$

Подставив выражение матрицы B (21) и раскрыв определитель, получаем коэффициенты полинома (23).

Проверив выполнение необходимого условия устойчивости ($q > 0, i = 1, 2, 3, 4$), убеждаемся в отрицательном знаке свободного члена характеристического уравнения q_0 при γ_0 , принадлежащей “устойчивой” части статической характеристики преобразователя:

$$0 < \gamma_0 < \gamma_{0m} = \frac{1}{1 + \sqrt{r/(R+r)}} \quad \text{или} \quad (24)$$

$$0 < \frac{\gamma_0}{1-\gamma_0} < \frac{\gamma_{0m}}{1-\gamma_{0m}} = \sqrt{\frac{R+r}{r}}.$$

Действительно, подставляя в числитель выражения q_0 значения U_{20}, I_{20}, I_{10} согласно формулам (9, 10, 11), получаем условие положительности коэффициента q_0 в виде неравенства

$$\frac{\gamma_0}{1-\gamma_0} > \frac{\gamma_{0m}}{1-\gamma_{0m}} = \sqrt{\frac{R+r}{r}}.$$

противоположного по смыслу неравенству (24).

Таким образом, использование И- или ПИ-регулятора, обеспечивающих точное равенство выходного напряжения заданному его значению, невозможно.

Остается возможность использования П-регулятора, позволяющего при изменении входного напряжения обеспечивать только приближенное равенство выходного напряжения заданному его значению.

Для оценки устойчивости стабилизатора с П-регулятором получено линеаризованное уравнение его возмущенного движения:

$$\delta \dot{X} = G \delta X, \quad (25)$$

где

$$\delta X = \begin{bmatrix} \delta i_1 \\ \delta i_2 \\ \delta u_1 \\ \delta u_2 \end{bmatrix}, G = \begin{bmatrix} -\frac{rL}{D} & \frac{rM}{D} & \left(\frac{M}{D} - \frac{k_{II}U_{20}}{L-M}\right) & \frac{\gamma_0 M - (1-\gamma_0)L}{D} \\ \frac{rM}{D} & -\frac{rL}{D} & \left(-\frac{L}{D} + \frac{k_{II}U_{20}}{L-M}\right) & \frac{-\gamma_0 L + (1+\gamma_0)M}{D} \\ 0 & \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{RC_1} & 0 \\ \frac{1-\gamma_0}{C_2} & \frac{\gamma_0}{C_2} & \frac{k_{II}(I_{10} - I_{20})}{C_2} & 0 \end{bmatrix},$$

и характеристический полином матрицы G :

$$S(z) = \det(zE - G) = z^4 + s_3 z^3 + s_2 z^2 + s_1 z + s_0, \quad (26)$$

где

$$s_3 = \frac{2rL}{D} + \frac{1}{RC_1}; s_2 = \frac{L}{D} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) - \frac{1}{L-M} \left[\frac{2\gamma_0(1-\gamma_0)}{C_2} + \frac{k_I U_{20}}{C_1} \right] + \frac{r}{D} \left(r + \frac{2L}{RC_1} \right);$$

$$s_1 = \frac{r}{D} \left[\frac{1}{C_1} + \frac{\gamma_0^2 + (1-\gamma_0)^2}{C_2} + \frac{r}{RC_1} \right] + \frac{1}{RC_1 C_2} \left[\frac{L}{D} - \frac{2\gamma_0(1-\gamma_0)}{L-M} \right] - \frac{k_I r U_{20}}{C_1 D};$$

$$s_0 = \frac{1}{C_1 C_2 D} \left\{ \frac{r[\gamma_0^2 + (1-\gamma_0)^2]}{R} + (1-\gamma_0)^2 - k_{II}(1-\gamma_0)U_{20} \right\}.$$

Поскольку точность стабилизации зависит от величины параметра П-регулятора k_{II} , а его величина ограничена требованием устойчивости замкнутого контура, оценено сверху допустимое значение k_{II} . Из необходимого условия устойчивости замкнутого контура стабилизации $s_0 > 0$ получена оценка допустимого значения k_{II} :

$$k_{II} < \frac{(1-\gamma_0)^2 + [\gamma_0^2 + (1-\gamma_0)^2]r/R}{(1-\gamma_0)U_{20}}. \quad (27)$$

$$q_4 = \frac{2r}{L} + \frac{1}{RC_1}; q_3 = \frac{L}{D} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) - \frac{2\gamma_0(1-\gamma_0)}{C_2(L-M)} + \frac{r}{D} \left(r + \frac{2L}{RC_1} \right) - \frac{k_{II}U_{20}}{C_1(L-M)};$$

$$q_2 = \frac{r[\gamma_0^2 + (1-\gamma_0)^2 + 1]}{C_1 D} + \frac{1}{RC_1 C_2} \left[\frac{L}{D} - \frac{2\gamma_0(1-\gamma_0)}{L-M} \right] -$$

$$\left(k_{II} - \frac{k_{II}}{RC_1} \right) \cdot \frac{U_{20}}{L-M} + \frac{k_{II}}{C_1} \left\{ \frac{(I_{10} - I_{20})[\gamma_0 L - (1-\gamma_0)M]}{C_2 D} - U_{20} \left(\frac{r}{D} + \frac{1}{RC_1(L-M)} \right) \right\};$$

$$q_1 = \frac{1}{C_1 C_2 D} \left\{ (1-\gamma_0)^2 + \frac{r[\gamma_0^2 + (1-\gamma_0)^2]}{R} \right\} +$$

$$+ \frac{k_{II}}{C_1 D} \left\{ \frac{(I_{10} - I_{20})[\gamma_0 L - (1-\gamma_0)M]}{C_2} - rU_{20} \right\} + k_{II} \left[\frac{r\gamma_0(I_{10} - I_{20}) - (1-\gamma_0)U_{20}}{C_1 C_2 D} \right];$$

$$q_0 = \frac{k_{II} [r\gamma_0(I_{10} - I_{20}) - (1-\gamma_0)U_{20}]}{C_1 C_2 D}.$$

Учитывая малую величину r/R ($10^{-3} \dots 10^{-2}$) для изменения γ_0 в рабочих пределах (24), можно упростить условие (27):

$$k_{\text{П}} < \frac{(1-\gamma_0)}{U_{20}} = \frac{(1-\gamma_0)^2}{U} \cdot \frac{R + \left[1 + \gamma_0^2 / (1-\gamma_0)^2\right] r}{R+r}.$$

Для оценки точности стабилизации при использовании П-регулятора определен коэффициент стабилизации:

$$k_{\text{СТ}} = \frac{\Delta U}{U} : \frac{\Delta U_{10}}{U_{10}}.$$

Из уравнений статики стабилизатора:

$$U_{10} + \Delta U_{10} = \frac{(\gamma_0 + \Delta\gamma_0)(U + \Delta U)}{1 - \gamma_0 - \Delta\gamma_0} \times \frac{R}{R + \left[1 + (\gamma_0 + \Delta\gamma_0)^2 / (1 - \gamma_0 - \Delta\gamma_0)^2\right] r}.$$

$$\gamma_0 + \Delta\gamma_0 = k_{\text{П}}(U_3 - U_{10} - \Delta U_{10}).$$

В результате линеаризации относительно номинального стационарного режима получено уравнение для относительных значений отклонений:

$$\left\{ 1 + \frac{R \left[R + \left(1 - \gamma_0^2 / (1 - \gamma_0)^2 \right) r \right] k_{\text{П}} U_{\text{НОМ}}}{\left\{ R + \left[1 + \gamma_0^2 / (1 - \gamma_0)^2 \right] r \right\}^2} \right\} \frac{\Delta U_{1\text{НОМ}}}{U_{1\text{НОМ}}} = \frac{\Delta U_{\text{НОМ}}}{U_{\text{НОМ}}}. \quad (28)$$

Подстановка завышенного значения $k_{\text{П}}$, не учитывающего необходимый запас устойчивости замкнутого контура стабилизации и равного правой части упрощенного неравенства (27), в уравнение (28) дает:

$$k_{\text{СТ}} = \frac{\Delta U_{\text{НОМ}}}{U_{\text{НОМ}}} : \frac{\Delta U_{1\text{НОМ}}}{U_{1\text{НОМ}}} < 2. \quad (29)$$

Полученная оценка возможного коэффициента стабилизации лишает смысла практическое применение замкнутого стабилизатора с преобразователем Чука.

Учитывая предыдущий опыт повышения точности стабилизации выходного напряжения импульсных стабилизаторов [4], рационально использовать принцип управления по возмущающему воздействию, полагая возмущающим воздействием отклонение входного напряжения от его номинального значения.

Стабилизация выходного напряжения преобразователя Чука по принципу управления по возмущению

Согласно этому принципу управления следует при изменении входного напряжения изменять соответствующим образом величину γ : уменьшать ее при увеличении входного напряжения и увеличивать при его уменьшении. Такое управление имеет существенное преимущество перед управлением по отклонению,

поскольку управляющее воздействие (изменение величины γ) происходит сразу при появлении возмущения, не дожидаясь проявления его следствия (отклонения выходного напряжения от заданного значения). Поскольку возможно практически мгновенное изменение величины γ , до значения, обеспечивающего заданное значение выходного напряжения при новом значении входного напряжения, можно ожидать высоких динамических свойств стабилизатора напряжения и высокой точности стабилизации напряжения.

Возможны два подхода к управлению величиной γ . Первый подход состоит в реализации вычислений по формулам (18) в цифровой форме. Это требует достаточно быстродействующих аналого-цифровых, цифроаналоговых преобразователей и цифрового вычислительного устройства, обладающих при этом достаточным числом разрядов. При частотах изменения структуры реальных преобразователей, составляющей десятки кГц, современные микропроцессоры вполне способны удовлетворить заданным требованиям.

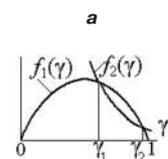
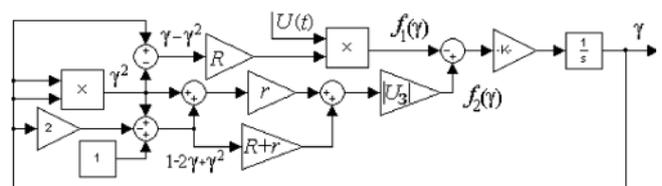
Второй подход основан на построении аналогового вычислителя γ , использующего преобразованное выражение статической характеристики преобразователя Чука (8):

$$(\gamma_0 - \gamma_0^2)U - \left[(1 - 2\gamma_0 + \gamma_0^2)R + (1 - 2\gamma_0 + 2\gamma_0^2)r \right] |U_{10}| = 0. \quad (30)$$

Решение уравнения (30) относительно γ при изменяющемся входном напряжении ($U = U(t)$) и постоянном $U_{10} = U_3 = \text{const}$ дает аналоговое вычислительное устройство, схема которого в обозначениях системы *Matlab Simulink* представлена на рис. 3а. На рис. 3б представлены графики зависимостей от γ уменьшаемого $f_1(\gamma) = (\gamma_0 - \gamma_0^2)U$ и вычитаемого

$$f_2(\gamma) = \left[(1 - 2\gamma_0 + \gamma_0^2)R + (1 - 2\gamma_0 + 2\gamma_0^2)r \right] |U_3|.$$

Два корня уравнения: γ_1 и γ_2 соответствуют точкам пересечения кривых. При этом γ_1 соответствует возрастающей (“устойчивой”) части статической характеристики преобразователя, а γ_2 соответствует падающей (“неустойчивой”) ее части. Точки эти являются равновесными точками аналогового вы-



б
Рис. 3

числительного устройства. Одна из них устойчива, а другая неустойчива.

Чтобы устойчивой была точка γ_1 , на вход интегрирующего усилителя подается разность $f_2(\gamma) - f_1(\gamma)$. Интегрирующий усилитель с большим коэффициентом преобразования k обеспечивает точность и быстрдействие вычислительного устройства.

Аналитическое исследование процессов в стабилизаторе с управлением по возмущению даже при использовании его предельной непрерывной модели весьма затруднительно. Поскольку требует решения дифференциальных уравнений с изменяющимися коэффициентами. Поэтому дальнейшие исследования проводились на цифровой модели, построенной в системе *Matlab 6.5 Simulink 5*.

Модель преобразователя Чука, учитывающая реальную частоту переключений структуры, построенная по системе уравнений (3) и (4), описывающих преобразователь Чука соответственно в первой и во второй части периода переключений, представленная на рис. 4а.

Моделирование переключений структуры преобразователя осуществляется с помощью подсистемы *Subsystem* и блоков умножения *Product*. Подсистема *Subsystem* на рис. 4а изображена в пунктирной рамке. Основным ее элементом является генератор

пилообразного сигнала *Repeating Sequence* с частотой, равной частоте переключений и амплитудой, равной 1. Релейные элементы *Relay* формируют прямоугольные импульсы длительностью γT и $(1 - \gamma)T$.

Объединение моделей преобразователя Π и вычислительного устройства ВУ согласно рис. 4б дает математическую модель стабилизатора напряжения с управлением по возмущению.

Исследования на модели проводились при параметрах преобразователя, использованных в работе [1]: $R = 100 \text{ Ом}$, $r = 0,1 \text{ Ом}$, $L = 0,01 \text{ Гн}$, $M = \pm 0,009 \text{ Гн}$, $C_1 = C_2 = 10^{-5} \text{ Ф}$, $T = 10^{-5} \text{ с}$. Номинальное значение входного напряжения $U_{\text{НОМ}} = 100 \text{ В}$. Номинальное значение выходного напряжения $U_{\text{ИНОМ}}$ принималось равным $200/3 \text{ В}$ ($\gamma = 0,4$) и 150 В ($\gamma = 0,6$). Моделирование проводилось методом *ode 23* при максимальном шаге $1e-6$.

На рис. 5 и 6 представлена реакция стабилизатора ($M = -0,009 \text{ Гн}$), находящегося в номинальном стационарном режиме на возмущающее воздействие $\Delta U_{\text{НОМ}} = 60\sin[\omega(t - 0,05)] 1(t - 0,05) \text{ В}$, $\omega = 10 \text{ рад/с}$ для $U_3 = 200/3 \text{ В}$ и 150 В соответственно.

На рис. 7 и 8 представлена реакция стабилизатора ($M = +0,009 \text{ Гн}$), находящегося в номинальном стационарном режиме на возмущающее воздействие

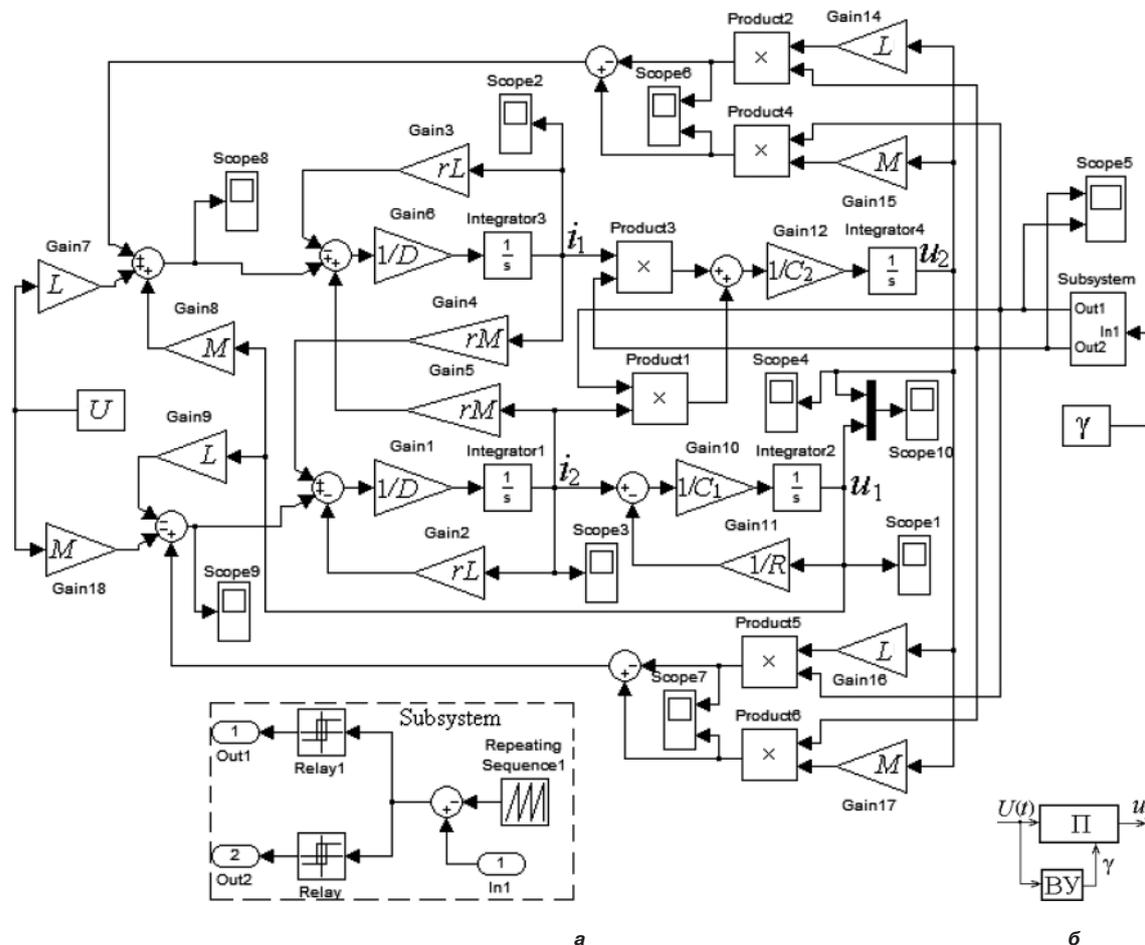


Рис. 4

$\Delta U_{НОМ} = 60\sin[\omega(t - 0,15)] \cdot 1(t - 0,15)$ В, $\omega = 10$ рад/с для $U_3 = 200/3$ В и 150 В соответственно.

Отклонение разности $u_1 - U_3$ от нуля в исходном установившемся режиме вызвано отличием реального импульсного преобразователя от его предельно-непрерывной модели. Точно желаемое значение постоянной составляющей выходного напряжения можно установить небольшим изменением U_3 .

Процесс имеет непродолжительную свободную (переходную) составляющую. После ее затухания устанавливается периодический негармонический процесс.

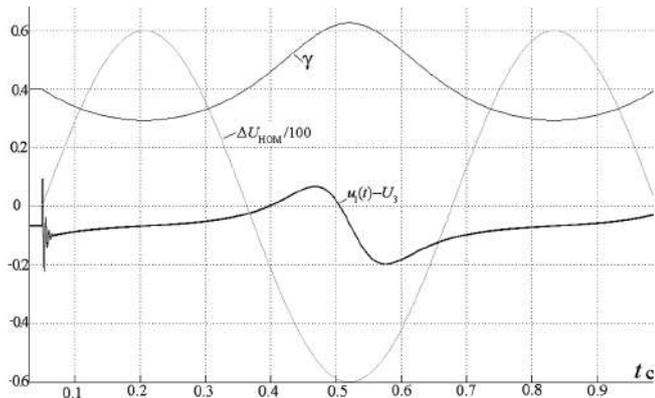


Рис. 5

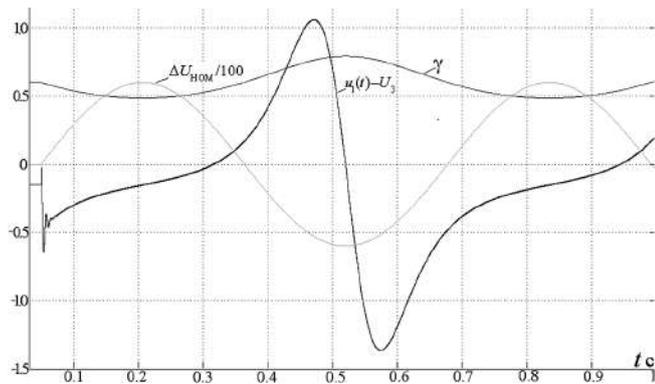


Рис. 6

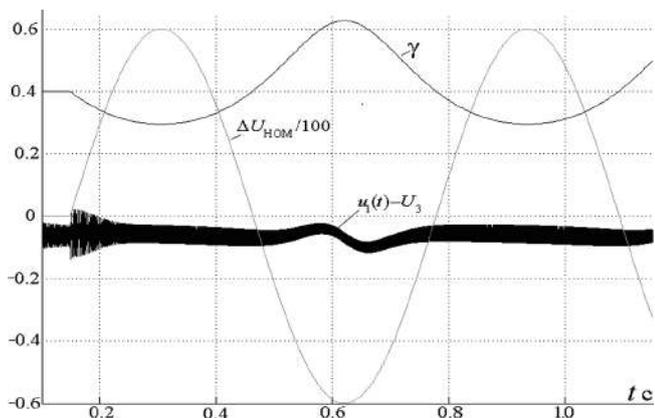


Рис. 7

Анализ установившихся режимов показывает, что амплитуда ошибки стабилизации оказывается примерно на два порядка меньше возмущения, что во многих случаях вполне удовлетворяет требованиям.

На рис. 9 представлена реакция стабилизатора ($M = -0.009$ Гн), находящегося в номинальном стационарном режиме на возмущающее воздействие $\Delta U_{НОМ} = 60\sin[\omega(t - 0,05)] 1(t - 0,05)$, $\omega = 100$ рад/с для $U_3 = 200/3$ В. Из сравнения рис. 5 и 9 видно, что повышение частоты возмущения в 10 раз вызывает увеличение амплитуды ошибки приблизительно также в 10 раз.

Особенность реакции стабилизатора при $M = -0,009$ Гн на скачок возмущающего воздействия показывает рис.10а, на котором представлен отклик стабилизатора на $\Delta U_{НОМ} = 60 \cdot 1(t - 0,3)$ В. Особенность эта состоит в том, что выходное напряжение в ответ на увеличение входного напряжения начинает не возрастать по абсолютной величине, а уменьшаться. Объясняется это неминимальнофазовыми свойствами преобразователя по отношению к изменению входного

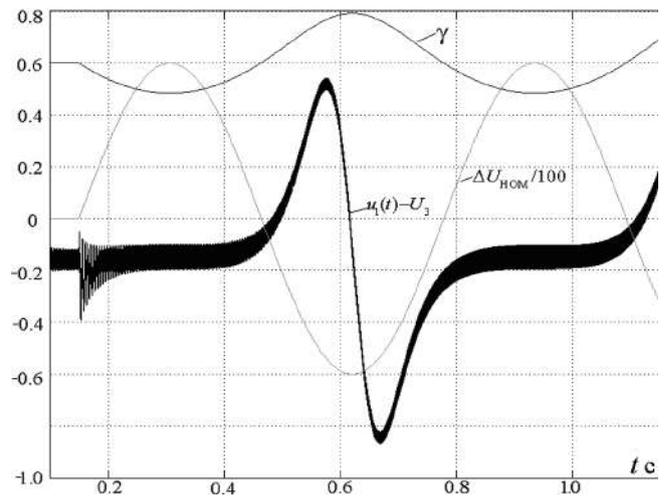


Рис. 8

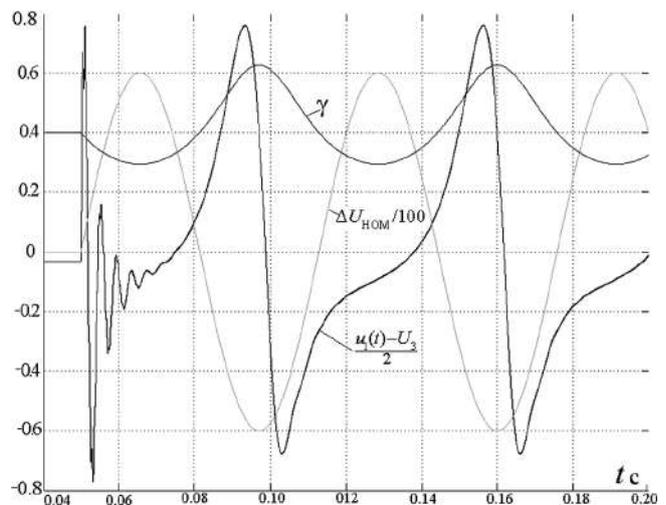


Рис. 9

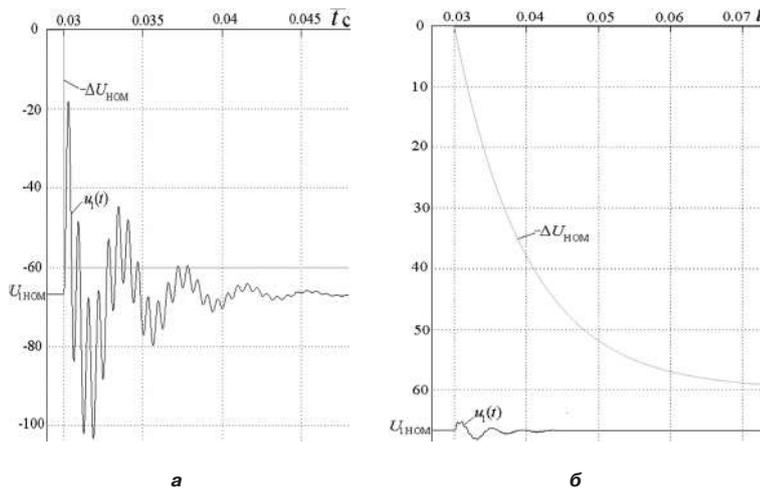


Рис. 10

напряжения при $\gamma = \text{const}$, установленными в работе [1] для преобразователя с $M > 0$.

Во время колебательного переходного процесса, заканчивающегося восстановлением исходного значения выходного напряжения, отклонения выходного напряжения от заданного значения имеют недопустимую величину. Если возможные скачки входного напряжения приближаются к “мгновенным”, можно ослабить их влияние с помощью входного фильтра с небольшой постоянной времени. На рис. 10б показано действие фильтра с постоянной времени, равной 0,01 с, уменьшающего колебания выходного напряжения во время переходного процесса до несущественных.

При включении стабилизатора наблюдается колебательный переходный процесс с начальным направлением изменения напряжения в противоположном направлении. Включение на вход стабилизатора фильтра с постоянной времени, равной 0,01 с, исключает колебания и существенно уменьшает первоначальное изменение выходного напряжения в противоположном направлении, как показано на рис. 11

Выводы

1. Обладая значительными преимуществами по сравнению с другими импульсными преобразователями, преобразователь Чука оказывается непригодным

к использованию в замкнутых стабилизаторах напряжения постоянного тока.

2. Успешное применение преобразователя Чука для стабилизации напряжения постоянного тока возможно в разомкнутых стабилизаторах, построенных по принципу управления по возмущению.

Литература

1. Коршунов А. И. Импульсный преобразователь напряжения постоянного тока по схеме Чука. – Силовая электроника. 2017, № 4, С. 60-66.
2. Коршунов А. И. Предельная непрерывная модель системы с высокочастотным, периодическим изменением структуры. – Известия вузов. Приборостроение. 2009, № 9, С. 42–48.
3. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. – М.: Наука, 1972. – 768 с.
4. Коршунов А. И. Повышение качества стабилизации выходного напряжения импульсного преобразователя постоянного тока. – Известия вузов. Приборостроение, 2013, № 3, Т. 56, С. 48–57.

Коршунов Анатолий Иванович, д. т. н., профессор, профессор ВМПИ ВУНЦ ВМФ “ВМА” им. Адмирала Флота СССР Н. Г. Кузнецова, тел. 8 (904) 604-29-57, e-mail: a.i.korshunov@mail.ru.

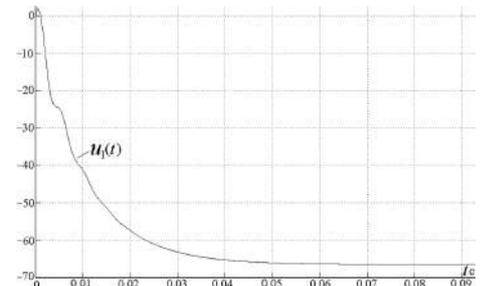


Рис. 11

Г. А. Белов, Г. В. Малинин

ОБРАТНОХОДОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С АКТИВНЫМ ОГРАНИЧЕНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ НА ЭЛЕМЕНТАХ СХЕМЫ И УМНОЖЕНИЕМ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ*

G. A. Belov,
G. V. MalininFlyback Converter with Active Clamp
and Output Voltage Multiplier

В работе дается анализ процессов и статических характеристик обратноходового преобразователя с активной цепью ограничения напряжений, или, как говорят, с активным клампом; уточняются известные методика анализа и результаты. В отличие от известных работ расчетная модель преобразователя составлена с использованием Т-образной схемы замещения трансформатора с учетом выходных диодов и их паразитных емкостей.

Ключевые слова: активный кламп, обратноходовой преобразователь напряжения, схема замещения, преобразователь солнечной энергии, паразитные параметры.

The article analyzes processes and static characteristics of the flyback converter with active voltage limiter, or as the phrase goes with active clamp. The authors define more exactly the well-known methods of analysis and the results. In contrast to the well-known works, the design model of the converter was composed employing equivalent T-circuit of the transformer with account for output diodes and their parasitic capacitances.

Keywords: active clamp, flyback converter, equivalent circuit, solar energy converter, parasitic parameters.

Обратноходовые преобразователи с пассивными цепями ограничения напряжения на элементах схемы имеют сравнительно низкий КПД и применяются на мощностях до 50 Вт [1]. Результаты работ [2–4] показывают, что использование активных цепей ограничения напряжения позволяет существенно повысить КПД и строить обратноходовые преобразователи на мощности до 300 Вт, используя их в качестве преобразователей солнечной энергии [2]. Конструкторов привлекает простота схемы при наличии трансформаторной развязки входной и выходной цепей. Однако методика анализа и расчета подобных преобразователей пока разработана недостаточно в связи с разнообразием их параметров и областей применения [3–6]. При этом их анализ и расчет усложняется в связи с необходимостью правильного учета эквивалентной схемы трансформатора и паразитных емкостей элементов схемы.

Высокочастотный трансформатор, регулирующий транзистор VT1, диод VD2 и конденсатор C2 образуют стандартный обратноходовой преобразователь (рис. 1). Конденсатор C1 и диод VD1 обеспечивают умножение выходного напряжения преобразователя постоянного напряжения (ППН), что бывает необходимо при использовании ППН на входе преобразователя напряжения солнечного модуля, когда к выходу рассматриваемого ППН присоединяют регулируемый инвертор с синусоидальной ШИМ. Временные диаграммы работы ППН в установившемся режиме приведены на рис. 2.

Интервал (t_0, t_1). До момента t_0 ток i_1 первичной обмотки трансформатора проходит через открытый

транзистор VT2, проводит диод VD2 и энергия, накопленная в индуктивности намагничивания L_μ , передается в конденсатор C2 и нагрузку. В момент t_0 включается основной ключ VT1, вызывая рост тока i_1 и уменьшение тока через диод VD2. Пока на интервале (t_0, t_1) диод VD2 остается открытым, ток намагничивания продолжает уменьшаться.

После отпирания транзистора VT1 образуется эквивалентная схема, показанная на рис. 3а, которая для интервала (t_0, t_1) принимает вид, показанный на рис. 3б. Для схемы (рис. 3б) справедливы уравнения

$$\begin{aligned} u_{L_{S1}} + u'_{L_{S2}} &= u_{BX} + u'_2, \\ u_{L_{S1}} + u_{L_\mu} &= u_{BX}, \\ i_\mu &= i_1 - i'_2, \end{aligned} \quad (1)$$

где $u_{L_{S1}} = L_{S1} \frac{di_1}{dt}$, $u'_{L_{S2}} = L'_{S2} \frac{di'_2}{dt}$, $u_{L_\mu} = L_\mu \frac{di_\mu}{dt}$;

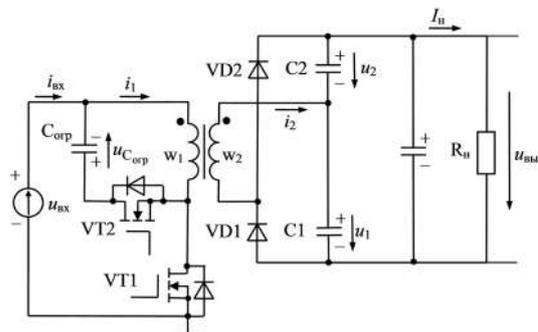


Рис. 1. Схема обратноходового преобразователя с активной цепью ограничения напряжения на транзисторах и умножением выходного напряжения

* Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ в рамках проекта № 15-48-02189-р_поволжье_а

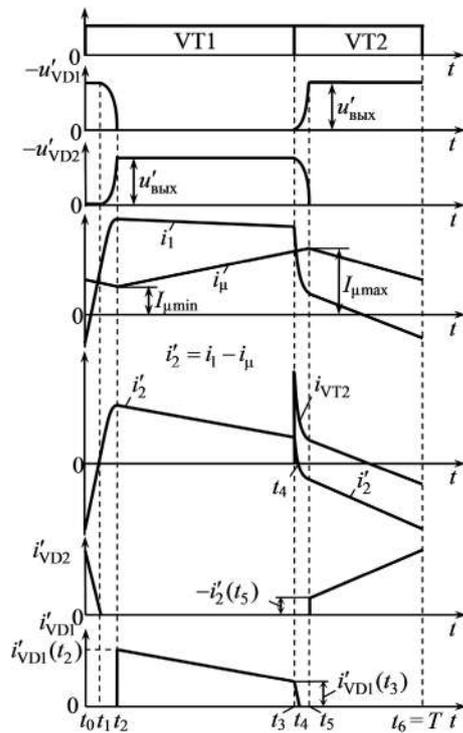


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие работу преобразователя

L_{S1}, L_{S2}' – индуктивность рассеяния первичной обмотки и приведенная к первичной обмотке индуктивность рассеяния вторичной обмотки. Верхним штрихом обозначены величины, приведенные к первичной обмотке трансформатора. Активные сопротивления обмоток трансформатора не учитываются.

Введя коэффициенты

$$\lambda_1 = \frac{\lambda_\mu}{L_{S1}}, \quad \lambda_2 = \frac{L_\mu}{L'_{S2}}$$

получаем

$$\lambda_1 u_{L_{S1}} = L_\mu \frac{di_\mu}{dt}, \quad \lambda_2 u'_{L_{S2}} = L_\mu \frac{di'_2}{dt}$$

С учетом третьего уравнения в (1) будем иметь

$$u_{L_\mu} = L_\mu \frac{di_\mu}{dt} = L_\mu \frac{d(i_1 - i'_2)}{dt} = \lambda_1 u_{L_{S1}} - \lambda_2 u'_{L_{S2}}$$

и получаем систему уравнений относительно $u_{L_\mu}, u_{L_{S1}}, u'_{L_{S2}}$

$$\begin{aligned} u_{L_{S1}} + u'_{L_{S2}} &= u_{\text{ВХ}} + u'_2, \\ u_{L_{S1}} + u_{L_\mu} &= u_{\text{ВХ}}, \\ u_{L_\mu} - \lambda_1 u_{L_{S1}} + \lambda_2 u'_{L_{S2}} &= 0, \end{aligned}$$

откуда следуют равенства для интервала (t_0, t_1)

$$\begin{aligned} u_{L_\mu} &= \frac{\lambda_1 u_{\text{ВХ}} - \lambda_2 u'_2}{1 + \lambda_1 + \lambda_2}, \\ u_{L_{S1}} &= \frac{(1 + \lambda_2) u_{\text{ВХ}} + \lambda_2 u'_2}{1 + \lambda_1 + \lambda_2}, \\ u'_{L_{S2}} &= \frac{\lambda_1 u_{\text{ВХ}} + (1 + \lambda_1) u'_2}{1 + \lambda_1 + \lambda_2}. \end{aligned} \quad (2)$$

В соответствии с выражениями

$$i_1 = i_1(0) + \frac{u_{L_{S1}}}{L_{S1}} t, \quad i'_2 = i'_2(0) + \frac{u'_{L_{S2}}}{L'_{S2}} t, \quad i_\mu = i_\mu(0) + \frac{u_{L_\mu}}{L_\mu} t, \quad (3)$$

токи в индуктивностях рассеяния на интервале (t_0, t_1) линейно нарастают, поскольку согласно (2) $u_{L_{S1}} > 0, u'_{L_{S2}} > 0$, а ток намагничивания i_μ продолжает линейно уменьшаться, поскольку $\lambda_2 u'_2 > \lambda_1 u_{\text{ВХ}}, u_{L_\mu} = \text{const}, u_{L_\mu} < 0$. Интервал (t_0, t_1) заканчивается, когда входной ток i_1 сравнивается с током намагничивания i_μ . Ток $i'_2 = i_1 - i_\mu$ становится положительным, ток диода VD2 (см. рис. 3а) отрицательным, закрывая диод. Приравняв значения i_1 и i_μ в момент t_1 , получаемые из (3) с учетом (2) и равенства $i_\mu(0) - i_1(0) = -i'_2(0)$, найдем уравнение, из которого определяем длительность интервала (t_0, t_1)

$$t_{01} = L_\mu \frac{i_\mu(0) - i_1(0)}{\lambda_1 u_{L_{S1}} - u_{L_\mu}} = -\frac{L_\mu (1 + \lambda_1 + \lambda_2) i'_2(0)}{\lambda_2 [\lambda_1 u_{\text{ВХ}} + (1 + \lambda_1) u'_2]}.$$

С учетом найденного интервала t_{01} и выражений (3) определим токи в конце рассматриваемого интервала:

$$\begin{aligned} i_1(t_1) &= i_1(0) - \frac{\lambda_1}{\lambda_2} i'_2(0) \frac{(1 + \lambda_2) u_{\text{ВХ}} + \lambda_2 u'_2}{\lambda_1 u_{\text{ВХ}} + (1 + \lambda_1) u'_2}, \\ i'_2(t_1) &= i'_2(0) + i_\mu(0) - i_1(0) = 0. \end{aligned} \quad (4)$$

Интервал (t_0, t_1) . В момент t_1 сравнения входного тока i_1 с током намагничивания диод VD2 запирается, оба диода оказываются закрытыми, что запускает

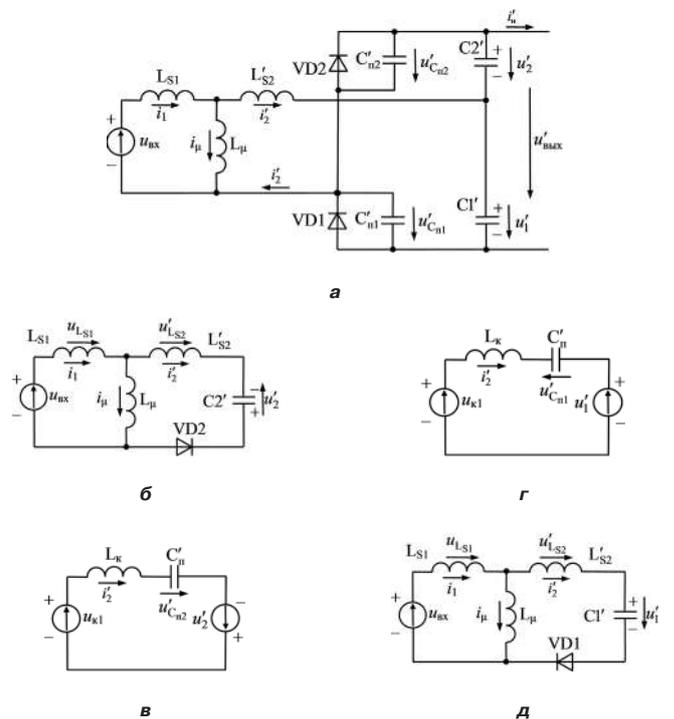


Рис. 3. Эквивалентная схема при отпирании транзистора VT1: а – нелинейная; б – при открытом диоде VD2 на интервале (t_0, t_1) ; в, г – при закрытых диодах VD1 и VD2 на интервале (t_1, t_2) ; д – при открытом диоде VD1 на интервале (t_2, t_3)

резонансный процесс в выходной цепи (рис. 3а). При закрытых диодах VD1, VD2 на интервале (t_1, t_2) , согласно схеме на рис. 3а, имеем уравнение

$$i'_{C_{n2}} - i'_{C_{n1}} = i'_2,$$

где $i'_{C_{n1}}, i'_{C_{n2}}$ – токи через паразитные емкости C'_{n1}, C'_{n2} , приведенные к первичной обмотке. Это уравнение можно записать в виде

$$C'_{n2} \frac{du'_{C_{n2}}}{dt} - C'_{n1} \frac{du'_{C_{n1}}}{dt} = i'_2. \quad (5)$$

Поскольку $u'_{C_{n2}} + u'_{C_{n1}} = u'_2 + u'_1 = u'_{\text{ВЫХ}} = \text{const}$, получаем равенство $du'_{C_{n1}}/dt = -du'_{C_{n2}}/dt$, подставляя которое в уравнение (5), получим

$$C'_n \frac{du_{C_{n2}}}{dt} = i'_2. \quad (6)$$

где $C'_n = C'_{n1} + C'_{n2}$ – суммарная паразитная емкость, приведенная к первичной обмотке. Аналогично, исключая $du'_{C_{n2}}/dt$ из уравнения (5), получим

$$C'_n \frac{du_{C_{n1}}}{dt} = -i'_2. \quad (7)$$

Уравнения (6) и (7) показывают, что суммарную паразитную емкость C'_n можно присоединить параллельно диоду VD2 или параллельно диоду VD1.

Преобразуя эквивалентную схему трансформатора в схеме на рис. 3а по теореме об эквивалентном генераторе с учетом равенств (6) и (7), представим эту схему в виде, показанном на рис. 3в или г, где индуктивность контура определяется выражением

$$L_k = L'_{S2} + \frac{L_\mu L_{S1}}{L_\mu + L_{S1}}, \quad (8)$$

а напряжение, действующее в контуре,

$$u_{k1} = \frac{u_{\text{ВХ}} L_\mu}{L_\mu + L_{S1}} = \frac{u_{\text{ВХ}} \lambda_1}{1 + \lambda_1}. \quad (9)$$

Обходя схему на рис. 3а через емкость C'_{n2} , эквивалентный генератор, образуемый в соответствии с уравнениями (8), (9), и конденсатор C'_2 , получим уравнение

$$L_k \frac{di'_2}{dt} + u'_{C_{n2}} = u_{k1} + u'_2, \quad (10)$$

где напряжение $u'_{C_{n2}}$ удовлетворяет уравнению (6). Уравнениям (6) и (10) соответствует эквивалентная схема на рис. 3в.

Обходя схему (рис. 3а) по контуру, включающему емкость C'_{n1} , получим уравнение в виде

$$L_k \frac{di'_2}{dt} - u'_{C_{n1}} = u_{k1} - u'_1,$$

и соответствующую эквивалентную схему на рис. 3г, где $u'_{C_{n1}}$ удовлетворяет уравнению (7).

Воспользуемся уравнением (10) и эквивалентной схемой на рис. 3в, поскольку в начале резонансного

процесса $i'_2(t_1) = 0, u'_{C_{n2}}(t_1) = 0$. По известным уравнениям для последовательного резонансного контура [7], принимая в качестве переменных состояния величины i'_2 и $u'_{C_{n2}}$, пренебрегая потерями в контуре, для рис. 3в имеем

$$i'_2 = \frac{u_{k1} + u'_2}{\omega_k L_k} \sin \omega_k (t - t_1), \quad (11)$$

$$u'_{C_{n2}} = -(u_{k1} + u'_2) \cos \omega_k (t - t_1) + u_{k1} + u'_2,$$

где ω_k – собственная частота LC-контура, определяемая выражением $\omega_k = 1/\sqrt{L_k C'_n}$.

Как видно из рис. 3а, напряжение на диоде VD1 $u'_{\text{VD1}} = -u'_{\text{ВЫХ}} + u'_{C_{n2}}$ поэтому резонансный процесс заканчивается, когда напряжение $u'_{C_{n2}}$ сравнивается с выходным напряжением $u'_{\text{ВЫХ}} = u'_1 + u'_2$, вызывая включение диода VD1. Продолжительность t_{12} интервала (t_1, t_2) определяется из равенства

$$u_{k1} + u'_2 - (u_{k1} + u'_2) \cos \omega_k t_{12} = u'_{\text{ВЫХ}},$$

откуда следует выражение

$$\cos \omega_k t_{12} = u'_{\text{ВЫХ}} / (u_{k1} + u'_2).$$

Значение тока на вторичной стороне трансформатора в конце резонансного процесса

$$\begin{aligned} i'_2(t_2) &= \frac{u_{k1} + u'_2}{\omega_k L_k} \sqrt{1 - \cos^2 \omega_k t_{12}} \\ &= \frac{u_{k1} + u'_2}{\omega_k L_k} \sqrt{1 - \left[1 - \frac{2u'_{\text{ВЫХ}}}{u_{k1} + u'_2} + \left(\frac{u'_{\text{ВЫХ}}}{u_{k1} + u'_2} \right)^2 \right]}, \end{aligned}$$

из которого с учетом (9) определяем

$$\begin{aligned} i'_2(t_2) &= \frac{u'_{\text{ВЫХ}}}{\omega_k L_k} \sqrt{2 \frac{u_{k1} + u'_2}{u'_{\text{ВЫХ}}} - 1} = \\ &= \frac{u'_{\text{ВЫХ}}}{\omega_k L_k} \sqrt{2 \frac{u_{\text{ВХ}} \lambda_1}{1 + \lambda_1} + \frac{u'_2}{u'_{\text{ВЫХ}}} - 1}. \end{aligned} \quad (12)$$

Для нахождения входного тока в момент t_2 воспользуемся уравнением

$$\frac{di_i}{dt} = \frac{L_\mu}{L_\mu + L_{S1}} \frac{di'_2}{dt} + \frac{u_{\text{ВХ}}}{L_\mu + L_{S1}},$$

вытекающим из схемы на рис. 3а. Из него следует

$$i_i(t_2) = i_i(t_1) + \frac{L_\mu}{L_\mu + L_{S1}} i'_2(t_2) + \frac{u_{\text{ВХ}} t_{12}}{L_\mu + L_{S1}}, \quad (13)$$

где $i_i(t_1) = i_\mu(t_1)$.

Аналогично

$$i_\mu(t_2) = i_\mu(t_1) - \frac{L_{S1}}{L_\mu + L_{S1}} i'_2(t_2) + \frac{u_{\text{ВХ}} t_{12}}{L_\mu + L_{S1}}.$$

Из этих выражений видно, что поскольку

$$\frac{L_{\mu}}{L_{\mu} + L_{S1}} \approx 1, \quad \frac{L_{S1}}{L_{\mu} + L_{S1}} \ll 1,$$

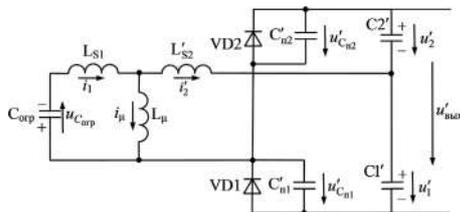
входной ток $i_{BX} = i_1$ за время t_{12} возрастает почти на столько же, что и i_2' , а ток намагничивания убывает незначительно. Третьим слагаемым в выражении (13) можно пренебречь, поскольку оно примерно равно приращению тока намагничивания за малое время t_{12} . Тогда с учетом (4) и (13)

$$i_1(t_2) = i_1(0) - i_2'(0) \frac{\lambda_1 u_{BX}(1 + \lambda_2) + \lambda_2 u_2'}{\lambda_2 (1 + \lambda_1) u_2' + u_{BX} \lambda_1} + \frac{\lambda_1}{1 + \lambda_1} i_2'(t_2),$$

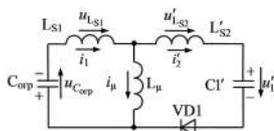
где $i_2'(t_2)$ определяется по формуле (12).

Интервал (t_2, t_3). При отпирании диода VD1 эквивалентная схема (рис. 3а) принимает вид, показанный на рис. 3д. Начинается накопление энергии в индуктивности намагничивания, током i_2 подзаряжается конденсатор C1. Схема на рис. 3д при открытом диоде VD1 совпадает со схемой на рис. 3б при открытом диоде VD2, если заменить u_2' на $-u_1'$. Поэтому напряжения на индуктивностях в схеме на рис. 3д получаются из выражений (2) заменой u_2' на $-u_1'$:

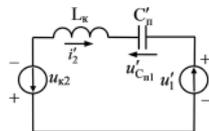
$$\begin{aligned} (u_{L_{\mu}})_{23} &= \frac{u_{BX} \lambda_1 + \lambda_2 u_1'}{1 + \lambda_1 + \lambda_2}, \\ (u_{L_{S1}})_{23} &= \frac{u_{BX} (1 + \lambda_2) - \lambda_2 u_1'}{1 + \lambda_1 + \lambda_2}, \\ u'_{L_{S2}} &= \frac{u_{BX} \lambda_1 - (1 + \lambda_1) u_1'}{1 + \lambda_1 + \lambda_2}. \end{aligned} \quad (14)$$



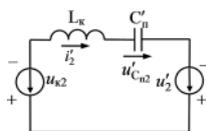
а



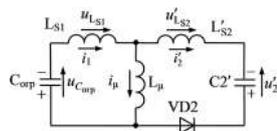
б



г



в



д

Рис. 4. Эквивалентная схема при отпирании встроенного диода и последующем отпирании транзистора VT2: а – нелинейная; б – при отпирании встроенного диода транзистора VT2 и диода VD1 на интервале (t_3, t_4); в и г – после запираания диода VD1 (когда закрыты оба диода) на интервале (t_4, t_5); д – при открытом диоде VD2 на интервале (t_5, t_6)

При $u_{BX} = \text{const}$, $u_1' = \text{const}$ токи в индуктивностях на интервале (t_2, t_3) изменяются линейно. Поэтому

$$\begin{aligned} i_1(t_3) &= i_1(t_2) + \frac{u_{L_{S1}}}{L_{S1}} t_{23}, \quad i_2'(t_3) = i_2'(t_2) + \frac{u'_{L_{S2}}}{L_{S2}} t_{23}, \\ i_{\mu}(t_3) &= i_{\mu}(t_2) + \frac{u_{L_{\mu}}}{L_{\mu}} t_{23}, \end{aligned}$$

где $t_{23} = t_3 - t_2$ – длительность интервала (t_2, t_3).

Интервал (t_3, t_4). В момент t_3 транзистор VT1 выключается, что вызывает включение встроенного диода вспомогательного транзистора VT2 за счет быстрого повышения напряжения на транзисторе VT1 из-за заряда паразитной емкости транзисторов VT1 и VT2 током намагничивания. Диод VD1 на этом интервале остается открытым, порождая эквивалентную схему, показанную на рис. 4б. Емкость $C_{орп}$ достаточно большая, поэтому напряжение на конденсаторе $C_{орп}$ можно считать постоянным в течение всего периода T .

Схема на рис. 4б получается из схемы на рис. 3д, если источник напряжения u_{BX} (рис. 4б) заменить на напряжение $-u_{C_{орп}}$. Поэтому выражения для напряжений на индуктивностях для схемы на рис. 4б получаются из (14) заменой u_{BX} на $-u_{C_{орп}}$:

$$\begin{aligned} (u_{L_{\mu}})_{34} &= \frac{-\lambda_1 u_{C_{орп}} + \lambda_2 u_1'}{1 + \lambda_1 + \lambda_2}, \\ u_{L_{S1}} &= \frac{-(1 + \lambda_2) u_{C_{орп}} - \lambda_2 u_1'}{1 + \lambda_1 + \lambda_2}, \\ u'_{L_{S2}} &= \frac{-\lambda_1 u_{C_{орп}} - (1 + \lambda_1) u_1'}{1 + \lambda_1 + \lambda_2}. \end{aligned} \quad (15)$$

Токи в индуктивностях рассеяния i_1, i_2 быстро уменьшаются (поскольку $u_{L_{S1}} < 0, u'_{L_{S2}} < 0$), в то время как ток намагничивания продолжает расти. Этот короткий интервал заканчивается, когда входной ток i_1 сравнивается с током намагничивания i_{μ} , и ток, протекающий через VD1, $i_2' = i_1 - i_{\mu}$ (рис. 4б), переходит через нуль, что приводит к выключению этого диода. Подставляя в равенство

$$i_2'(t) = i_2'(t_3) + u'_{L_{S2}} (t - t_3) / L'_{S2}$$

$t = t_4; i_2'(t_4) = 0$, получим уравнение, из которого следует выражение

$$t_{34} = -L'_{S2} i_2'(t_3) / u'_{L_{S2}}.$$

Тогда

$$i_1(t_4) = i_{\mu}(t_4) = i_1(t_3) + \frac{u_{L_{S1}}}{L_{S1}} t_{34} = i_1(t_3) - \frac{L'_{S2} u_{L_{S1}} i_2'(t_3)}{L_{S1} u'_{L_{S2}}},$$

где $u_{L_{S1}}$ определяется из (15).

Интервал (t_4, t_5). В момент изменения направления тока $i_2' = i_1 - i_{\mu}$ и выключения диода VD1 возникает второй резонансный процесс на вторичной стороне, который протекает согласно рис. 4а, где оба диода

VD1, VD2 закрыты. Справедливы эквивалентные схемы (рис. 4в и з), отличающаяся от схем на рис. 3в и з тем, что источник напряжения $u_{\text{вх}}$ заменяется на источник $-u_{\text{с.орп}}$. Индуктивность контура по-прежнему определяется формулой (8), а паразитная емкость остается равной $C_{\text{п}}$. Напряжение, действующее в контуре, аналогично (9) равно

$$u_{\text{к2}} = u_{\text{с.орп}} \lambda_1 / (1 + \lambda_1), \quad (16)$$

но имеет направление, противоположное $u_{\text{к1}}$.

Здесь удобнее воспользоваться эквивалентной схемой на рис. 4г, поскольку $i_2'(t_4) = 0, u'_{\text{с.п}}(t_4) = 0$. По известным уравнениям для последовательного LC-контура [7] для схемы на рис. 4г имеем

$$i_2' = -\frac{u_{\text{к2}} + u_1'}{\omega_{\text{к}} L_{\text{к}}} \sin \omega_{\text{к}} (t - t_4), \quad (17)$$

$$-u_{\text{с.п}} = (u_{\text{к2}} + u_1') \cos \omega_{\text{к}} (t - t_4) - u_{\text{к2}} - u_1'.$$

Интервал (t_4, t_5) заканчивается в момент t_5 , когда напряжение на диоде VD2 переходит через нуль, диод открывается. Согласно схеме на рис. 4а имеем $u'_{\text{с.п2}} + u'_{\text{с.п1}} = u'_{\text{ВЫХ}}$, следовательно

$$u'_{\text{с.п2}} = u'_{\text{ВЫХ}} - u'_{\text{с.п1}} = u'_{\text{ВЫХ}} - (u_{\text{к2}} + u_1') \times [1 - \cos \omega_{\text{к}} (t - t_4)]. \quad (18)$$

Подставляя в (18) $t = t_5, u'_{\text{с.п2}} = 0$, получаем

$$\cos \omega_{\text{к}} t_{45} = 1 - \frac{u'_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{к2}} + u_1'}.$$

Тогда из (17) с учетом (16) найдем значение тока

$$i_2'(t_5) = -\frac{u'_{\text{ВЫХ}}}{\omega_{\text{к}} L_{\text{к}}} \sqrt{2 \frac{u_{\text{к2}} + u_1'}{u'_{\text{ВЫХ}}} - 1} = -\frac{u'_{\text{ВЫХ}}}{\omega_{\text{к}} L_{\text{к}}} \sqrt{2 \frac{u_{\text{с.орп}} \lambda_1 + u_1' (1 + \lambda_1)}{u'_{\text{ВЫХ}} (1 + \lambda_1)} - 1}. \quad (19)$$

Остальные токи трансформатора i_1, i_{μ} в момент t_5 также легко могут быть найдены, поскольку из рис. 4а следует

$$L_{\text{S1}} \frac{di_1}{dt} + L_{\mu} \frac{d(i_1 - i_2')}{dt} = -u_{\text{с.орп}}; (L_{\text{S1}} + L_{\mu}) \frac{di_1}{dt} = L_{\mu} \frac{di_2'}{dt} - u_{\text{с.орп}},$$

$$i_1(t_5) = i_1(t_4) + \frac{L_{\mu}}{L_{\mu} + L_{\text{S1}}} i_2'(t_5) - \frac{u_{\text{с.орп}} t_{45}}{L_{\mu} + L_{\text{S1}}} \approx i_1(t_4) + \frac{\lambda_1}{1 + \lambda_1} i_2'(t_5). \quad (20)$$

Интервал (t_5, t_6) . В течение этого интервала остается справедливой эквивалентная схема на рис. 4а при открытом диоде VD2 ($i_2' < 0$). На этом интервале $i_{\mu} = i_1 + |i_2'|$ и энергия, накопленная в индуктивности намагничивания L_{μ} , благодаря протеканию тока $-i_2'$, передается конденсатору С2, обеспечивая рост выходного напряжения обратного хода u_2' , в то время как энергия, накопленная в индуктивности рассеяния L_{S1} ,

благодаря протеканию тока i_1 , продолжает передаваться конденсатору $C_{\text{орп}}$ цепи ограничения напряжения.

Схемы на рис. 4д и 3д отличаются только тем, что в эквивалентной схеме на рис. 4д выходным конденсатором является конденсатор С2', в схеме на рис. 3д – конденсатор С1' с противоположными полярностями напряжений на этих конденсаторах. Поэтому формулы для напряжений на индуктивностях эквивалентной схемы на рис. 4д получаются из формул (15) заменой u_1' на $-u_2'$:

$$\begin{aligned} (u_{L_{\mu}})_{56} &= \frac{-\lambda_1 u_{\text{с.орп}} - \lambda_2 u_2'}{1 + \lambda_1 + \lambda_2}, \\ (u_{L_{\text{S1}}})_{56} &= \frac{-(1 + \lambda_2) u_{\text{с.орп}} + \lambda_2 u_2'}{1 + \lambda_1 + \lambda_2}, \\ u'_{L_{\text{S2}}} &= \frac{-\lambda_1 u_{\text{с.орп}} + (1 + \lambda_1) u_2'}{1 + \lambda_1 + \lambda_2}. \end{aligned} \quad (21)$$

Согласно формулам (21) токи в индуктивностях в течение интервала t_{56} линейно уменьшаются, если $u_{\text{с.орп}} = \text{const}$. Во всех случаях на интервале (t_5, t_6) ток i_1 меняет свое направление, протекая через вспомогательный транзистор VT2. Токи трансформатора

$$i_1(t_6) = i_1(t_5) + \frac{-(1 + \lambda_2) u_{\text{с.орп}} + \lambda_2 u_2'}{L_{\text{S1}} (1 + \lambda_1 + \lambda_2)} t_{56},$$

$$i_2'(t_6) = i_2'(t_5) + \frac{-\lambda_1 u_{\text{с.орп}} + (1 + \lambda_1) u_2'}{L'_{\text{S2}} (1 + \lambda_1 + \lambda_2)} t_{56}.$$

Получение усредненных выражений. При упрощенном анализе длительности включенного состояния транзистора VT1 будем пренебрегать интервалами t_{01}, t_{12}, t_{34} и t_{45} . Тогда $\gamma \approx t_{23}/T, 1 - \gamma \approx t_{56}/T$.

Для тока намагничивания можно записать

$$i_{\mu}(t_0) \approx i_{\mu}(t_1) \approx i_{\mu}(t_2) = I_{\mu \text{ min}},$$

$$i_{\mu}(t_3) \approx i_{\mu}(t_4) \approx i_{\mu}(t_5) = I_{\mu \text{ max}}.$$

Воспользуемся условием, что в установившемся режиме средние значения напряжения на индуктивности и тока в конденсаторе равны нулю. Будем использовать три условия: $u_{L_{\mu \text{cp}}} = 0, i'_{\text{VD1cp}} = i'_{\text{н.ср}}, i'_{\text{VD2cp}} = i'_{\text{н.ср}}$. Введем относительные величины

$$x_1 = \frac{\overline{u_{\text{ВЫХ}}}}{u_{\text{ВХ}}}; x_2 = \frac{\overline{u_1'}}{u_{\text{ВХ}}};$$

$$x_3 = \frac{\overline{u_{\text{с.орп}}}}{u_{\text{ВХ}}}; u_2' = \frac{u_2'}{u_{\text{ВХ}}} = x_1 - x_2;$$

$$\overline{i'_{\text{н.ср}}} = \frac{i'_{\text{н.ср}}}{I_6},$$

где I_6 – базовое значение тока.

Среднее значение напряжения на индуктивности намагничивания в установившемся режиме равно нулю:

$$u_{L_{\mu, \text{cp}}} \approx (u_{L_{\mu}})_{23} \gamma + (u_{L_{\mu}})_{56} (1 - \gamma) = 0,$$

откуда с учетом (14) и (21) получим уравнение

$$(\lambda_1 u_{\text{BX}} + \lambda_2 u_1') \gamma - (\lambda_1 u_{C_{\text{орп}}} + \lambda_2 u_2') (1 - \gamma) = 0$$

или в относительных величинах

$$x_3 = \frac{\gamma}{1 - \gamma} - \frac{\lambda_2}{\lambda_1} x_1 + \frac{\lambda_2}{\lambda_1 (1 - \gamma)} x_2. \quad (22)$$

Согласно временным диаграммам (рис. 2) среднее значение тока диода VD2, который проводит на интервале t_{56} ,

$$\begin{aligned} i'_{\text{н.ср}} &= i'_{\text{VD2cp}} \approx -\frac{i_2'(t_5) + i_2'(t_6)}{2} (1 - \gamma) \approx \\ &\approx -\frac{i_1(t_5) - i_{\mu}(t_5) + i_1(t_6) - i_{\mu}(t_6)}{2} (1 - \gamma) = \\ &= \frac{I_{\mu \text{max}} - i_1(t_5) + i_{\mu}(t_6) - i_1(t_6)}{2} (1 - \gamma), \end{aligned}$$

где $i_1(t_6) = i_1(t_5) + \frac{(u_{L_{S1}})_{56}}{L_{S1} f} (1 - \gamma),$

$$i_{\mu}(t_6) \approx I_{\mu \text{min}} \approx I_{\mu \text{max}} + \frac{(u_{L_{\mu}})_{56}}{L_{\mu} f} (1 - \gamma), \quad (u_{L_{\mu}})_{56} < 0.$$

Тогда с учетом выражения (20), в котором $i_1(t_4) = i_{\mu}(t_4) \approx I_{\mu \text{max}},$

$$i'_{\text{н.ср}} = \left\{ \left[(u_{L_{\mu}})_{56} - \lambda_1 (u_{L_{S1}})_{56} \right] \frac{1 - \gamma}{2 f L_{\mu}} - \frac{\lambda_1}{1 + \lambda_1} i_2'(t_5) \right\} (1 - \gamma),$$

где $i_2'(t_5)$ определяется по формуле (19). Переходя к относительным величинам, получим

$$\overline{i'_{\text{н.ср}}} = \left\{ \left[\overline{(u_{L_{\mu}})_{56}} - \lambda_1 \overline{(u_{L_{S1}})_{56}} \right] \frac{1 - \gamma}{2 f \tau_{\mu}} - \frac{\lambda_1}{1 + \lambda_1} \overline{i_2'(t_5)} \right\} (1 - \gamma), \quad (23)$$

где $\overline{u_{L_{\mu}}} = u_{L_{\mu}} / u_{\text{BX}}; \overline{u_{L_{S1}}} = u_{L_{S1}} / u_{\text{BX}}; \overline{i_2'(t_5)} = i_2'(t_5) / I_6; \tau_{\mu}$ — некая постоянная времени, определяемая выражением $\tau_{\mu} = L_{\mu} I_6 / u_{\text{BX}}$. Согласно (21)

$$\overline{(u_{L_{\mu}})_{56}} - \lambda_1 \overline{(u_{L_{S1}})_{56}} = \lambda_2 \frac{\lambda_1 u_{C_{\text{орп}}} - (1 + \lambda_1) u_2}{1 + \lambda_1 + \lambda_2}.$$

С учетом (18) равенство (23) принимает вид

$$\begin{aligned} \overline{i'_{\text{н.ср}}} &= \lambda_2 \frac{\lambda_1 x_3 - (1 + \lambda_1)(x_1 - x_2)(1 - \gamma)^2}{1 + \lambda_1 + \lambda_2} + \\ &+ \frac{\lambda_1}{1 + \lambda_1} \frac{1 - \gamma}{\rho} \sqrt{2 x_1 \left(\frac{\lambda_1 x_3}{1 + \lambda_1} + x_2 \right) - x_1^2}, \end{aligned} \quad (24)$$

где введено обозначение $\rho = \sqrt{L_{\kappa} / C_{\text{п}}} I_6 / u_{\text{BX}}$.

В установившемся режиме согласно схеме на рис. 1 имеем $i'_{\text{VD1cp}} = i'_{\text{н.ср}}$, а согласно рис. 2 и 3

$$i'_{\text{н.ср}} = \frac{i_2'(t_2) + i_2'(t_3)}{2} \gamma = \left[i_2'(t_2) + i_1(t_3) - i_{\mu}(t_3) \right] \frac{\gamma}{2},$$

где $i_2'(t_2)$ определяется выражением (12);

$$i_{\mu}(t_3) \approx I_{\mu \text{max}}, \quad i_1(t_3) = i_1(t_2) + \frac{(u_{L_{S1}})_{23}}{L_{S1} f} \gamma.$$

С учетом (12), (13), (14), а также равенства

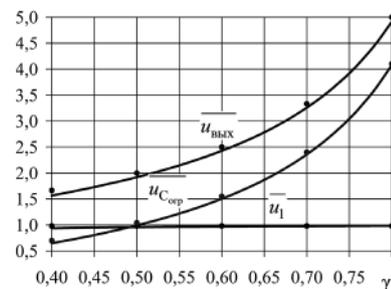
$$\overline{(u_{L_{\mu}})_{23}} - \lambda_1 \overline{(u_{L_{S1}})_{23}} = \lambda_2 \frac{(1 + \lambda_1) \overline{u_1} - \lambda_1}{1 + \lambda_1 + \lambda_2},$$

получим уравнение с неизвестными x_1, x_2 :

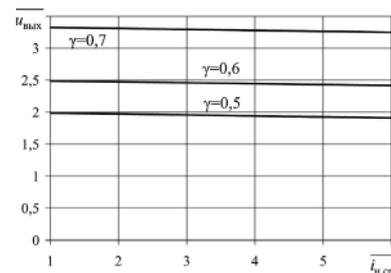
$$\begin{aligned} \overline{i'_{\text{н.ср}}} &= \frac{1 + 2 \lambda_1}{1 + \lambda_1} \frac{\gamma}{2 \rho} \sqrt{\left(\frac{2 \lambda_1}{1 + \lambda_1} - x_2 \right)} x_1 - \\ &- \lambda_2 \frac{(1 + \lambda_1) x_2 - \lambda_1}{1 + \lambda_1 + \lambda_2} \frac{\gamma^2}{2 \tau_{\mu} f}. \end{aligned} \quad (25)$$

На рис. 5а, б представлены результаты расчетов по уравнениям (22), (24) и (25) при следующих значениях параметров схемы: $u_{\text{BX}} = 35 \text{ В}; L_{\mu} = 20 \text{ мкГн}; L_{S1} = 0,4 \text{ мкГн}; n_{\text{тр}} = 5,375 (w_1 = 8, w_2 = 43); L_{S2} = 2 \text{ мкГн}; C_{\text{п}} = 120 \text{ пФ}; u_{\text{ВЫХ.НОМ}} = 400 \text{ В}; P_{\text{ВЫХ}} = 300 \text{ Вт}; I_6 = P_{\text{ВЫХ}} / u_{\text{ВЫХ.НОМ}} = 0,75 \text{ А}$ [4]. Полученные на рис. 5а регулировочные характеристики дают хорошее совпадение с аналогичными характеристиками, полученными в работе [4] при схеме замещения трансформатора, традиционно применяемой в зарубежной литературе.

Преобразуем уравнения (24) и (25) к виду



а



б

Рис. 5. Регулировочные (а) и внешние (б) характеристики преобразователя

$$x_3 - \left(1 + \frac{1}{\lambda_1}\right)(x_1 - x_2) = \frac{f}{\omega_k} \frac{2(1 + \lambda_1 + \lambda_2)}{(1 - \gamma)(\lambda_1 + \lambda_2)} \times$$

$$\times \left[\frac{i_{н.ср} \rho}{1 - \gamma} - \frac{\lambda_1}{1 + \lambda_1} \sqrt{2x_1 \left(\frac{\lambda_1 x_3}{1 + \lambda_1} + x_2 \right) - x_1^2} \right],$$

$$\left(1 + \frac{1}{\lambda_1}\right)x_2 - 1 = \frac{f}{\omega_k} \frac{1 + \lambda_1 + \lambda_2}{\gamma(\lambda_1 + \lambda_2)} \times$$

$$\times \left[\frac{1 + 2\lambda_1}{1 + \lambda_1} \sqrt{\left(\frac{2\lambda_1}{1 + \lambda_1} - x_2 \right) x_1} - \frac{2i_{н.ср} \rho}{\gamma} \right],$$

где учтены равенства

$$L_k \approx L_{s1} + L'_{s2}, \frac{\lambda_1 \lambda_2 \rho}{(\lambda_1 + \lambda_2) \tau_\mu} = \omega_k.$$

Поскольку $\omega_k \gg f$ (при принятых выше значениях параметров $\omega_k / f \approx 248$), из этих уравнений следуют приближенные равенства

$$x_3 - \left(1 + \frac{1}{\lambda_1}\right)(x_1 - x_2) \approx 0, \left(1 - \frac{1}{\lambda_1}\right)x_2 - 1 \approx 0,$$

откуда сразу следует

$$x_2 \approx \frac{\lambda_1}{1 + \lambda_1}, x_3 \approx \left(\frac{1 + \lambda_1}{\lambda_1} \right) (x_1 - x_2),$$

а с учетом (22) получаем

$$x_1 \approx \frac{\lambda_1}{(1 + \lambda_1)(1 - \gamma)} \approx \frac{1}{1 - \gamma}, x_3 \approx \gamma / (1 - \gamma),$$

где $\lambda_1 \gg 1$. Эти равенства подтверждаются рис. 5а, на котором точками нанесены значения, полученные по приближенным соотношениям.

Таким образом, формулы для практических расчетов принимают вид:

$$u_{ВВХ} = \frac{n_{тр}}{1 - \gamma} u_{ВХ}, u_1 = \frac{n_{тр} \lambda_1}{1 + \lambda_1} u_{ВХ}, u_{C_{оп}} = \frac{\gamma}{1 - \gamma} u_{ВХ},$$

$$u_2 = u_{ВВХ} - u_1.$$

Экспериментальные результаты. Экспериментальные исследования проводились на отладочной плате *Solar Micro Inverter Kit* компании *Texas Instruments* [2], использующей рассматриваемую схему, при следующих значениях параметров: $u_{ВХ} = 30$ В; $L_\mu = 20$ мкГн; $L_{S1} = 0,1$ мкГн; $n_{тр} = w_2 / w_1 = 5,346$; $L_{S2} = 4$ мкГн; $C_{п} = 100$ пФ; $u_{ВВХ.ном} = 350$ В; $P_{ВВХ} = 150$ Вт; $I_6 = P_{ВВХ} / u_{ВВХ.ном} = 0,43$ А. В качестве силовых транзисторов обратного преобразователя используются MOSFET IRFB4227, а в качестве диодов – диоды Шоттки CSD10060. На рис. 6 представлены результаты расчетов по уравнениям (22), (24) и (25) (сплошные линии). На этом же рисунке показаны экспериментальные (точками) и теоретические (пунктирными линиями) результаты, полученные по приближен-

ным соотношениям. Относительная длительность открытого состояния γ транзистора VT1 измерялась по среднему значению импульса напряжения между затвором и истоком этого транзистора.

На рис. 7 представлены временные диаграммы работы преобразователя при $u_{ВХ} = 30$ В, $\gamma = 0,3$ и номинальном сопротивлении нагрузки. Из диаграмм следует справедливость пренебрежения временными интервалами малой длительности t_{01}, t_{12}, t_{35} переходных процессов переключения при определении статических характеристик. Временные диаграммы снимались осциллографом FLUKE 199С.

Напряжение u_{i1} соответствует току первичной обмотки трансформатора и снимается с использованием трансформатора тока с коэффициентом трансформации $n_{12} = w_1 / w_2 = 1/50$. Соответствующий ему ток согласно схеме измерения, используемой в [2], $i_1 = 2u_{i1} / (3,3n_{12})$. Отсутствие отрицательного участка тока i_1 на интервале открытого состояния VT2 обусловлено выпрямительным диодом на вторичной стороне трансформатора тока. При указанных выше параметрах отладочной платы $\lambda_1 = 200, \lambda_2 = 142,9$. При $u_{ВХ} = 30$ В, $\gamma = 0,3$ напряжение на конденсаторе С1, приведенное к первичной обмотке, составляет $u_1' = 28,92$. Воспользовавшись выражением для тока первичной обмотки на интервале t_{23} , определим приращение тока $\Delta i_1(t_{23}) = u_{L_{S1}} t_{23} / L_{S1}$, где $u_{L_{S1}} = 0,536$ В определяется из (14). При $t_{23} \approx 2,8$ мкс (рис. 7) $\Delta u_{i1} = 0,495$ В. Отличие полученного результата от экспериментальных данных можно объяснить пренебрежением активным сопротивлением при теоретическом обосновании работы преобразователя.

Анализ результатов позволяет сделать следующие **выводы**:

- 1) рассматриваемая схема обладает свойством понижения входного напряжения с коэффициентом умножения, равным $n_{тр} / (1 - \gamma)$;
- 2) максимальное отклонение теоретических результатов, рассчитанных по уравнениям (22), (24) и (25), от результатов, полученных по приближенным соотношениям, имеет место при $\gamma < 0,2$. Например, при $\gamma = 0,1$ относительная погрешность $\varepsilon_1 = (x_{1п} - x_1) / x_1$, где $x_{1п}$ – значение выходного напряжения, полученное по приближенным соотношениям (в относительных

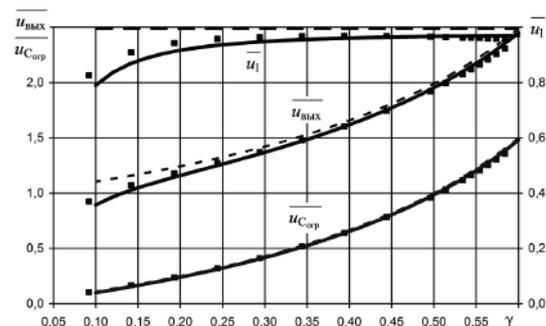


Рис. 6. Регулировочные характеристики преобразователя

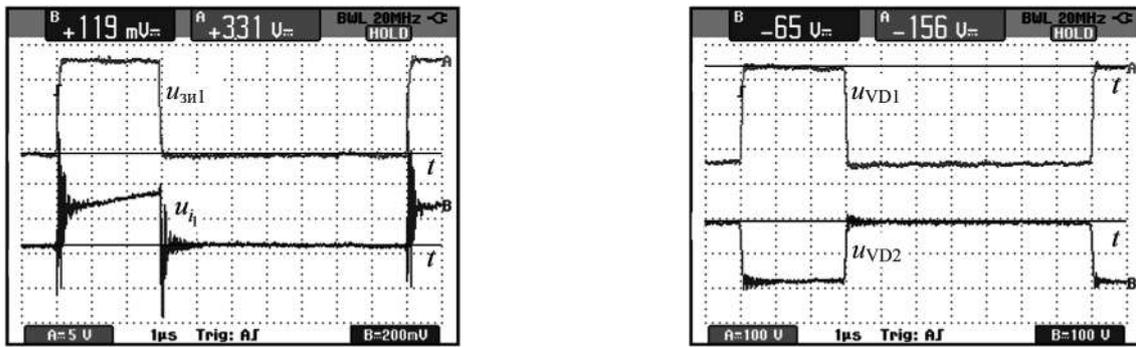


Рис. 7. Временные диаграммы работы преобразователя

единицах), составляет 23,7%; $\varepsilon_1 = 3,75\%$ при $\gamma = 0,3$; $\varepsilon_1 = 1,8\%$ при $\gamma = 0,5$;

3) приближенные соотношения позволяют получить удовлетворительный результат (в сравнении с экспериментальным результатом) при $\gamma > 0,2$. Например, при $\gamma = 0,09$ относительная погрешность $\varepsilon_2 = (x_{1n} - x_{1s})/x_{1s}$, где x_{1s} – экспериментальное значение выходного напряжения (в относительных единицах), составляет 18,7%; $\varepsilon_2 = 2,7\%$ при $\gamma = 0,29$; $\varepsilon_2 = 2,8\%$ при $\gamma = 0,5$;

4) относительное отклонение результатов для напряжения на ограничительном конденсаторе, полученных по приближенным формулам, от экспериментальных результатов не превышает 3,5% в диапазоне γ от 0,09 до 0,58.

Литература

1. Мелишин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
2. Controlled Solar Micro Inverter Design using C2000 Piccolo Microcontroller. User's Guide. Режим доступа: <http://www.ti.com/lit/pdf/tidu405>.
3. Spiazzi G., P. Mattavelli, A. Costabeber. Analysis of a High Step-Up Ratio Flyback Converter with Active Clamp and Voltage Multiplier. – IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2010, PP. 535–541.
4. Spiazzi G., P. Mattavelli, A. Costabeber. High Step-Up Ratio Flyback Converter with Active Clamp and Voltage Multiplier. –

IEEE Trans. on Power Electronics. Vol. 26. No 11. November 2011. PP. 3205-3214.

5. Alou P., Garcia, J. A. Cobos, J. Uceda, M. Rascon. Flyback with Active Clamp: a suitable topology for Low Power and Very Wide Input Voltage Range applications. – Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE, Vol. 1, PP. 242–248.

6. Halder T. Improved Performance Analysis of Clamp Circuits with Flyback Converter. – International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering. Vol. 2, Issue 1, January 2012, PP. 1–8.

7. Г. А. Белов, А. В. Серебрянников, А. А. Павлова. Анализ и расчет характеристик установившегося режима в преобразователе постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором. – Практическая силовая электроника. № 4(60), 2015, С. 27–37.

Белов Геннадий Александрович, д. т. н., профессор, заведующий кафедрой промышленной электроники ФГБОУ ВО «Чувашский государственный университет имени И. Н. Ульянова», г. Чебоксары, тел.: +7(960)3010921, e-mail: belovga_chuvsu@rambler.ru;

Малинин Григорий Вячеславович, к. т. н., доцент кафедры промышленной электроники ФГБОУ ВО «Чувашский государственный университет имени И. Н. Ульянова», г. Чебоксары, тел.: +7(905)3402168, e-mail: malgrig6@mail.ru.

Д. А. Матвеев, А. Ю. Бальзамов

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ НА ПЛИС

D. A. Matveev,
A. J. Balzamor

Development of an FPGA based control system for semiconductor electric power converter

В статье представлены результаты разработки универсальной системы управления полупроводниковыми преобразователями электро-энергии на базе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС), выполненной при поддержке Фонда содействия инновациям. В результате проделанной работы были определены общие для различных систем управления полупроводниковыми преобразователями функциональные модули, рассмотрены особенности реализации модулей на программируемой логике, исследованы алгоритмы управления преобразователями на математических моделях. Синтезирована принципиальная электрическая схема универсальной системы управления преобразователем на основе связки программируемой логической интегральной схемы и микроконтроллера. Разработаны топологии печатных плат и их компоновка в единый модуль универсальной системы управления преобразователем, на языке ассемблера написано и отлажено программное обеспечение встроенного микроконтроллера. Изготовлен экспериментальный образец системы управления и проведены ее совместные испытания с прототипом маломощного трехфазного инвертора, оснащенного имитатором нагрузки, получены осциллограммы импульсов управления и выходного напряжения в различных режимах управления инвертором.

Ключевые слова: преобразователь электрической энергии, цифровая система управления, программируемая логика, модель, алгоритм, функциональный модуль.

The article presents the results of a universal control system development for semiconductor electric power converters based on complex programmable logic device (CPLD), fulfilled under the auspices of the Innovation Support Fund. This work identified the function modules, common to the semiconductor converters' various control systems, considered specifics of programmable logic modules implementation, and studied control algorithms for the converters using mathematical models. The circuit diagram of a converter universal control system based on a linkage of programmable logic integrated circuits with microcontroller was synthesized. The PCBs topologies and their layout into a unified module of a converter universal control system were developed. The software for the built-in microcontroller was written in assembler language and debugged. The test model of the control system was produced and tested together with the prototype of a low-power three-phase inverter, equipped with the load imitator. The waveforms of control pulses and output voltage in various inverter control modes were obtained.

Key words: electric power converter, digital control system, programmable logic, model, algorithm, functional module.

Быстрое развитие широкого спектра полупроводниковых преобразователей электроэнергии обусловлено созданием силовых полупроводниковых приборов (СПП) с новыми характеристиками как в области энергетических, так и частотных параметров. Так лучшие образцы тиристоров (Т993-2000) работают при напряжении 6 кВ и токе 2 кА на единичный полупроводниковый прибор, а единичные IGB-транзисторы (FZ750R65KE3, МТКИ-600-65ТВ) при напряжении 6,5 кВ и токе 750 А.

Стабильная и безаварийная работа преобразователей электроэнергии на СПП зависит от надежности самих приборов и надежности системы управления. Ошибочное формирование сигналов управления вследствие сбоя системы управления может повлечь повреждение или полный выход из строя СПП преобразователя, составляющих примерно 60% его стоимости. Также стоит отметить, что формирование сигналов управления с "плавающими" временными характеристиками негативно сказывается на сроке службы СПП, приводя к деградации их характеристик, особенно ярко выражен данный эффект при групповом включении вентиляей. В связи с этим исследование

методов и способов формирования сигналов управления вентилями блоками преобразователей является равнозначно важной задачей как с позиции общего построения системы управления преобразователя электроэнергии, так и с позиции минимизации потерь энергии в переходных процессах при коммутации вентиляей.

Большинство современных преобразователей электроэнергии осуществляют многозвенную задачу энергии от цепей переменного тока в цепи постоянного тока и обратно. При этом используются две силовых схемы: выпрямитель и инвертор [1]. В различных применениях такие схемы имеют схемотехнические вариации их исполнения, но при этом 80% из них используют общие законы для сигналов системы управления силовыми вентилями.

Это обстоятельство создает исходные предпосылки для постановки задачи по исследованию и обобщению наиболее востребованных схемотехнических решений цифровых систем управления и оптимизации методов управления на основе разработки математических моделей функциональных узлов. Конечной целью является программно-аппаратная реализация циф-

ровой системы управления преобразователем на базе программируемых логических интегральных схем.

Исследование цифровых методов формирования сигналов системы управления полупроводниковыми преобразователями электроэнергии

Номенклатура полупроводниковых преобразователей включает множество аппаратов для различных отраслей промышленности и энергетики, мощности данных преобразователей лежат в диапазоне от единиц киловатт до десятков мегаватт. При этом по областям применения аппараты можно разделить на несколько направлений [1]:

1. Вставки постоянного тока для согласования промышленных сетей.
2. Преобразователи для электропривода постоянного тока.
3. Системы питания оперативного тока, зарядно-подзарядные устройства.
4. Преобразователи для питания гальванических ванн.
5. Комплексы и источники бесперебойного питания.
6. Преобразователи для питания электропривода переменного тока.

С целью выявления общих принципов построения перечисленных выше преобразователей был проведен структурный анализ наиболее часто встречающихся схемотехнических решений для дальнейшего формирования требований к проектируемой комплексной системе управления. Так, например, на рис. 1 представлены функциональные схемы одних из наиболее востребованных на сегодняшний день устройств преобразовательной техники – преобразователей частоты (ПЧ) для электроприводов переменного тока с изменяемой частотой и значением выходного напряжения.

Поскольку нагрузкой ПЧ являются обмотки электродвигателя, имеющие явно выраженный индук-

тивный характер, выходной фильтр в данном случае не требуется, ток инвертора заведомо будет синусоидальным в случае формирования синусоидальной огибающей сигналов широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Это утверждение справедливо при условии соблюдения закона Костенко (постоянства соотношения частоты питания к амплитуде). Входные цепи преобразователя могут быть построены как на основе неуправляемого, так и управляемого выпрямителя, в том числе с неполным числом тиристоров.

Основное назначение управляемого выпрямителя в структуре ПЧ:

1. Обеспечение функций быстродействующей защиты. Аварии инвертора при работе ПЧ связаны с большими сквозными токами (пробой транзистора, шунтирующего диода) и токами короткого замыкания (замыкание фазы на полюс, на корпус, на заземление), своевременное быстродействующее отключение от сети позволяет предотвратить масштабное развитие аварии.

2. Плавный заряд емкости в звене постоянного тока. Так для мощных преобразователей емкость в звене постоянного тока может достигать десяти тысяч микрофард и более, которая определяется реактивной мощностью используемого электродвигателя. Очевидно, что непосредственная зарядка от сети такой емкости в начальный момент времени будет эквивалентна короткому замыканию на выходе выпрямителя, а ударные токи разрушат электроды конденсаторов за несколько сотен циклов заряда.

Одним из важных отличительных элементов структуры ПЧ является наличие тормозного ключа с балластным резистором, необходимого для предотвращения перенапряжения в звене постоянного тока, вызванного процессом электрического торможения при переходе электродвигателя в генераторный режим. Так перенапряжения в звене постоянного тока могут достигать четырехкратных значений номинального

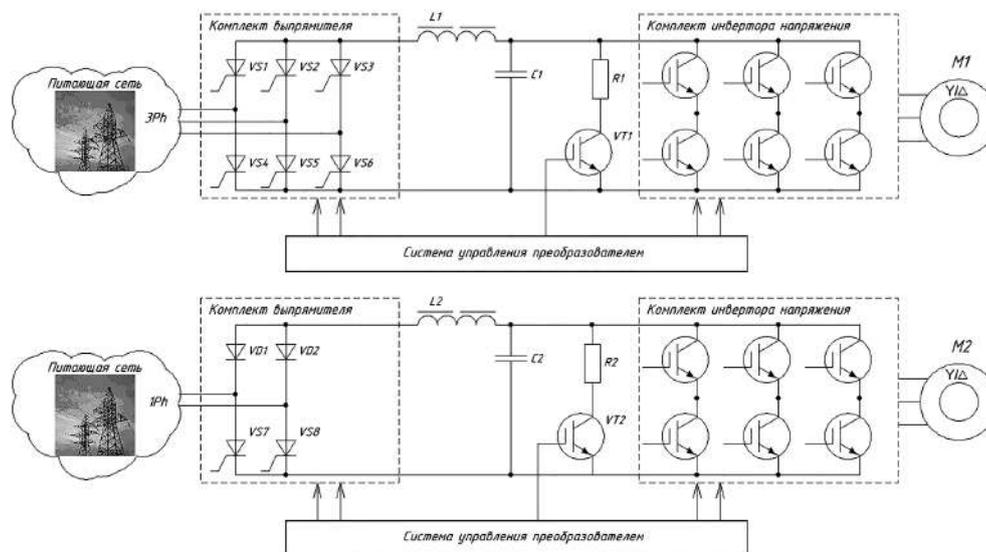


Рис. 1. Функциональные схемы преобразователей частоты для электропривода переменного тока

напряжения и приводить к полному повреждению как выпрямителя, так и инвертора.

Выходной каскад большинства преобразователей частоты строится на основе трехфазного мостового инвертора, с управлением от 6-канального широтно-импульсного модулятора, формирующего 3 попарно-противофазных сигнала для транзисторов каждой фазы. В частном случае скважность импульсов модулируется тремя синусоидальными огибающими, сдвинутыми на 120 эл. градусов, период и амплитуда огибающей изменяются в зависимости от текущего задания скорости вращения ротора.

Обобщив результаты проведенного обзора полупроводниковых преобразователей, был сделан вывод, что мостовые схемы выпрямления и инвертирования находят применение в 90% устройств преобразовательной техники, при этом базовые принципы формирования управляющих сигналов остаются неизменными, и могут быть расширены для каждого конкретного применения с целью повышения надежности работы. Объединив элементы импульсно-фазового управления мостовым выпрямителем, и элементы широтно-импульсного управления мостовым инвертором в единую систему управления, можно обеспечить универсальный модульный принцип построения системы управления для широкого спектра преобразователей электроэнергии различного назначения.

Разработка математических моделей функциональных узлов системы управления полупроводниковыми преобразователями электроэнергии

С целью предварительного синтеза структуры контроллера системы импульсно-фазового управления (СИФУ) и исследования логики работы было проведено совместное моделирование разработанного прототипа СИФУ и тиристорного моста в среде моделирования Sim Power System 9 (PSIM 9). Результаты моделирования СИФУ с замкнутой системой стабилизации выходного напряжения представлены на рис. 2, на них виден процесс выхода на режим стабилизации в течение двух периодов сети и дальнейшая устойчивая работа СИФУ.

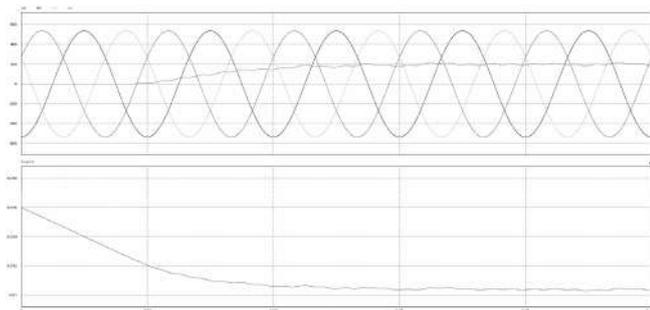


Рис. 2. Диаграммы результатов моделирования СИФУ (сверху вниз: выпрямленное напряжение с наложением на линейные напряжения; значение угла регулирования на входе задания СИФУ)

Также в среде PSIM 9 был промоделирован контроллер трехфазного мостового инвертора на IGB транзисторах с нагрузкой в виде трехфазного асинхронного электродвигателя с датчиком скорости вращения вала. В процессе исследования было выявлено, что для повышения эффективности использования напряжения в звене постоянного тока допустимо вводить до 15% амплитуды третьей гармоники от основной частоты огибающей, при этом в линейных токах нагрузки данная составляющая подавляется и не оказывает негативного влияния.

Проектирование и проверка на моделях алгоритмов и методов управления полупроводниковыми преобразователями электроэнергии

По результатам предварительного моделирования были сформированы математические прототипы систем управления выпрямителем и инвертором, определены базовые принципы построения. Далее осуществлен переход от математических моделей в среде PSIM к элементной базе цифровой электроники для последующей имплементации в цифровую систему управления.

В качестве основы построения выбраны программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС). Выбор определяется рядом причин, одна из которых – аппаратная реализация, с привязкой к периодам синхрогенератора, что гарантирует формирование управляющих сигналов в точно определенные промежутки времени. В отличие от последовательной программной реализации алгоритмов на микропроцессоре, в ПЛИС все процессы выполняются параллельно и синхронно с периодами тактового генератора. Наиболее значимым является малая подверженность сбоям конечных логических автоматов, реализованных в базисе ПЛИС, в то время как программные обработчики циклических процессов подвержены “зависанию”, например, в случае переполнения стека или при выходе из подпрограмм по неверному адресу [2].

Таким образом, дальнейшее проектирование комплексной системы управления велось с учетом особенностей размещения ее основных элементов в виде синтезируемых логических структур на кристаллах ПЛИС. Так как системы управления выпрямителем и инвертором не имеют общих связей за исключением интерфейса настройки режимов работы, то целесообразно их выделить в отдельные контроллеры и проводить поочередную проработку их конфигурации.

Структурная схема контроллера трехфазного выпрямителя приведена на рис. 3. Рассмотрим ее состав.

Коммуникационной основой контроллера СИФУ, является блок параллельного 8-разрядного интерфейса с мультиплексированной шиной адреса и данных. Интерфейс предназначен для конфигурации режимов работы контроллера и обмена данными с центральным процессором комплексной системы управления. Оснащение контроллера параллельным интерфейсом является более предпочтительным, так как позволяет

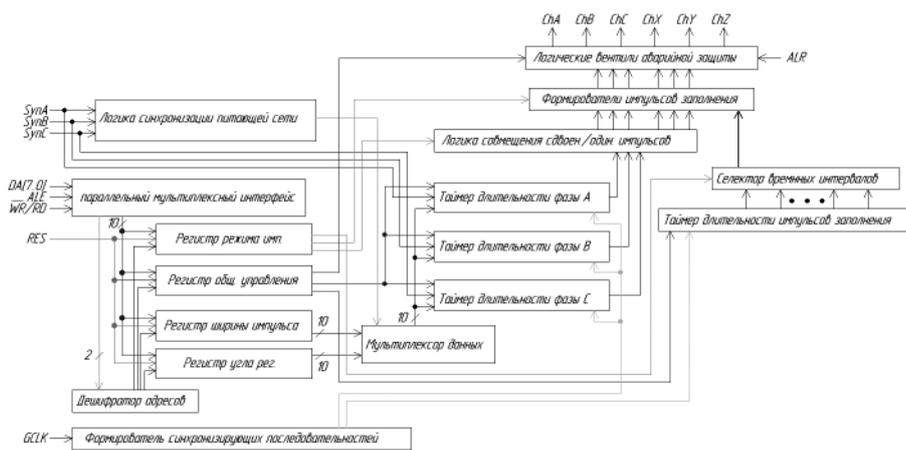


Рис. 3. Структурная схема импульсно-фазового контроллера трехфазного выпрямителя

интегрировать регистры конфигурации контроллера СИФУ в адресное пространство ввода-вывода управляющего микропроцессора, а также без существенных трудностей добавлять и изменять количество периферийных управляющих регистров, обслуживаемых параллельным интерфейсом. Использование принципа мультиплексирования требует меньшего количества задействованных выводов центрального процессора, что позволит упростить последующую трассировку и компоновку печатной платы комплексной системы управления.

Имплементированный блок параллельного интерфейса осуществляет 2-байтовые пересылки, вначале во внутренний буфер пересылается адрес назначения, который поступает на внутренний дешифратор адресов, после чего по внутренней шине пересылается байт данных в регистр назначения. Внутренняя шина объединяет четыре программно-доступных регистра, хранящие значения конфигурации, два из которых имеют бит-ориентированный формат флагов, их установка определяет режим работы контроллера ИФУ. Конфигурация режимов позволяет настраивать работу с одиночным или сдвоенным импульсом, установить длительность управляющего импульса, выбрать сплошной импульс управления или с заполнением ВЧ составляющей, выбрать длительность начального форсирующего импульса. Кроме этого побитно программно доступны две линии цифрового вывода, которые могут использоваться по усмотрению пользователя, например, для управления контактом подключения сети или реле, коммутирующим выходную полярность.

Следующий важный узел контроллера СИФУ – блок из трех таймеров, каждый из которых отсчитывает временные интервалы только для своей фазы управления. Для экономии площади, занимаемой на кристалле, таймеры фазы поочередно отсчитывают временные интервалы угла регулирования и длительности. Значения отсчитываемых временных интервалов поочередно подаются в таймер из соответствующих регистров при помощи мультиплексора

данных, находящегося под управлением блока логики, получающего синхронизацию от питающей сети. Данный блок логики играет роль дешифратора и в зависимости от состояния входов синхронизации выдает мультиплексору сигнал на коммутацию канала связи соответствующего таймера к регистру отсчитываемого временного интервала. Формируемые тремя каналами таймеров импульсы поступают на логический блок совмещения, где происходит разделение временных интервалов и преобразование трех фазовых каналов в шесть каналов управления, по одному на каждый полупериод фазы.

Блок логики совмещения использует флаг регистра режима, переключающий ступенчатые наложения импульсов из соседней фазы шестиканальной системы для получения сдвоенных или одиночных импульсов. Далее полученная последовательность обрабатывается блоком формирования ВЧ заполнения, временные интервалы для которого формируются отдельным таймером и селектором. Данный таймер существенно отличается от таймеров фазы, так как для экономии ресурсов выполняется по принципу формирователя фиксированного набора частот, и не может быть программно перенастроен. Для управления выбором заполнения используется программно доступный селектор, позволяющий подать частоту с одного из фиксированных выходов таймера на блок формирования заполнения.

Для корректной работы контроллеру СИФУ требуется формирователь синхронизации, преобразующий синусоидальные напряжения сети в прямоугольную синхронизирующую последовательность. Следует отметить, что трехфазная мостовая схема выпрямителя осуществляет выпрямление линейных напряжений, при этом по правилам электробезопасности система управления должна иметь или гальваническую изоляцию от токоведущих цепей высокого напряжения или использовать защитное заземление в качестве потенциала общей точки. В таком случае для получения синхронизации используют развязывающий трансформатор, который одновременно позволяет получить

и гальваническую изоляцию, и синхронизацию от линейных напряжений. Но в ряде случаев применение трансформатора становится затруднительным из-за его массогабаритных параметров или невозможности выполнения межмоточной изоляции, соответствующей рабочему напряжению. Но возможно использование резистивных делителей фазных напряжений для получения сигналов синхронизации, при этом требуется формирование синхронизирующей последовательности линейного напряжения из фазного, получаемого с делителей.

В структуре системы управления формирователь может быть выполнен на основе трех компараторов, охваченных петлей гистерезиса с целью предотвращения ложных переключений. Отдельно стоит отметить использование для всей схемы источника питания только одной полярности, этого удалось достичь, сместив входные напряжения в область положительной полярности, применив метод виртуального нуля на резистивно-конденсаторном делителе. Одновременно с этим схема получила нечувствительность к наличию постоянной составляющей между общей точкой соединения “звезда” трехфазной сети и точкой заземления, что также положительно сказывается на устойчивости работы формирователя синхронизации.

Последним на пути прохождения полностью сформированных сигналов СИФУ стоит один из самых ответственных элементов всего контроллера – блок вентилей аварийной защиты, основное назначение которого – разрешать или запрещать прохождение сформированных импульсов на внешние выводы микросхемы контроллера, а также выполнять функции шинного формирователя для повышения нагрузочной способности внешних выводов.

Отдельным блоком в структурной схеме реализо-

ванного контроллера выделен блок синхронизирующей последовательности. Данный блок получает тактовый сигнал через внешний вход GCLK, делит его частоту, после чего распределяет по внутренним блокам, в частности от его работы зависит работа контроллера в целом, а также длительности всех формируемых временных интервалов.

Работа всех узлов описанной системы управления была промоделирована в среде VSM ISIS7 Proteus. Дальнейшая разработка детализированных моделей проводилась в среде автоматизированного проектирования и симуляции ALTERA Quartus II, что позволяет моделировать работу полученной конфигурации с учетом особенностей микросхем программируемой логики, вычислять требуемую логическую емкость необходимую для размещения на кристалле ПЛИС. Результаты моделирования полностью подтвердили предварительные теоретические расчеты. Общая логическая емкость, необходимая для конфигурирования контроллера выпрямителя составила 134 логических макроячейки.

Далее была проработана структурная схема контроллера трехфазного инвертора, показанная на рис. 4. Так же, как и в структуре контроллера выпрямителя, в данной структуре предусмотрен параллельный порт с дешифратором адресов для задания режимов работы, схемная модель порта не имеет каких-либо отличий от приведенной выше. Такое решение позволяет в дальнейшем произвести сравнительно простое объединение адресного пространства обоих контроллеров для получения единого интерфейса для обращения к внутренним регистровым файлам как контроллера выпрямителя, так и инвертора. Для связи с внешними устройствами добавлен синхронный последовательный порт контроллера аналого-цифрового преобра-

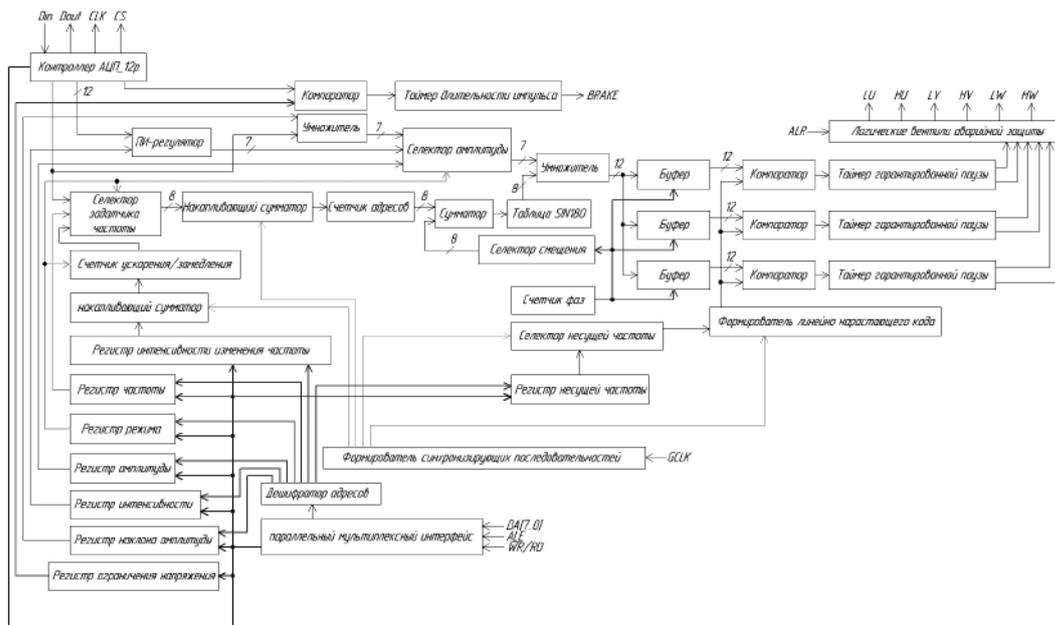


Рис. 4. Структурная схема формирователя широтно-импульсного контроллера с синусоидальной огибающей для трехфазного инвертора

зователя (АЦП), в основные задачи которого входит непрерывный опрос каналов и передача результатов преобразования по последовательной шине для размещения во внутренних ячейках памяти [3]. Загруженные значения в дальнейшем могут быть использованы внутренними модулями контроллера инвертора или переданы через параллельную мультиплексированную шину внешнему устройству.

С целью получения универсального контроллера трехфазного инвертора в структурную схему были введены дополнительные блоки, отсутствующие на этапе предварительного моделирования. Так был добавлен блок ускорения/замедления, включающий накапливающий сумматор для формирования интенсивности изменения частоты и реверсивный счетчик, который определяет текущее задание выходной частоты и получает тактовые импульсы по переполнению накапливающего сумматора. А также добавлен блок зависимого изменения амплитуды огибающей от текущей частоты, в основе которого лежит сдвигающий множитель. Данные блоки предназначены для построения систем управления, где инвертор используется в составе преобразователя частоты для электропривода переменного тока, и могут быть отключены при использовании системы управления совместно с инвертором выходного каскада в источнике бесперебойного питания.

Для гибкой настройки системы управления инвертором в ее структуре предусмотрено 2 селектора, доступных через внешний интерфейс. Селекторы осуществляют выбор источников задания амплитуды и частоты, которыми могут быть аналоговые входы АЦП, внутренние регистры параллельного интерфейса, или модули для управления электроприводом.

Формирование периода синусоидальной огибающей производится подсчетом периодов тактовых импульсов в накапливающем сумматоре, которые поступают от формирователя синхронизирующих последовательностей. При переполнении сумматора его накапливающий регистр перезагружается некоторым числом, определяющим требуемую выходную частоту огибающей, одновременно с этим происходит инкрементирование счетчика адресов таблицы синуса. С целью экономии ресурсов внутренней памяти таблица содержит значения синуса только в диапазоне 180° , с 8-разрядной дискретизацией по амплитуде. Для формирования огибающей в диапазоне более 180° (об этом свидетельствует переход старшего разряда счетчика адресов в лог.1) производится умножение исходных данных таблицы на -1 . Данное действие осуществляется в 12-разрядном параллельном множителе совместно с умножением на значение текущего задания амплитуды.

В структуре контроллера инвертора предусмотрены буферы хранения текущего значения коэффициента модуляции для каждой из фаз, которое обновляется при каждом изменении счетчика адресов таблицы синуса. Также данные буферы совместно с счетчи-

ком фаз, селектором смещения и сумматором адреса предназначены для организации смещения синусоидальных огибающих по фазам. Организовано это следующим образом: одновременно с изменением счетчика базового адреса происходит разрешения работы счетчика фаз, который через селектор смещения последовательно выбирает приращения к текущему адресу в таблице синуса. Одновременно выдаются стробирующие сигналы на запись значения из таблицы в соответствующий регистр фазы. После того как все три буферных регистра фаз перезагружены новыми значениями, счетчик фаз блокируется до следующего шага счетчика базового адреса в таблице.

Последний блок – широтно-импульсный модулятор, состоящий из трех 12-разрядных компараторов кода и формирователя линейно нарастающего кода, определяющего несущую частоту модуляции. С выхода каждого компаратора сигнал поступает на таймер гарантированной паузы, который задерживает фронт переключения сигнала ШИМ, полученного с компаратора на фиксированное время, тем самым вводя гарантированную паузу в работу вентиля при их взаимной коммутации. Последним на пути сформированных сигналов управления инвертором стоит блок с логическими вентилями аварийной защиты, имеющий приоритетное управление от внешнего защитного устройства по сигналу ALR. Такое решение позволяет создать в системе управления двухуровневую независимую защиту на отключение преобразователя при аварийных режимах работы.

По результатам моделирования системы управления инвертором была получена логическая емкость, необходимая для конфигурирования на кристалле ПЛИС, которая составила 797 логических макроячеек.

Разработка структуры комплексной цифровой системы управления преобразователем и определение элементной базы для построения

На основании выполненных ранее результатов моделирования в среде Quartus II были получены данные о логической емкости, необходимой для аппаратной реализации системы управления преобразователем, составляющей суммарно 931 макроячейку, что позволяет сделать предварительное заключение о возможности ее размещения с некоторым запасом в объеме кристалла программируемой логической микросхемы (ПЛИС) со структурой CPLD и максимальной емкостью 1270 макроячеек. При этом оставшейся логической емкости в 339 макроячеек недостаточно для размещения на базе кристалла интегрированного микропроцессора с целью общей координации работы всей системы управления. Таким образом возможно два пути решения задачи [4]:

1. Использование более емкой матрицы ПЛИС с архитектурой FPGA (EP1C3T144).
2. Использование отдельного внешнего микропроцессора и ПЛИС с архитектурой CPLD (EPM1270T144).

Анализ вышеуказанных вариантов привел к следующим результатам.

Использование FPGA фирмы ALTERA серии Cyclone потребует внешней конфигурационной памяти (EPCS4), а также кроме основных источников питания 5 В, 3,3 В еще и дополнительного источника питания 1,8 В, при этом для удобства проведения работ по отладке необходимо размещение микросхемы внешней памяти программ для интегрированного микропроцессора. Также стоит отметить, что конвертирование проектов с логической емкостью более 1500 макроячеек в базис базовых матричных кристаллов (БМК) становится затруднительным, и может послужить препятствием при переходе к выпуску полузаказных микросхем силами сторонних заводов-изготовителей.

Во втором варианте использование внешнего микропроцессора более удобно для проведения отладки в связке с БИС программируемой логической микросхемы CPLD. А по сравнению с первым, такое решение не увеличивает число корпусов микросхем на печатной плате комплексной системы управления, так как для CPLD не требуется конфигурационная память, и достаточно всего одного источника питания 3,3 В. Общая структурная схема комплексной системы управления приведена на рис. 5, она состоит из двух базовых элементов: микропроцессора и БИС управления преобразователем, выполненной на базе ПЛИС архитектуры CPLD.

В данном случае микропроцессор выполняет периферийные функции системы управления, такие как формирование структуры меню оператора, обслуживание индикации и внешнего последовательного интерфейса. Также микропроцессор является ведущим на мультиплексированной параллельной шине, связывающей его с внутренними регистрами управления аппаратных контроллеров выпрямителя и инвертора, которые размещаются на кристалле ПЛИС. В качестве внешнего микропроцессора выбрана архитектура Intel MCS-51 (C8051), так как де факто она является промышленным стандартом, и выпускается множеством различных производителей, в том числе и отечественной промышленностью [5]. Кроме того, имеется возможность простого расширения внешней памяти данных, которая может быть использована для сопряжения с параллельной шиной реализуемого

контроллера. При таком построении комплексной системы управления микропроцессор полностью освобождается от жестких временных ограничений на формирование сигналов управления силовыми приборами, а, следовательно, сбои в работе программного обеспечения не могут повлиять на корректность выдачи управляющих сигналов и повлечь за собой неконтролируемую аварийную ситуацию.

Как видно из структурной схемы, логика работы конфигурации ПЛИС включает в себя функции сбора данных с цепей обратной связи, таких как датчики тока и напряжения, однако ПЛИС не имеют в своем составе аналоговых узлов и оперируют только с цифровыми сигналами, в связи с этим комплексная система управления должна содержать внешнюю микросхему многоканального аналого-цифрового преобразователя, подключаемого посредством последовательного интерфейса с максимальной скоростью обмена 1,5 Мбит/с, что для 12-разрядного АЦП с учетом расходов на выбор канала составит ~90 кВб/с на канал.

Для предотвращения развития аварийных токов, связанных с коротким замыканием на выходе силового преобразователя или перегрузкой, предусматривается наличие аппаратного отдельно реализуемого компаратора защиты, выдающего сигнал отключения на выходные буферы ПЛИС, приводящие к мгновенному прекращению подачи сигналов управления на силовые приборы независимо от текущего состояния внутренней логики.

Так как порты ввода вывода ПЛИС имеют малую нагрузочную способность и оперируют с логическими уровнями КМОП 3,3 В, то сигналы, формируемые на них, не могут быть непосредственно использованы для управления силовыми ключами и не могут быть переданы на расстояние более десятка сантиметров. Для преодоления этого ограничения в структуре комплексной системы управления должны содержаться формирователи уровней, позволяющие передать сигналы управления по внешним связям непосредственно до драйверов силовых приборов.

Таким образом, законченная комплексная система управления силовым преобразователем, содержащим один комплект выпрямителя и один комплект инвертора, может быть полностью реализована в одноплатном варианте, включающем интерфейс взаимодействия с

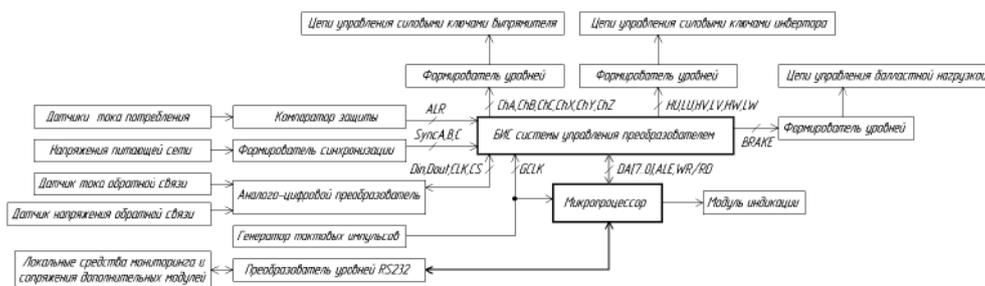


Рис. 5. Общая структурная схема комплексной системы управления

оператором и внешней автоматизированной системой управления технологическим процессом.

Реализация и экспериментальные исследования системы управления полупроводниковыми преобразователями электроэнергии

Проектирование универсальной системы управления полупроводниковыми преобразователями электроэнергии было выполнено исходя из условий обеспечения широкой совместимости как с первичными датчиками тока и напряжения, так и с драйверами силовых полупроводниковых приборов. Одновременно при реализации системы управления были решены вопросы взаимодействия с оператором путем создания удобного человеко-машинного интерфейса, позволяющего отображать параметры работы системы, структуру пунктов меню и вводить необходимые исходные данные. Для отображения и ввода текущих параметров, режимов работы, а также отображения пунктов меню предусмотрен клавиатурно-дисплейный модуль, выполненный в двух вариантах: резидентный – располагающийся в корпусе вместе с системной платой, и выносной – располагается вне корпуса системы управления и может использоваться для дистанционного управления на небольшом расстоянии. Обслуживание клавиатуры и дисплея осуществляется периферийным контроллером на основной плате системы.

В системе управления предусмотрен также ряд возможностей для взаимодействия с внешними управляющими устройствами и автоматизированными системами управления верхнего уровня, имеется порт для подключения внутрисхемного отладчика ATISP или выносного клавиатурно - дисплейного модуля. Тактирование системы управления осуществляется от двух источников: микроконтроллер тактируется от внутреннего генератора, стабилизированного кварцевым резонатором с частотой 22,118 МГц, а периферийный контроллер, выполненный на ПЛИС, от внешнего кварцевого генератора с частотой 32,768 МГц. Выбор таких частот определен удобством кратности деления основной частоты, в случае с МК для получения стандартной сетки скоростей передачи порта UART (115200 бит/с, 57600 бит/с), а в случае с ПЛИС мерных временных промежутков, кратных 1 секунде.

Алгоритм программного обеспечения, исполняемого на резидентном микроконтроллере, включает процесс начальной инициализации, активирования защит и подготовки интерфейса оператора (отображение на дисплее строк меню). Вторая часть алгоритма содержит дерево ветвлений, распределяющее процессорное время между несколькими различными задачами, связанными через обработчика команд. Дерево ветвлений составляет основной цикл программы, выполнение вспомогательных и обслуживающих задач выполняется в обработчиках соответствующих прерываний. В соответствии с элементами разработанного алгоритма и особенностями обращения к ресурсам периферийного

контроллера на языке ассемблера было написано целевое программное обеспечение для микроконтроллера AT89S8253, имеющего усовершенствованную архитектуру MCS-251, с временем выполнения большинства инструкций за 2 периода тактового генератора [6].

По результатам прототипирования схемотехнических решений, финальной настройки аппаратной части и ее совместной отладки с программным обеспечением были разработаны и трассированы печатные платы макетного образца универсальной системы управления на основе ПЛИС. Макет состоит из двух плат: базовой, на которой размещаются все основные компоненты, и дисплейной, на которой размещаются клавиатура, валкодер, OLED дисплей. Платы устанавливаются этажеркой одна над другой, и соединяются через межплатный штыревой разъем типа BLS. Компоновка всех плат выполнена преимущественно с использованием электронных компонентов поверхностного монтажа (SMD), что позволило увеличить плотность монтажа и значительно сократить объем корпуса, занимаемый СУ. Для удобства присоединения внешних кабельных связей разъемы подключения расположены в ряд с верхней и нижней сторон печатной платы, и выполнены в виде разрывных винтовых клемм. Трассировка сигнальных линий базовой печатной платы выполнялась по возможности в одном слое, по стороне компонентов поверхностного монтажа, в верхнем слое содержатся локальные переходы линий питания и линий распределения опорного напряжения. Большая часть верхнего слоя покрыта массивным полигоном, соединенным с “землей”. Такое решение позволяет максимально повысить помехозащищенность, экранируя цепи распределения сигналов, располагающихся в нижнем слое.

Фотографии системы управления в собранном виде показаны на рис. 6а и б. На рис. 7 приведены

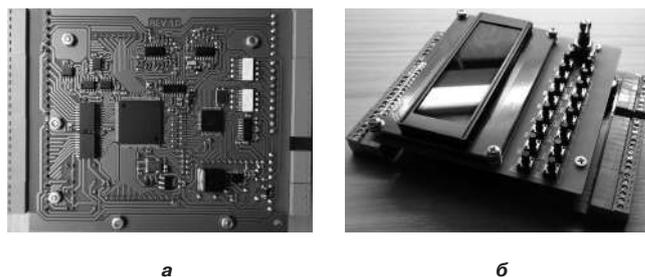


Рис. 6. Фотография системы управления: а – вид со стороны элементов; б – в собранном виде

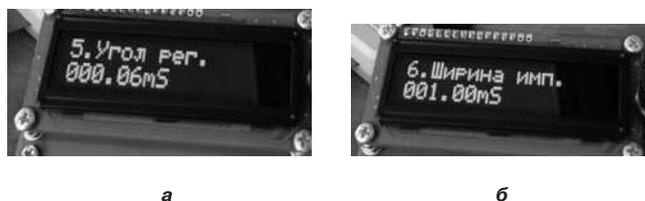


Рис. 7. Отображение параметров управления на дисплее системы

фотографии дисплея при отображении двух различных пунктов меню.

Экспериментальная проверка функционирования разработанного макетного образца системы управления производилась поэтапным снятием осциллограмм сигналов управления вентилями преобразователя с соответствующих выходов системы управления в различных режимах и с различными параметрами формирования выходных импульсных последовательностей управления СПП. Так, на рис. 8 показана осциллограмма, на которой был осуществлен захват 6 каналов управления тиристорами выпрямителя в режиме сдвигания и высокочастотного заполнения при угле регулирования 1 мс и общей длительности импульса 650 мкс.

Также была выполнена проверка формирования шести сигналов управления транзисторами инвертора с широтно-импульсной модуляцией и качества формируемой инвертором синусоидальной огибающей. Для этого был проведен ряд экспериментов, в которых выходные сигналы спроектированной системы управления были поданы на маломощный трехфазный мостовой инвертор. Выход инвертора, в свою очередь, был нагружен на Г-образный фильтр нижних частот, предназначенный для отсека высокочастотной несущей ШИМ, создания контура тока и имитации нагрузки. На рис. 9 приведены осциллограммы напряжения, снимаемые на выходе инвертора (канал 1) и на выходе фильтра (канал 2).

Заключение

Рассмотренная универсальная система управления полупроводниковыми преобразователями электроэнергии, основанная на связке ПЛИС с микроконтроллером, обладает целым рядом достоинств (помехоустойчивость, надежность, гибкость, компактность и др.) и может быть после соответствующей настройки использована в подавляющем большинстве современных устройств силовой преобразовательной техники. Особо следует отметить возможность ее выполнения полностью на отечественной элементной базе.

Литература

1. Семенов Б. Ю. Силовая электроника: от простого к сложному. — М.: СОЛОН-Пресс, 2005. — 416 с.
2. Стешенко В. Б. ПЛИС фирмы Altera: элементная база, система проектирования и языки описания аппаратуры. — М.: Издательский дом “Додэка_XXI”, 2007. — 576 с.
3. Болл Стюарт Р. Аналоговые интерфейсы микроконтроллеров. — М.: Издательский дом “Додэка_XXI”, 2007. — 360 с.



Рис. 8. Осциллограмма фазы А питающей сети и 6 каналов на выходе системы управления с шириной импульса 650 мкс

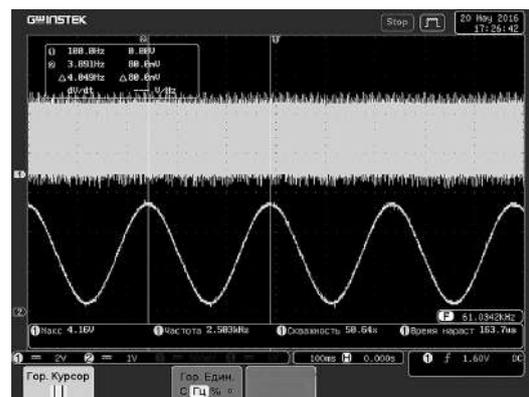


Рис. 9. Осциллограмма синусоидальной огибающей фазы W, полученной после ФНЧ в режиме глубокой синусоидальной модуляции с частотой 4 Гц

4. Костров Б. В., Ручкин В. Н. Архитектура микропроцессорных систем. — М.: Издательство Диалог-МИФИ, 2007 — 304 с.

5. Гладштейн М. А. Микроконтроллеры смешанного сигнала C8051 фирмы SiLab и их применение. Руководство пользователя. — Издательский дом “Додэка_XXI”, 2008. — 336 с.

6. Каспер Э. Программирование на языке Ассемблера для микроконтроллеров семейства 8051. — М.: Горячая линия — Телеком, 2004. — 191 с.

Матвеев Дмитрий Алексеевич, ведущий инженер ООО “Электронные и программные системы” (г. Саранск), тел.: +7 (8342) 29-06-18, e-mail: dimitry88@mail.ru;

Бальзамов Александр Юрьевич, к. т. н., доцент кафедры электроники и нанoeлектроники Мордовского государственного университета им. Н. П. Огарева, тел.: +7 (8342) 29-06-18, e-mail: balsamovau@yandex.ru.

А. В. Королев, Н. А. Кушнерев, М. В. Родин, Е. А. Бабков

ИМПУЛЬСНЫЙ МОДУЛЯТОР С ДИНАМИЧЕСКИМ УПРАВЛЕНИЕМ ФОРМОЙ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ПЕРЕДАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

A. V. Korolev, N. A. Kushnerev,
M. V. Rodin, E. A. Babkov

В статье поставлены и рассмотрены вопросы, относящиеся к практической реализации низковольтного импульсного модулятора с динамическим управлением формой выходного напряжения для твердотельного передающего устройства радиолокатора. Основу модулятора составляет импульсный регулятор напряжения с релейным управлением. Приведена структура модулятора, а также проанализированы результаты его имитационного схемотехнического моделирования и экспериментальной отработки.

Ключевые слова: радиолокационная система, передающее устройство, усилитель мощности, источник электропитания, импульсный модулятор.

Pulse modulator with dynamic control of the output voltage shape for radar's transmitting unit

The article poses and studies the issues related to practical realization of a low-voltage pulse modulator with dynamic control of output voltage shape for the solid-state radar transmitter. This modulator is based on switched mode voltage regulator with relay control. The modulator structure is presented, as well as the results of its circuit simulation and experimental workout are analyzed.

Keywords: radar system, transmitter, power amplifier, power supply, pulse modulator.

Устройства силовой электроники являются неотъемлемой составной частью любой радиолокационной системы (РЛС) и в значительной мере определяют ее тактические и технико-экономические характеристики [1]. Поэтому имеющая место тенденция к наращиванию эффективности функционирования вновь создаваемых и модернизируемых РЛС требует от разработчиков, среди прочего, и совершенствования источников электропитания (ИЭП), в том числе и в части расширения их функциональных возможностей.

Имеется значительное число исследований, результаты которых связывают достижение требуемой эффективности функционирования РЛС с применением зондирующих сигналов, заданная форма огибающей которых отличается от традиционной прямоугольной. Применение таких сигналов в ряде случаев обеспечивает повышение информативности и улучшение электромагнитной совместимости РЛС [2–5].

Вместе с тем решение задачи формирования зондирующих сигналов с заданной непрямоугольной огибающей (далее *непрямоугольные сигналы*) в твердотельных передающих устройствах импульсных РЛС наталкивается на две значительные трудности.

Во-первых, так как известные твердотельные выходные усилители мощности (УМ) передающих устройств зачастую работают в классах В или С (с неизменным напряжением электропитания), то при усилении непрямоугольных радиоимпульсов до требуемого значения импульсной мощности имеет место значительное снижение коэффициента полезного действия (КПД) УМ.

Как известно, это связано с тем, что максимальное значение КПД УМ достигается только в моменты

максимальной пиковой мощности усиливаемого радиоимпульса, тогда как в остальное время его работа характеризуется энергетически невыгодным ненапряженным режимом [6]. В этом случае значение КПД УМ снижается при возрастании пик-фактора зондирующего сигнала. Иными словами, энергия ИЭП, обеспечивающего электропитание УМ, будет расходоваться неэффективно, что проиллюстрировано на рис. 1.

Во-вторых, наличие ряда факторов, среди которых неравномерность амплитудно-частотной характеристики УМ в полосе частот усиливаемого радиоимпульса, разогрев кристалла усилительного транзистора за время длительности радиоимпульса, климатические изменения, обуславливает ухудшение точности фор-

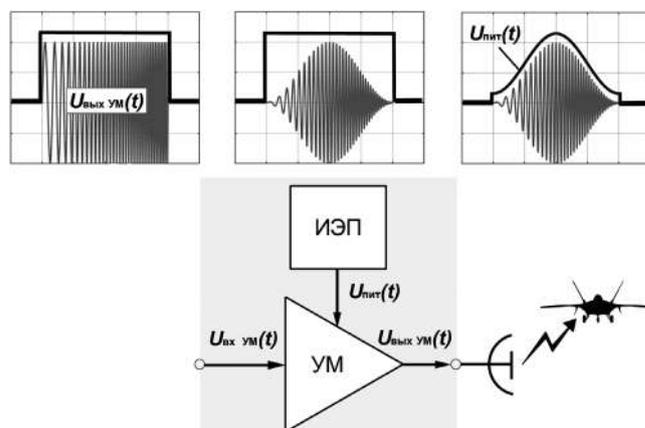


Рис. 1. Формы зондирующих сигналов и напряжения электропитания УМ

мирования огибающей зондирующего сигнала. В свою очередь, амплитудные искажения сигнала накладывают ощутимые ограничения на информативность РЛС [7].

Исследованию способов энергетически эффективного формирования прямоугольных зондирующих сигналов посвящены, например, работы [8–10]. Их анализ позволяет утверждать, что формирование требуемой огибающей сигнала возможно за счет динамического управления формой напряжения электропитания УМ в течение длительности усиливаемого радиоимпульса, при этом обеспечивается практически постоянное во времени значение КПД УМ, близкое к пиковому.

В частности, в работе [8] был предложен низковольтный импульсный модулятор (ИМ) с резонансным контуром, обеспечивающий на своем выходе видеоимпульс напряжения гауссовой формы и работающий с УМ В-класса. Однако такой ИМ не обладает достаточной гибкостью в части формирования видеоимпульса напряжения электропитания с требуемой формой, динамическим диапазоном и длительностью, а также имеет неудовлетворительную точность формирования ввиду отсутствия контура стабилизации выходного напряжения. Ровно те же недостатки имеет способ формирования, описанный в [2].

Другой способ, предложенный в [9], подразумевает использование ИМ, в котором реализовано ступенчатое управление выходным напряжением. Такой ИМ обеспечивает на выходе видеоимпульсы любой формы с длительностями от 1 до 100 мкс, однако требует предискажений усиливаемого в УМ сигнала и трех отдельных изолирующих ИЭП, что значительно усложняет ИМ. Кроме того, ступенчатое напряжение электропитания УМ и резкие изменения предискаженного входного сигнала вызывают значительные фазовые флуктуации сигнала на выходе УМ, что неприемлемо для большинства РЛС [1, 7].

В [10, 11] с целью динамического управления формой выходного напряжения было предложено использовать в составе ИМ импульсный регулятор напряжения (ИРН). Однако в [10] не были отражены результаты экспериментальной отработки такого ИРН, а в [11], хотя и была описана практическая реализация ИРН, о достижимых длительностях формируемого видеоимпульса напряжения сведений не приведено. Также в [10, 11] отсутствует информация о мерах по компенсации амплитудных искажений формируемого зондирующего сигнала.

Следует отметить, что выходная мощность ИРН, описанного в [11], не превышает 15–20 Вт, что позволило реализовать его в интегральном исполнении. Однако для современных радиолокационных УМ характерны уровни выходной импульсной мощности до единиц киловатт (например, в UHF диапазоне), поэтому применение описанных в [11] технических решений при разработке ряда РЛС представляется невозможным.

Таким образом, следует констатировать, что вопрос практической реализации ИМ с динамическим управлением формой выходного напряжения для прецизионного и энергетически эффективного формирования прямоугольных зондирующих сигналов не нашел достаточно полного освещения в научно-технической литературе, хотя он представляет большой интерес для разработчиков РЛС.

Цель статьи – заполнить пробел в теории проектирования низковольтных импульсных модуляторов, обеспечивающих на своем выходе напряжение требуемой формы с высокими точностными и энергетическими характеристиками.

Основные структуры ИЭП УМ

ИЭП УМ входит в состав энергетической подсистемы РЛС и предназначен для преобразования электроэнергии, поступающей от системы электроснабжения (СЭС) РЛС (или носителя в случае бортовой РЛС) или одной из шин системы электропитания (СЭП), в электроэнергию, необходимую для формирования зондирующего сигнала.

Как правило, для согласования СЭС/СЭП с импульсной нагрузкой ИЭП включает в себя накопитель электроэнергии (НЭ) и зарядное устройство (ЗУ) [12].

Назначением ЗУ является высокоэффективное (с энергетической точки зрения) преобразование электроэнергии СЭС/СЭП с целью заряда НЭ за время паузы между зондирующими радиоимпульсами до требуемой величины напряжения. Также ЗУ должно обеспечивать равномерное потребление электроэнергии от СЭС/СЭП, электромагнитную совместимость (ЭМС), а также обладать другими специфическими сервисными функциями [12].

Такие ИЭП широко применяются в современных РЛС при формировании зондирующих сигналов с прямоугольной огибающей [10, 12]. Однако быстрдействие их невелико из-за достаточно большой энергоемкости НЭ, а также ограниченной мощности ЗУ, которое не может изменить напряжение на НЭ с достаточно высокой скоростью. Очевидно, недостаточная скорость изменения напряжения на выходе НЭ обуславливает невозможность формирования прямоугольных зондирующих сигналов, типовая длительность которых составляет от единиц до сотен микросекунд.

Как отмечено выше, перспективным и относительно новым техническим решением, направленным на повышение быстрдействия ИЭП, является использование в его составе ИРН, включаемого между НЭ и нагрузкой, как это показано на рис. 2 [10]. Здесь на рисунке и далее $U_{СЭС}(t)$ – напряжение на выходе СЭС, $U_{пит}(t)$ – напряжение на выходе ИМ, $U_{вх УМ}(t)$ – напряжение на входе УМ, $U_{вых УМ}(t)$ – напряжение на выходе УМ. Применение ИРН ценой незначительного снижения КПД ИЭП позволяет реализовать динамическое управление формой напряжения электропитания УМ независимо от величины напряжения на НЭ, иными словами, формировать прямоугольные зондирую-

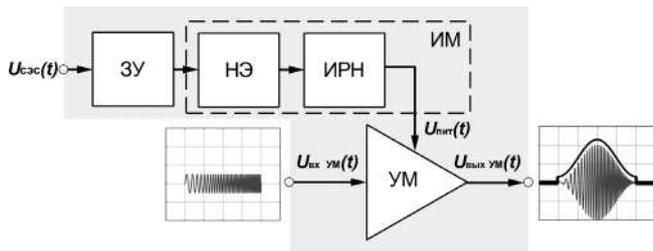


Рис. 2. Структура системы ИЭП-УМ с ИРН

щие сигналы с широким динамическим диапазоном.

Другим преимуществом такой структуры ИЭП является возможность значительного уменьшения емкости и массы НЭ за счет более полного использования запасаемой в нем электроэнергии, что особенно важно при формировании зондирующих сигналов с длительностями более 50–100 мкс [10].

Рассмотрим далее особенности построения ИРН, составляющего основу ИМ с динамическим управлением формой выходного напряжения, и предложим один из вариантов его практической реализации.

Выбор топологии ИРН и схемы управления

Выбор топологии ИРН является определяющим в части обеспечения требуемых КПД, быстродействия и массогабаритных характеристик ИМ. При этом важно учитывать диапазоны изменения входного/выходного напряжений и выходной мощности, необходимость гальванической развязки, тип нагрузки и ряд других факторов.

Поэтому для выбора оптимальной топологии ИРН представляется очевидным привести набор требований, предъявляемых к типовому низковольтному ИМ, входящему в состав передающего устройства (или передающего модуля активной фазированной антенной решетки) перспективной РЛС.

Во-первых, ИМ должен обеспечивать заданные параметры выходного видеоимпульса напряжения (размах пульсации, динамическая нестабильность, динамический диапазон, длительность и т. д.) во всем диапазоне изменений тока нагрузки.

Как правило, нагрузка ИМ имеет ярко выраженный импульсный характер с уровнем потребляемой мощности от сотен ватт до единиц киловатт в импульсе.

Во-вторых, выходное напряжение ИМ должно изменяться в требуемых пределах за время, соответствующее длительности зондирующего радиоимпульса, тем самым обеспечивая формирование его огибающей с требуемой скоростью. Иными словами, ИМ должен обладать требуемым быстродействием, при котором выходное напряжение ИРН еще изменяется по закону амплитудной модуляции огибающей. Как пример, при формировании зондирующего радиоимпульса длительностью 200 мкс, промодулированного по амплитуде в соответствии с весовой функцией Хэмминга, выходное напряжение ИРН изменяется от 3,3 В до 36 В за время 100 мкс. При этом скорость нарастания и

спада выходного напряжения ИРН может превышать 10 В/мкс.

В-третьих, ИМ должен обеспечивать заданные параметры выходного видеоимпульса напряжения при изменении входного напряжения ИРН в значительных пределах (в полтора раза и даже более, что обусловлено разрядом НЭ за время, соответствующее длительности зондирующего радиоимпульса).

В-четвертых, для получения наилучших удельных показателей ИРН при расчете его тепловых режимов следует учитывать, что импульсная выходная мощность ИМ может более чем на порядок превышать его среднюю выходную мощность, так как скважность зондирующих радиоимпульсов в РЛС может составлять 10–1000 и более.

В-пятых, с целью достижения высокой энергетической эффективности передающего устройства (модуля) ИМ должен обладать высоким КПД (достижимой считается величина КПД до 95% и более).

В-шестых, для обеспечения требуемых параметров выходного видеоимпульса напряжения должен быть обеспечен учет ряда факторов (изменение напряжения на НЭ, вызванное его разрядом; изменение тока, потребляемого УМ; изменение параметров элементов ИМ и т. д.), что обуславливает необходимость наличия в схеме ИМ отрицательной обратной связи (ООС) по выходному напряжению, компенсирующей воздействие перечисленных выше факторов.

Таким образом, учитывая отсутствие требований по обеспечению гальванической развязки между НЭ и УМ (гальваническая развязка осуществляется, как правило, в ЗУ), наиболее целесообразным является применение в качестве ИРН неизоллирующего стабилизирующего преобразователя напряжения понижающего типа, работающего с тем или иным видом импульсной модуляции. В этом случае удастся обеспечить высокое значение КПД ИРН (свыше 90...95%), хорошие удельные и массогабаритные характеристики.

Оптимальный выбор метода управления регулирующим транзистором ИРН в общем случае обосновывается как стремлением получить максимальный КПД ИРН с учетом широкого изменения входного и выходного напряжений и нагрузки (вплоть до холостого хода), так и желанием упростить его схему управления. Также в случае выбора метода управления регулирующим транзистором ИРН крайне важным условием является обеспечение высоких динамических показателей ИМ, особенно, если требуется формирование коротких зондирующих сигналов (единицы микросекунд).

Это связано с тем, что, с одной стороны, в начальный момент времени ток нагрузки ИРН изменяется практически скачком от нуля до значения, близкого к максимальному, что требует крайне малой величины переходного отклонения выходного напряжения ИРН и малого времени переходного процесса. С другой стороны, из-за того что опорное напряжение ИРН может изменяться с высокой скоростью в пределах

длительности усиливаемого радиоимпульса, время установления выходного напряжения ИРН не должно превышать единиц микросекунд. При этом для обеспечения высокого КПД ИРН крайне желательно избегать значительного увеличения рабочей частоты, так как увеличение последней обуславливает большие потери на переключение в регулирующем транзисторе, диоде и в магнитных элементах.

В первую очередь, быстродействие ИРН зависит от типа и параметров контура ООС и вида модуляции выходного напряжения. Кроме того, от них зависят и такие важные характеристики ИРН как:

- размах пульсации выходного напряжения;
- спектральный состав пульсации выходного напряжения;
- стабильность выходного напряжения.

Наиболее распространенный метод управления регулирующим транзистором ИРН – *шиотно-импульсная модуляция* (ШИМ), при которой частота повторения импульсов неизменна, а изменяется длительность импульсов. Однако ШИМ не обеспечивает высокого быстродействия и требует сложной схемы компенсации для достижения устойчивой работы [13]. Кроме того, ШИМ накладывает ограничения и на динамический диапазон выходного напряжения ИРН.

Другой метод управления регулирующим транзистором ИРН – *частотно-импульсная модуляция* (ЧИМ) – в отличие от ШИМ характеризуется переменной рабочей частотой и неизменной длительностью импульсов [13]. При этом методе частота переключения транзистора пропорциональна току, потребляемому нагрузкой. Поэтому при малых нагрузках ИРН с ЧИМ имеет существенно больший КПД, нежели ИРН с ШИМ. Кроме того, нет необходимости в сложных цепях коррекции фазочастотной характеристики. Однако из-за переменной рабочей частоты они требуют сложной фильтрации и обладают большой пульсацией выходного напряжения при неполной нагрузке.

Одним из частных случаев ЧИМ является *релейное* (или *гистерезисное, двухпозиционное*) управление. Его отличительная особенность заключается в том, что для управления регулирующим транзистором в цепи ООС ИРН используют двухпозиционный релейный элемент. При этом сигнал ООС, подаваемый на регулирующий транзистор, изменяется скачком всякий раз, когда мгновенное значение выходного напряжения ИРН становится равным некоторой заданной величине [13–15].

На рис. 3 приведена типовая схема релейного ИРН и временные диаграммы его работы (случай непрерывных токов дросселя). На рисунке $t_{\text{вкл}}$ и $t_{\text{выкл}}$ – время включенного и выключенного состояния регулирующего транзистора соответственно, $\Delta U_{\text{гист}}$ – ширина окна гистерезиса, $U_{\text{VT}}(t)$ – напряжение сток-исток транзистора, $I_L(t)$ – ток через дроссель.

Релейный ИРН работает в режиме автоколебаний. В общем случае частота автоколебания ИРН (частота, с которой переключается регулирующий

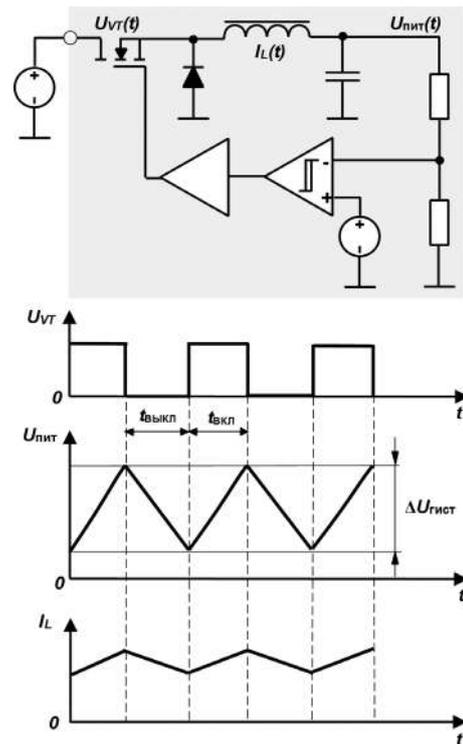


Рис. 3. Схема типового релейного ИРН и временные диаграммы его работы

транзистор) может изменяться в широких пределах и определяется рядом факторов, среди которых параметры выходного фильтра, сопротивление нагрузки, изменение входного напряжения, соотношение уровней срабатывания релейного элемента и т. д. Поэтому частота переключения не фиксирована, то есть релейное управление можно рассматривать как частный случай ЧИМ.

Перечислим достоинства релейного управления:

- коэффициент усиления гистерезисного компаратора достаточно высок, чтобы выдать команду на открытие регулирующего транзистора: соответственно, нет необходимости в усилителе ошибки и генераторе пилообразного сигнала, которые нужны для ШИМ управления;
- не требуется коррекция цепей ООС (как и в случае ЧИМ), так как без усилителя ошибки пропадает фазовая задержка в цепи ООС, при этом полоса пропускания контура регулирования близка к частоте переключения;
- высокое быстродействие и переходное время (время реакции ИРН в этом случае не превышает 100 нс и определяется в основном задержкой сигнала в цепи ООС и силовой части).

Вместе с тем релейному управлению присущи и недостатки:

- непостоянная частота переключения (в отличие от ШИМ управления), что затрудняет эффективную фильтрацию помех;
- повышенные пульсации напряжения;
- если используются выходные конденсаторы с низким эквивалентным последовательным сопротив-

лением, то может потребоваться включение дополнительного резистора или конденсатора, чтобы увеличить пульсации напряжения в цепи ООС.

Однако непостоянная частота переключения может быть преодолена за счет введения в схему генератора, обеспечивающего постоянное значение времени включенного состояния (*Constant On-Time, COT*). Генератор *COT* значительно улучшает параметры релейного ИРН, обеспечивая постоянную частоту переключения в широком диапазоне входных напряжений при сохранении достаточно хорошей переходной характеристики [16].

В настоящее время в научно-технической литературе описаны и другие модификации релейного управления (например, D-CAP, D-CAP2, COT с ШИМ и некоторые другие), позволяющие устранить некоторые недостатки схемы, приведенной на рис. 3 [16].

Таким образом, проведенный анализ требований, предъявляемых к низковольтным ИМ перспективных РЛС с оперативным управлением формой зондирующего сигнала, и возможных схем построения ИРН показывает, что по совокупности потенциально достижимых характеристик в большей степени указанным требованиям соответствует ИРН понижающего типа с релейным управлением.

Обеспечение стабильности выходного сигнала УМ

Вопросы компенсации амплитудных искажений выходного сигнала УМ, в частности, были рассмотрены в работах [8, 9]. В них указывалось на возможность введения предискажений формы сигнала на входе УМ. Однако в этом случае параметры предискажений будут зависеть от начальной температуры кристалла усилительного транзистора, длительности зондирующего сигнала, периода его повторения, требуемого уровня выходной мощности УМ и т. д. Но учесть с достаточной точностью влияние указанных факторов не всегда представляется возможным, и потому использование предискажений формы сигнала на входе УМ для получения заданной огибающей зондирующего сигнала представляется нам нецелесообразным.

К одному из методов борьбы с амплитудными искажениями выходного сигнала УМ относится метод автокомпенсации [17]. В его основе лежит выделение закона отклонения амплитуды усиленного радиопульса, формирование из него компенсационного сигнала и воздействие последним на параметры напряжения электропитания УМ таким образом, чтобы амплитудные отклонения были ослаблены.

Так, в развитие релейного ИРН, представленного на рис. 3, в [18, 19] было предложено ввести дополнительную ООС с выхода УМ посредством детектора огибающей (ДО). Такое техническое решение позволяет без значительного снижения КПД ИМ скомпенсировать амплитудные искажения формируемого зондирующего сигнала.

Вариант структурной схемы ИМ, обеспечивающего энергетически эффективное и прецизионное форми-

рование огибающей зондирующего сигнала, приведен на рис. 4.

Для обеспечения безотказной работы ИМ при включении, а также в случае чрезмерно быстрого увеличения опорного напряжения в схему ИМ введены узлы защиты от превышения тока дросселя и защиты от снижения входного напряжения.

С целью исключения влияния выбросов токов и напряжений при коммутации транзистора в цепь между драйвером и компаратором выходного напряжения включен одновибратор. Он формирует временные интервалы, в течение которых колебательные процессы в элементах схемы ИМ затухают до величин, не влияющих на работу компаратора, причем в течение этих интервалов компаратор не реагирует на изменение входных сигналов.

Имитационное моделирование и экспериментальная отработка ИМ

С целью проверки работоспособности ИМ, структура которого представлена на рис. 4, была создана его имитационная схемотехническая модель в программе OrCAD PSpice 16.6-2015.

Полученные в результате имитационного моделирования формы тока нагрузки ИМ $I_H(t)$, тока через дроссель выходного фильтра ИРН $I_L(t)$, а также напряжения на выходе ИМ $U_{\text{вых}}(t)$ представлены на рис. 5. Из графиков видно, что наличие пульсации тока через дроссель не оказывает существенного влияния на значение выходного напряжения ИМ.

Вместе с тем, при спаде выходного и входного напряжений ИМ переходит в режим прерывистых токов дросселя — однако значительного увеличения пульсации выходного напряжения ИМ не происходит, что позволяет считать этот режим допустимым. При этом форма нормированной огибающей выходного сигнала УМ $u_{\text{ог}}(t)$ практически повторяет требуемую форму весовой функции $w(t)$, что подтверждает высокую точность формирования огибающей выходного сигнала УМ, а размах пульсации напряжения электропитания $U_{\text{пит}}(t)$ не превышает 500 мВ. Максимальная мгновенная рабочая частота ИРН составила около 900 кГц, а КПД ИМ — 94%.

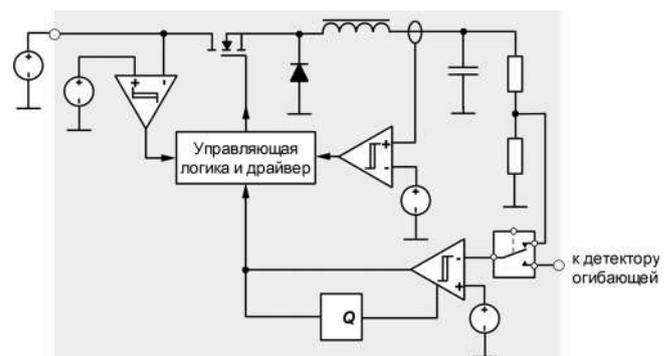


Рис. 4. Структура ИМ, обеспечивающего прецизионное формирование огибающей зондирующего сигнала

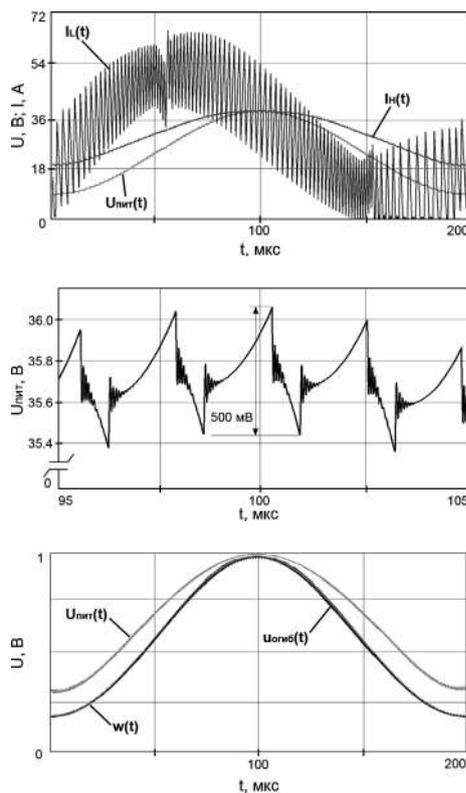


Рис. 5. Осциллограммы напряжений и токов на выходе модели ИМ

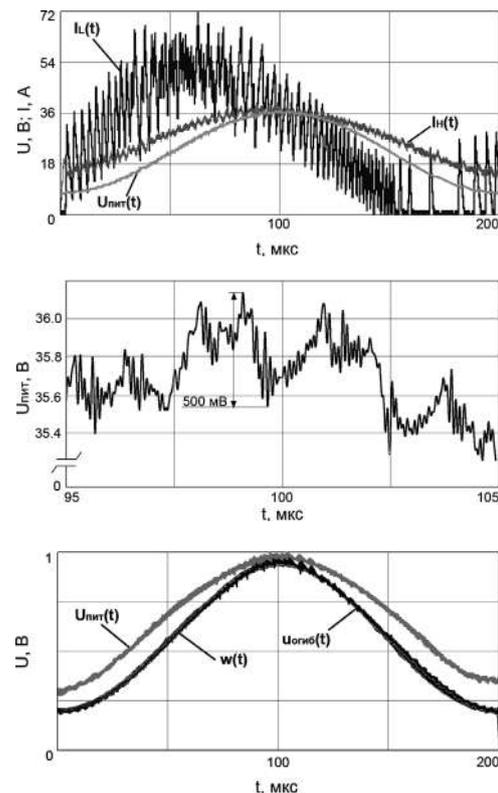


Рис. 6. Осциллограммы напряжений и токов на выходе макета ИМ

Для экспериментального исследования ИМ были разработаны его макет и измерительный стенд. Характеристики макета, подтвержденные в процессе экспериментальной отработки, приведены в табл. 1. В качестве нагрузки ИМ была использована паллета УМ, выполненного на основе LDMOS транзистора 2П9120 (АО «НИИЭТ»), работающего в режиме В. Для выделения информации об амплитудных искажениях выходного сигнала УМ применен ДО, основу которого составляет интегральный высоколинейный детектор ADL5511 («Analog Devices»). Осциллограммы, полученные при исследовании макета, приведены на рис. 6. Как видно из графиков, они согласуются с полученными в результате имитационного схемотехнического моделирования.

Таблица 1. Характеристики макета ИМ

Параметры	Значения
Входное напряжение, В	40 ... 80
Выходное напряжение, В	9 ... 36
Максимальная импульсная мощность, Вт	1500
Размах пульсации выходного напряжения, мВ	700
Длительность формируемого видеоимпульса напряжения, мкс	200
КПД, %	94

Однако разработанный макет ИМ не позволил снизить величину пьедестала k весовой функции $w(t)$, в соответствии с которой промодулирован по амплитуде зондирующий сигнал, ниже $k = 0,22$ при условии

достижения требуемого КПД ИМ и пульсации его выходного напряжения, а также уменьшить длительность сформированного зондирующего сигнала до значения, меньшего $t_{и} = 200$ мкс. Очевидно, для формирования зондирующих сигналов с большим динамическим диапазоном и меньшей длительностью требуются дальнейшие исследования.

Таким образом, проведенное экспериментальное исследование подтвердило возможность создания ИМ, обеспечивающего на своем выходе напряжение требуемой формы с высокими точностными и энергетическими характеристиками. При этом объективная оценка технического уровня разработанного макета ИМ позволила сделать вывод о том, что степень отработки технических решений и его характеристики способствуют применению его в опытных образцах перспективных РЛС с оперативным управлением формой зондирующего сигнала.

Заключение

В настоящей работе представлены результаты практической реализации низковольтного импульсного модулятора, обеспечивающего с высокими энергетическими и точностными характеристиками формирование видеоимпульса напряжения электропитания требуемой формы для твердотельного передающего устройства РЛС. Отметим следующее:

1. С учетом повышения требований к эффективности функционирования импульсных РЛС с опера-

тивным управлением формой зондирующих сигналов одним из перспективных решений для электропитания выходных усилительных каскадов передающего устройства является применение импульсного модулятора, основу которого составляет регулятор напряжения с быстродействующей схемой управления регулирующим транзистором.

2. В настоящее время импульсный модулятор с предложенной в работе релейной схемой управления реализуем на практике и имеет характеристики и степень отработки технических решений, позволяющие применять его не только в лабораторных, но и в опытных образцах РЛС с целью формирования зондирующих сигналов с заданной прямоугольной огибающей.

3. Полученная экспериментально на макете импульсного модулятора форма выходного видеопульса напряжения отлично согласуется с полученной в результате имитационного схемотехнического моделирования. При этом огибающая выходного сигнала усилителя мощности практически совпадает с требуемой, что подтверждает прецизионный характер формирования зондирующего сигнала.

Литература

1. Стрелков В. Ф. Электротехнические комплексы радиолокационных станций: дис. ... д-ра техн. наук: 05.09.03 / Стрелков Владимир Федорович. — Нижний Новгород: НГТУ им. П. Е. Алексеева, 2016. — 316 с.
2. A pulse compression system employing a linear FM gaussian signal / E. Fowle, D. Carey, R. Vander Schuur, R. Yost // Proceedings of the IEEE, 1963, Vol. 51, No 2, P. 304-312.
3. Ayad S., Redada S. Gaussian linear frequency modulation signal SAR processing // 14th Mediterranean Microwave Symposium, 2014, P. 1-4.
4. Probe signals with nonrectangular envelope / I. Muursepp, J. Berdnikova, T. Ruuben, U. Madar // Electronics and Electrical Engineering, 2010, No 5(101), P. 99-102.
5. Electromagnetic compatibility of the meteo radars / V. Efremov, R. Sedletsy, B. Vovshin, I. Vylegzhanin // 16th International Radar Symposium, 2015, P. 1153-1158.
6. McCune E. Dynamic power supply transmitters: envelope tracking, direct polar, and hybrid combinations. — Cambridge: Cambridge University Press, 2015. — 440 p.
7. Сластенко А. Н. К вопросу о влиянии амплитудно-частотных и фазочастотных искажений спектра ЛЧМ сигнала на параметры сжатого импульса. — Харьков: Институт радиопроизводства и электроники, 1989. — 52 с.
8. Supply-modulated radar transmitters with amplitude-modulated pulses / A. Zai, M. Pinto, M. Coffey, Z. Popovic // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2015, Vol. 63, No 9, P. 2953-2964.
9. Efficient programmable pulse shaping for X-band GaN MMIC radar power amplifiers / C. Florian, T. Capello, Z. Popovic et al. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2017, Vol. 65, No 3, P. 881-891.
10. Кушнерев Н. А. Устройство электропитания импульсного твердотельного передатчика с высокими удельными показателями // Радиотехника, 2009, № 5, С. 75–78.
11. A 10 Watt S-band MMIC power amplifier with integrated 100 MHz switch-mode power supply and control circuitry for active electronically scanned arrays / G. Bent, P. Hek, S. Geurts et al. // IEEE Journal of Solid-state Circuits, 2013, Vol. 48, No 10, P. 2285-2295.
12. Королев А. В., Кушнерев Н. А., Родин М. В. Об электропитании выходных усилительных каскадов приемо-передающих модулей импульсных РЛС с АФАР // Электропитание, 2016, № 2, С. 33–41.
13. Александров Ф. И., Сиваков А. Р. Импульсные преобразователи и стабилизаторы постоянного напряжения. — Л.: Энергия, 1970. — 188 с.
14. Schweitzer B., Rosenstein A. Free running switching mode power regulator: analysis and design // IEEE Transactions on Aerospace, 1964. — Vol. 2, No 4, P. 1171-1180.
15. Бокуняев А. А. Релейные стабилизаторы постоянного напряжения. — М.: Энергия, 1978. — 88 с.
16. Redl R., Sun J. Ripple-based control of switching regulators — an overview // IEEE Transactions on Power Electronics. 2009, Vol. 24, No 12, P. 2669-2680.
17. Титов А. А. Транзисторные линейные сверхширокополосные и полосовые усилители ОВЧ- и УВЧ-диапазонов с повышенными выходной мощностью и КПД: дис. ... д-ра техн. наук: 05.12.04 / Титов Александр Анатольевич. — Томск: ТУСУР, 2003. — 395 с.
18. Система электропитания импульсного усилителя мощности: заявка на изобретение № 2015149469 РФ / А. В. Васильев, А. В. Королев, Н. А. Кушнерев [и др.] / Заявл. 18.11.2015.
19. Кушнерев Н. А., Родин М. В. О формировании зондирующих сигналов с прямоугольной огибающей в импульсных БРЛС с твердотельными передающими устройствами // Труды 22-й международной научно-технической конференции “Радиолокация, навигация, связь”, 2016, С. 1023–1030.

Королев Алексей Владимирович, к. т. н., начальник отдела в АО “Концерн “Вега”, тел.: (499)753-40-04 доб. 9300; e-mail: teleret@mail.ru;

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

Родин Михаил Валерьевич, к. т. н., научный сотрудник в АО “Концерн “Вега”, доцент кафедры “Радиоэлектронные системы и устройства” МГТУ им. Н. Э. Баумана, тел.: (499)753-40-04 доб. 9320; e-mail: mail@litfront.ru;

Бабков Евгений Анатольевич, аспирант, научный сотрудник в АО “Концерн “Вега”; тел.: (499)753-40-04 доб. 9305, e-mail: efrmipt@gmail.com.

А. А. Миронов

НОРМАЛИЗАТОР НАПРЯЖЕНИЯ БОРТОВОЙ СЕТИ КАК СРЕДСТВО ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ РЭА

А. А. Mironov

Статья посвящена нормализаторам напряжения авиационной бортовой сети, их структуре, принципам работы и особенностям. Рассматриваются возможности применения нормализаторов при построении систем вторичного электропитания бортовой РЭА постоянного тока с целью повышения ее надежности, КПД и помехозащищенности.

Ключевые слова: система электропитания, ограничитель напряжения, нормализатор напряжения, надежность РЭА, помехоустойчивость, КПД.

The onboard electric network voltage normalizer as a means of radio electronic equipment effectiveness improving

The article is devoted to the aircraft on-board electric network voltage normalizers, their structure, operating principles and specifics. The author considers the possibilities of normalizers' application while developing the secondary power supply systems for onboard DC radio electronic equipment to increase its reliability, efficiency and noise immunity.

Keywords: power supply system, voltage limiter, voltage normalizer, reliability of radio electronic equipment, noise immunity, efficiency.

Сети вторичного электропитания бортовой радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) номинальным напряжением питания 27 В постоянного тока по ГОСТ Р 54073 (ранее – ГОСТ 19705) и аналогичные характеризуются кратковременными выбросами напряжения до значений $U_{\text{ВБР}} = 80$ В и провалами до $U_{\text{ПР}} = 8$ В длительностью до одной секунды. Кроме того, здесь в изобилии присутствуют высокочастотные выбросы в сотни вольт длительностью от единиц до десятков микросекунд и периодические помехи широкого частотного диапазона. При таких амплитудных, временных и частотных характеристиках входного напряжения построение систем вторичного электропитания (СВЭП) на основе унифицированных модулей питания (МП) возможно несколькими способами.

Традиционный способ решения такой задачи – проектирование специализированных МП на указанный выше диапазон входных напряжений, устойчивых к воздействию сетевых помех. Максимально допустимое напряжение конденсаторов входного фильтра, силовых ключей и диодов таких МП значительно больше (в 2 и более раз) по сравнению с “традиционными” МП на диапазон входного напряжения 17 ... 36 В. Очевидно, что при этом подходе МП имеют пониженные удельные характеристики, КПД и более высокую стоимость. Кроме того, построенные на основе таких МП СВЭП при питании от сети с входным напряжением 27 В без упомянутых выше выбросов и провалов входного напряжения будут параметрически избыточными.

Альтернативный путь решения этой задачи – применение при построении СВЭП приборов, специально разработанных с учетом перечисленных характеристик входного напряжения – нормализаторов входного напряжения (НВН) – в совокупности с “традиционными” МП на диапазон входных напряжений 17 ... 36 В (название понравилось и позаимствовано у похожих приборов ЗАО “ММП Ирбис”).

Основная функция нормализатора – преобразовать входное напряжение диапазона 8 ... 80 В в выходное напряжение диапазона 17 ... 36 В без высокочастотных помех, выбросов и провалов. При такой структуре СВЭП НВН устанавливается на входе один на весь комплект МП. В этом случае СВЭП имеет более высокие удельные характеристики и КПД, а оптимизация алгоритмов работы НВН повышает надежность системы электропитания в целом, уменьшает общий уровень электромагнитных помех (ЭМП) в сеть и стоимость СВЭП [1].

На современном рынке отечественных разработок приборы, выполняющие в полном объеме функции НВН, до настоящего времени отсутствуют. Частично его функции выполняют ограничители входного напряжения (ОВН). Такие приборы уже выпускаются рядом предприятий, например, помехоподавляющие фильтры-ограничители серии ФПО ЗАО “ГК “Электронинвест”, фильтры-ограничители серии ФО НПП “ЭлТом”, нормализаторы напряжения серий НВЕ, НВТ, НЕТ ЗАО “ММП Ирбис”. Последние, правда, корректней отнести тоже к классу ограничителей напряжения.

Функционально ОВН можно представить как стабилизаторы напряжения параметрического или компенсационного типа, в которых значение выходного напряжения стабилизации $U_{\text{ВЫХ.СТ.ОВН}}$ равно, либо чуть меньше максимального входного напряжения МП, подключенных на выход ОВН:

$$U_{\text{ВЫХ.СТ.ОВН}} \leq U_{\text{ВХ.МП.МАКС}}$$

Простейшие маломощные ОВН выполнены по схемам непрерывного управления регулирующим элементом. Они рассчитаны на малые выходные токи (не более 1...2 А). Для работы в режиме выброса входного напряжения до 80 В в течение 1 с регулирующийся элемент выбирается с большим запасом по мощности, так как мощность, рассеиваемая на нем во время им-

пульсной перегрузки по напряжению, многократно превышает ее значение в установившемся режиме работы. При входном напряжении ОВН $U_{ВХ} \leq U_{ВЫХ.СТ.ОВН}$ последовательно включенный регулирующий элемент (обычно транзистор) практически работает в режиме открытого ключа и суммарное падение напряжения на ОВН незначительно (доли вольта). При входном напряжении ОВН $U_{ВХ} > U_{ВЫХ.СТ.ОВН}$ узел управления переводит регулирующий транзистор в линейный режим, а выходное напряжение ОВН ограничивается на уровне $U_{ВЫХ.СТ.ОВН}$.

Указанный недостаток устранен в ОВН с импульсным способом ограничения выходного напряжения [2]. В установившемся режиме работы оба варианта ОВН имеют практически одинаковые энергетические характеристики. Но во время выброса напряжения на входе “импульсного” ОВН его регулирующий транзистор переводится в ключевой режим работы, при котором рассеиваемая на нем мощность увеличивается незначительно по сравнению с установившемся режимом работы. Благодаря этому “импульсные” ОВН могут длительно находиться как в режиме перегрузки по току, так и при повышенном входном напряжении без опасности перегрева и выхода из строя. А поскольку указанные приборы непременно имеют в своем составе LC-фильтр, они “автоматически” являются хорошими фильтрами помех. Кроме того, если ввести зависимость выходного тока ОВН от входного напряжения, то можно реализовать дополнительно и режим ограничения средней выходной мощности, а не только тока. Один из возможных вариантов построения такого ОВН импульсного типа предложен в [3].

Однако рассмотренные выше ОВН не решают в полной мере всего комплекса задач “нормализации” напряжения бортовой сети. При провалах входного напряжения ниже значения минимального входного напряжения для МП $U_{ВХ.МП.МИН}$ напряжение на выходе ОВН $U_{ВЫХ.ОВН} < U_{ВХ.ОВН}$, что еще больше усугубляет положение питаемых модулей. Практически решить такую задачу может только НВН.

В [4] предложен один из возможных вариантов НВН с общей шиной, функциональная схема которого показана на рис. 1, а диаграммы работы – на рис. 2.

Узлы управления У1 и У2 включаются при $U_{ВХ} \geq 7...7,4$ В. Максимальное значение тока через ключ КЛ1 $I_{КЛ1.МАКС}$, а, значит, и максимальное значение выходного тока ОВН, устанавливаются номиналом датчика тока ДТ, максимальное выходное напряжение $U_{ВЫХ.МАКС}$ – элементами в узле управления У1, а минимальное выходное напряжение $U_{ВЫХ.МИН}$ – элементами в узле управления У2.

НВН работает следующим образом. Если входное напряжение находится в допустимых пределах для МП, т. е. $U_{ВХ.МП.МИН} \leq U_{ВХ} \leq U_{ВХ.МП.МАКС}$ (на интервале времени $t_{ВКЛ} \leq t \leq t_1$), узлы управления У1 и У2 вырабатывают управляющие сигналы $U_{У.КЛ1}$, $U_{У.КЛ2}$ и $U_{У.КЛ3}$, при которых ключи КЛ1 и КЛ3 открыты, а ключ КЛ2 – закрыт. При этом в установившемся режиме выходное

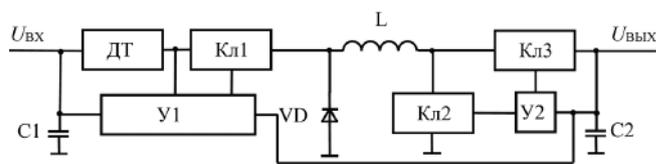


Рис. 1. Функциональная схема НВН

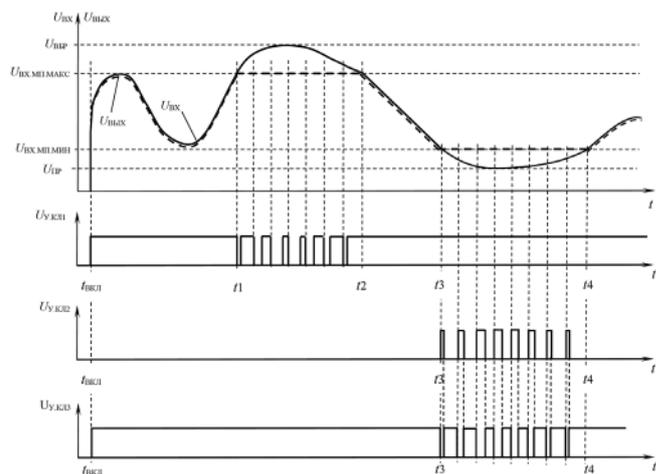


Рис. 2. Временные диаграммы работы НВН

напряжение практически равно входному за вычетом незначительного падения напряжения на открытых ключах КЛ1, КЛ3, дросселе L и датчике тока ДТ, которое при использовании современных полевых транзисторов суммарно составляет доли вольта.

При увеличении входного напряжения сверх значения $U_{ВХ.МП.МАКС}$ (на интервале времени $t_1 \leq t \leq t_2$) узел управления У1 переводит ключ КЛ1 в импульсный режим работы с такой скважностью, чтобы выходное напряжение не превышало значения $U_{ВХ.МП.МАКС}$, т. е. предлагаемое устройство работает как импульсный преобразователь I типа (понижающий). При возврате входного напряжения в допустимые для МП пределы $U_{ВХ.МП.МИН} \leq U_{ВХ} \leq U_{ВХ.МП.МАКС}$ (на интервале времени $t_2 \leq t \leq t_3$) узлы управления У1 и У2 вновь вырабатывают управляющие сигналы, при которых ключи КЛ1 и КЛ3 открыты, а ключ КЛ2 – закрыт. Таким образом, при $U_{ВХ.МП.МИН} \leq U_{ВХ} \leq U_{ВБР}$ (на интервале времени $t_{ВКЛ} \leq t \leq t_3$) алгоритмы работы НВН и ОВН полностью совпадают.

При уменьшении входного напряжения до значений $U_{ПР} \leq U_{ВХ} \leq U_{ВХ.МП.МИН}$ узлы управления У1 и У2 вырабатывают управляющие сигналы, при которых ключ КЛ1 открыт, а ключи КЛ2 и КЛ3 работают в импульсном режиме, открываясь и закрываясь синхронно и противофазно (т.е. когда один из ключей открыт, другой – закрыт) так, что выходное напряжение стабилизируется на уровне $U_{ВХ.МП.МИН}$. В этом режиме НВН работает как импульсный преобразователь II типа (повышающий) вплоть до минимального значения входного напряжения провала $U_{ВХ} = U_{ПР}$.

При перегрузке на выходе (запук НВН или короткое замыкание на выходе), когда мгновенное значение

тока через ключ КЛ1 достигает значения $I_{\text{КЛ1.МАКС}}$, узел управления У1 принудительно выключает его. При этом мгновенное значение токов через ключи КЛ2 и КЛ3 также не могут превысить значения $I_{\text{КЛ1.МАКС}}$, что защищает их от перегрузок по току, по какой бы причине они не произошли. Эта особенность НВН, кстати, защищает и его нагрузку от перегрузки по току.

При фиксированном значении $I_{\text{КЛ1.МАКС}}$ максимальная выходная мощность описанной структуры НВН изменяется пропорционально изменению выходного (входного) напряжения, что сужает его энергетические возможности. Чтобы этот параметр оставался неизменным, в узел управления У1 необходимо ввести дополнительные цепи, реализующие обратную пропорциональную зависимость изменения $I_{\text{КЛ1.МАКС}}$ от выходного напряжения в диапазоне $U_{\text{ВХ.МП.МИН}} \leq U_{\text{ВЫХ}} \leq U_{\text{ВХ.МП.МАКС}}$, как это предложено в [3]. Реализуя же, например, кратковременное увеличение $I_{\text{КЛ1.МАКС}}$ на этапе включения, можно пропорционально уменьшить время выхода НВН в установившийся режим работы.

НВН с описанным алгоритмом работы, как и “импульсные” ОВН, может длительно находиться как в режиме перегрузки по току, так и при повышенном входном напряжении без опасности перегрева и выхода из строя силовых ключей. Эта особенность НВН представляет дополнительное удобство при регулировке прибора.

В установленном режиме работы НВН также, как и “импульсный” ОВН, является отличным помехоподавляющим фильтром на элементах С1, L, С2. Использование в качестве элементов С1, С2 современных керамических конденсаторов расширяет диапазон эффективного подавления помех до десятков МГц.

Полезно также ввести в состав НВН дополнительный узел, который во время длительной перегрузки на выходе переводит его в прерывистый режим работы, когда интервал времени, отведенный на запуск $t_{\text{ЗАП}}$, чередуется с интервалом выключенного состояния $t_{\text{ВЫКЛ}}$, причем $t_{\text{ЗАП}} \ll t_{\text{ВЫКЛ}}$. В этом случае перегрев ключей КЛ1, КЛ3 и диода VD уменьшается в $t_{\text{ВЫКЛ}}/t_{\text{ЗАП}}$ раз!

И, наконец, НВН защищает входную сеть в случае, когда из строя выходит один или несколько МП, подключенных на его выход. Узел управления У1 переводит устройство в прерывистый режим работы (обычно - релаксации на частоте 10 ... 30 Гц), при котором средний потребляемый НВН ток уменьшается до $(0,05...0,08) \cdot I_{\text{КЛ1.МАКС}}$. Автоматически ограничивается и средний выходной ток НВН, защищая неисправный МП от полного разрушения.

Литература

1. А. А. Миронов. Ограничители напряжения – эффективный способ повышения надежности и помехоустойчивости бортовой РЭА. Научно-технический сборник “Электрическое питание”. Сборник докладов научно-технической конференции. – М., 2006 г., С. 44–48.
2. А. А. Миронов. Ограничитель напряжения. Патент РФ № 46594, 2005 г.
3. С. Л. Затулов, А. А. Миронов. Ограничитель напряжения. Патент РФ № 153770, 2015 г.
4. А. А. Миронов. Нормализатор сети постоянного напряжения. Патент РФ № 78016, 2008 г.

Миронов Анатолий Александрович, главный конструктор ООО “Александр Электрик источники электропитания”, тел.: +7(499) 181-19-20, +7(499) 181-26-04, +7(909) 156-54-97, факс: (499) 181-05-22, (916) 950-87-53, web-сайт: www.aeip.ru., e-mail: mirovov@aeip.ru.

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

ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ УСТРОЙСТВ СВЕТОДИОДНОГО ОСВЕЩЕНИЯ

(продолжение, начало в № 3 (67), 2017)

S. M. Korotkov, V. V. Kryuchkov,
A. V. LukinSpecifics of LED lighting units design
(Continuation, beginning in No 3 (67), 2017)

Во второй части статьи рассмотрены особенности объединения светодиодов в цепочки и матрицы, возможность реализации димминга аналоговыми и цифровыми способами (ШИМ димминг). Проанализировано восприятие яркости светодиодов человеческим глазом и показано, что для глаз значительно более предпочтительно нелинейное затемнение лампы накаливания, которое значительно ближе к нашему восприятию яркости, чем линейное ее изменение в случае светодиодов. Проведен анализ тепловых режимов работы светодиодов и приведены способы защиты светодиодов от перегрева для продления их срока службы. Даны рекомендации по правильному применению драйверов.

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

Ключевые слова: мощный светодиод, светодиодная цепочка, светодиодная матрица, светодиодный драйвер, уменьшение силы света (димминг), аналоговый димминг, ШИМ димминг, управление диммингом, нелинейности димминга, воспринимаемая яркость, защита от перегрева.

The second part of the article considers specifics of connecting LEDs in chains and arrays, the possibility of dimming realization by analog and digital methods (PWM dimming). It analyses the brightness perception by human eyes, and shows that nonlinear dimming of incandescent lamp, which is much closer to our brightness perception, is more preferable for a human eye than linear dimming of LEDs. The analysis of LEDs' thermal operating modes is performed, and methods of LEDs' overheating protection are recommended. Recommendations on LED driver proper implementation are given.

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

Key words: power LED, LED string, LED grid array, LED driver, analog dimming, PWM dimming, dimming control, dimming nonlinearities, perceived brightness, overheating protection.

Соединение светодиодов в параллельные цепочки и матрицы

В [4] рассмотрены последствия выхода из строя одного светодиода с разрывом или коротким замыканием (КЗ). Чем больше число параллельных цепочек, тем меньше опасность, что один отказ в одной из цепочек приведет к отказу остальных цепочек. Например, при параллельном соединении пяти цепочек и при выходе из строя одного светодиода с разрывом цепи, остальные четыре цепочки будут перегружены только на 125%. Светодиоды будут светить ярче, а при адекватном теплоотводе их выход из строя маловероятен.

Недостаток параллельного соединения большого числа цепочек состоит в необходимости применения драйвера с выходным током в несколько ампер, а это может быть дороже. Также, при использовании мощных драйверов необходимы меры предосторожности. Если, например, светодиодная нагрузка уменьшится вследствие неисправного соединения некоторых цепочек, остальные цепочки мгновенно выгорят от протекания повышенного тока. Таким образом, перед включением светодиодного драйвера необходима тщательная проверка всех соединений.

На практике наиболее безопасно ограничить число параллельных светодиодных цепочек пятью, или ме-

нее на один драйвер и использовать несколько драйверов с небольшим выходным током вместо одного сильноточного драйвера при необходимости питания большого числа цепочек.

Кроме того, целесообразно использование длинных цепочек, поскольку, при отказе одного светодиода в виде короткого замыкания, увеличение тока в данной цепочке будет обратно пропорционально длине цепочки.

Следующий вопрос заключается в том, что лучше: соединять светодиоды в отдельные цепочки (рис. 1а), или соединять их перекрестно с образованием светодиодной матрицы (рис. 1б)? В приведенном на рис. 1 примере показаны оба варианта соединения 15 светодиодов при питании от одинаковых драйверов. Можно объединить 15 светодиодов в 5 цепочки по 3 светодиода в каждой, но по ранее приведенным соображениям безопаснее объединить светодиоды в 3 цепочки по 5 светодиодов.

Преимущество матричного соединения состоит в том, что при обрыве одного светодиода выходит из строя не вся цепочка, а перегружены будут светодиоды только в том ряду, где находится вышедший из строя светодиод. Если один из светодиодов вышел из строя с образованием короткого замыкания, то светить не будут диоды из этого ряда, а ток через оставшиеся

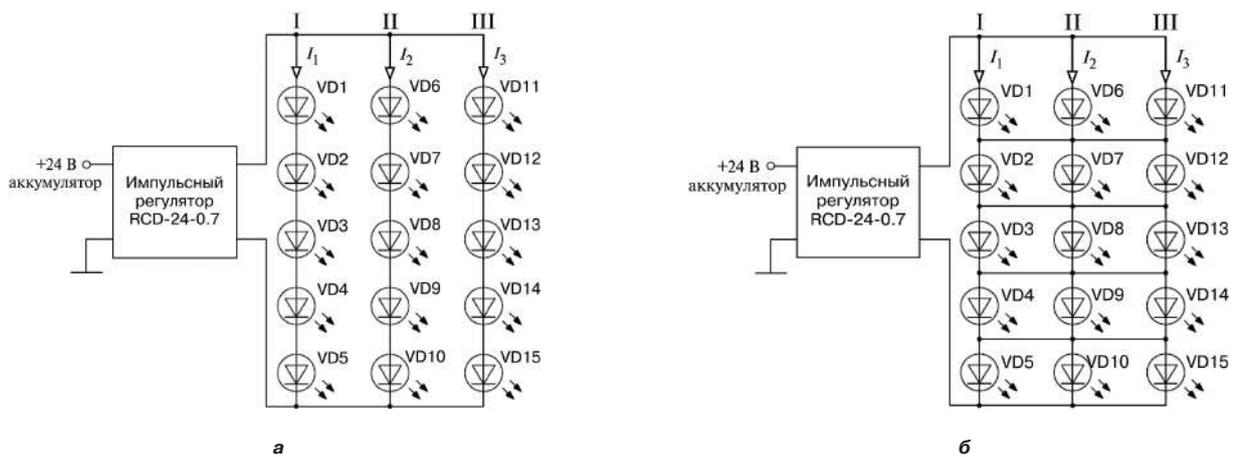


Рис. 1. Соединение светодиодов: а – в параллельные цепочки; б – в матрицу

диоды будет по-прежнему находиться на надлежащем уровне. Очень важно, что светодиодная лампа из 15 светодиодов надежна и продолжает излучать свет, даже если один из диодов вышел из строя с разрывом цепи, либо с коротким замыканием цепи. В этом случае матричное соединение представляет наилучшее решение.

Недостаток матричного соединения состоит в том, что прямое падение напряжения ($U_{пр}$) в каждом ряду усредняется. Таким образом, 20%-й допуск на $U_{пр}$ для отдельного светодиода будет означать, что яркость отдельных светодиодов не будет одинаковой. Это может привести к повышенному нагреву, сокращению срока службы отдельных светодиодов и потере товарного вида светильника.

Если необходимо, чтобы у светильника из 15-и светодиодов была равномерная светоотдача, без точек перегрева, то наилучшим решением будет соединение светодиодов в параллельные цепочки. При необходимости обеспечения отказоустойчивости и равномерной светоотдачи наиболее целесообразно использование трех светодиодных цепочек и трех драйверов с выходным током 350 мА.

Уменьшение силы света (dimming) светодиодов

Каким бы способом не изменялась сила света светодиодных светильников – изменением аналогового напряжения в диапазоне 1–10 В, изменением фазового угла сети, изменением напряжения питающей линии, по цифровым входам, например, каналам связи DALI или WLAN, внутри самого светильника существуют фактически только два способа димминга светодиода: либо с помощью линейного уменьшения тока через светодиод (аналоговый димминг), либо его импульсным переключением с различным коэффициентом заполнения (ШИМ димминг). Несмотря на то, что оба способа дают один и тот же эффект, их принцип действия имеет на практике существенные различия, что делает выбор метода критичным для многих устройств.

Любой светодиод работает в очень узком диапазоне прямого падения напряжения. Типовой матричный светодиод с повышенной яркостью начинает светить

при прямом напряжении $U_{пр} = 2,5$ В, достигает 10%-ой яркости при $U_{пр} = 2,7$ В и полной яркости при $U_{пр} = 3,1$ В. Функция светодиодного драйвера с постоянным выходным током состоит в регулировании приложенного к светодиоду напряжения для поддержания постоянного тока через него, даже в случае изменения его параметров вследствие температурного дрейфа и с течением времени. Как правило, величина тока контролируется путем измерения напряжения на низкоомном последовательном резисторе и подачи этого напряжения на аналоговый контур обратной связи с относительно малым временем отклика для улучшения устойчивости.

Аналоговый димминг

Как правило, величина тока через светодиод контролируется путем измерения напряжения на низкоомном последовательном резисторе ($R_{ит}$) и подачи этого напряжения на аналоговый контур обратной связи с относительно малым временем отклика для улучшения устойчивости. Аналоговый димминг можно легко реализовать введением в цепь обратной связи компаратора релейный режим (рис. 2), либо добавлением в цепь обратной связи постоянного смещения (непрерывный режим).

Аналоговый димминг обеспечивает практически линейное регулирование яркости за исключением крайних случаев вблизи полной яркости и полного затемнения. На последних уровнях яркости эффекты насыщения компаратора могут привести к возникновению нелинейности, а в области практически полного затемнения ток через измерительный резистор настолько мал, что напряжение смещения измерительного усилителя может стать источником существенной ошибки. Даже в случае хорошо разработанной схемы аналогового димминга нелинейный димминг неизбежно возникает на 3% нижнего и верхнего участков характеристики (рис. 3).

В качестве альтернативы аналоговому диммингу можно использовать ШИМ димминг. В этом случае, для измерения максимального тока, протекающего через

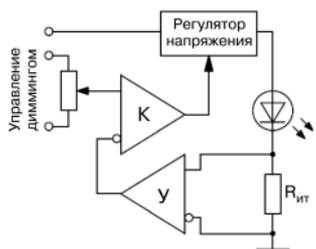


Рис. 2. Управление с помощью аналогового диммига в релейном режиме (К – компаратор, У – усилитель)



Рис. 3. Нелинейности, возникающие при аналоговом диммиге

светодиод, также необходимы измерительный резистор ($R_{ит}$) и усилитель. Однако регулятор напряжения работает в режиме переключений. Импульсы управления подаются на вход \overline{EN} (рис. 4). Такой способ достаточно часто используется в микросхемах управления одним светодиодом вследствие его простоты.

ШИМ димминг не обеспечивает линейность регулирования, возможную при аналоговом димминге. При сигнале ШИМ низкого уровня выходное напряжение переключается не мгновенно, поскольку необходим разряд выходной емкости через светодиодную нагрузку. Вследствие наличия постоянной времени при высоком уровне сигнала ШИМ в регуляторе напряжения возникает задержка включения нагрузки. Эти задержки на отключение и включение требуют относительно невысокой частоты сигналов ШИМ (порядка нескольких сотен герц), а характеристика диммига при этом нелинейная. Во многих разработках эти задержки приводят к невозможности регулирования диммига ниже 10%, поскольку драйвер не успевает среагировать на очень короткий входной сигнал (рис. 5).

Альтернативой схеме рис. 4 может быть прерывание подключения светодиодной цепочки к “земле” с помощью МДП-транзистора (рис. 6). Поскольку МДП-транзистор переключается значительно быстрее, чем контур обратной связи регулятора тока, становится возможной реализация глубокого диммига на уровне ниже 5%. Однако при отключении светодиодной нагрузки выходное напряжение регулятора будет стремиться к максимальному значению. Таким образом, при повторном подключении нагрузки регулятору потребуется некоторое время для повторной стабилизации тока. Это перерегулирование тока будет происходить на каждом периоде ШИМ. Следовательно,

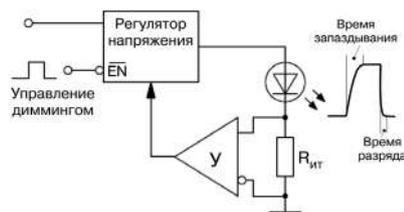


Рис. 4. Управление диммигом в режиме ШИМ

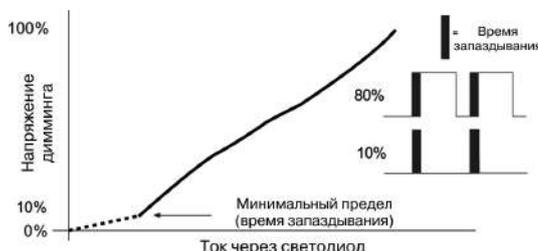


Рис. 5. Нелинейности, возникающие при ШИМ диммиге

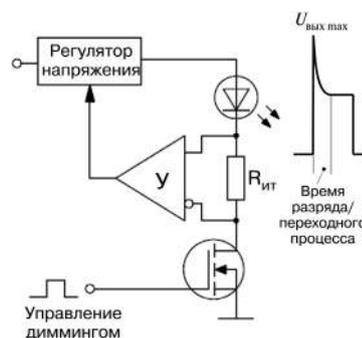


Рис. 6. Регулирование диммига при отрыве светодиодов от “земли”

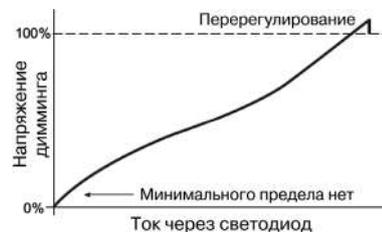


Рис. 7. Нелинейности, возникающие в схеме рис. 6

необходимо учитывать его длительное воздействие на срок службы светодиодов (рис. 7).

Воспринимаемая яркость

Выше показано, что идеальных способов диммига светодиодов не существует. Рассмотрим следующую проблему – наше зрение. Визуальная восприимчивость яркости человеком нелинейная (рис. 8). При минимальном уровне яркости зрачок автоматически расширяется, чтобы впустить больше света. Таким образом, мы воспринимаем свет от светодиода более ярким, чем покажет самый простой измеритель света. Чтобы привести воспринимаемую яркость к измеренной яркости,

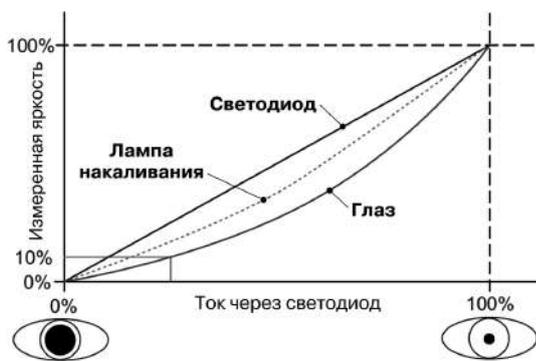


Рис. 8. Восприятие зрительной информации человеком

необходимо взять квадратный корень из приведенной яркости. Например, яркость светодиода, затемненного до четверти (0,25) номинального тока через него, для глаза будет равна $\sqrt{0,25} = 0,5$, т. е. половине яркости.

Таким образом, несмотря на то, что практически все производители упорно продолжают изготавливать регуляторы освещенности с максимально возможным линейным затемнением, для наших глаз значительно более предпочтительно нелинейное затемнение лампы накаливания, которое значительно ближе к нашему восприятию яркости, чем линейное ее изменение в случае светодиодов. В настоящее время потребность рынка светодиодного освещения в линейности, а не естественности объясняется тем, что она более подходит для легкого сочетания различных цветов. Но это может измениться в будущем по мере развития рынка и увеличения потребности в более естественном димминге.

Многие поставщики балластов считают, что вопрос с диммингом решен. В справочных данных они приводят коэффициент димминга, равный 1 : 1000, несмотря на то, что точность составляет только $\pm 5\%$ (1 : 20). Но все вышесказанное показывает, что точный, линейный димминг светодиодов без мерцания нельзя принимать как должное, несмотря на огромное количество светодиодных драйверов на рынке. По мере постоянного развития светодиодных технологий, обеспечивающих большую яркость при меньшем токе, потребители будут проявлять все меньший интерес к силе света и все больший интерес к управлению этой силой. Таким образом, светодиод с регулированием яркости будет становиться стандартом. Все более жесткие директивы по эффективности использования электроэнергии будут требовать снижения энергопотребления при регулировании силы света светодиодов.

Анализ тепловых режимов светодиодов

Светодиодам повышенной мощности необходим хороший теплоотвод, чтобы их срок службы был приближен к приводимому в справочных данных. Первый вопрос, который может возникнуть — почему высокоэффективные светодиоды нагреваются? Кажется противоестественным, для светодиода со светоотдачей около 50 лм/Вт требуется более тщательный тепловой

расчет, чем для прожектора с КПД, составляющим доли от КПД светодиода. Понять это поможет следующий пример.

Галогенный прожектор мощностью 100 Вт выдает 5 Вт рабочего освещения. Из оставшихся 95% потребляемой мощности приблизительно 80 Вт будут рассеяны в виде инфракрасного излучения, и только 15% будут рассеиваться корпусом светильника в виде тепла.

Светодиоды также переводят в видимое излучение не всю потребляемую энергию. У современных светодиодов эффективность приближается к 50%, и в продаже есть светодиодные лампы, которые, судя по надписи на упаковке, светят, как лампы накаливания 100 Вт, а потребляют только 11 Вт. У светодиодов предшествующих годов выпуска эффективность значительно ниже, и для создания такого же светового потока они могут потреблять до 50 Вт, из которых 45 Вт переводится в тепло. Таким образом, несмотря на то, что светоотдача светодиода вдвое больше, чем у лампы накаливания, корпус должен быть разработан таким образом, чтобы отводить в три раза большее количество тепла.

Еще одно важное отличие лампы накаливания от светодиодного источника света состоит в том, что лампе накаливания для работы необходима высокая температура (нить накаливания раскаляется добела), а срок службы светодиода существенно сокращается при температуре выше 100°C — в 3 раза при 115°C и в 10 раз при 125°C .

Светоотдача светодиодов большой мощности снижается при повышении температуры перехода. Величина выхода светового потока, приводимая в справочных данных, обычно дается только при 25°C . При температуре перехода 65°C светоотдача, как правило, снижается на 10%, а при 100°C — на 20% (рис. 9).

Таким образом, хорошо спроектированная светодиодная лампа должна работать при максимальной температуре основания светодиодов (печатная плата или радиатор) около 65°C . Один из способов гарантии того, что температура светодиода не будет повыша-

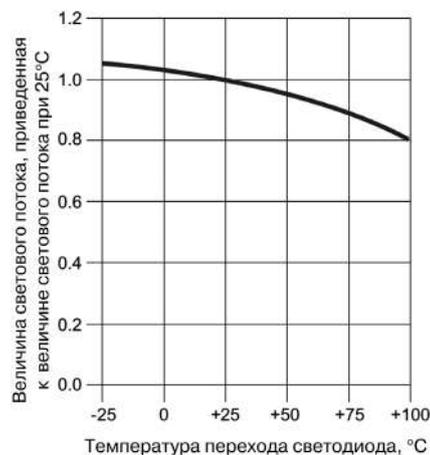


Рис. 9. Зависимость светоотдачи светодиода от температуры перехода

ется слишком сильно, состоит во введении температурного дерейтинга для светодиодов (ограничения максимального тока через светодиод при повышении температуры).

Температурный дерейтинг для светодиодов

Светодиод может длительно работать при полной мощности при соответствующем теплоотводе и температуре окружающей среды, находящейся в разумных пределах. Если температура основания светодиодов в лампе слишком повышается, необходимо принять меры для снижения внутренней мощности рассеяния. На рис. 10 показана идеальная кривая зависимости максимально допустимого тока через светодиод от температуры основания. До температуры $+55^{\circ}\text{C}$ максимально допустимый ток через светодиод остается постоянным. После превышения температурой данного предела максимальный ток и, следовательно, мощность уменьшаются, и диод светит менее ярко, чтобы защититься от перегрева. Такая кривая называется “кривой температурного дерейтинга” и позволяет определить область безопасной работы в допустимых пределах мощности рассеяния. Пороговая температура $+55^{\circ}\text{C}$ на рис. 10 – это температура основания светодиода, то есть температура печатной платы или теплоотвода. Типовое значение температуры корпуса светодиода, как правило, на 15°C выше (т. е. $+70^{\circ}\text{C}$), а температура внутри перехода выше на 35°C (т. е. $+90^{\circ}\text{C}$). Таким образом, $+55^{\circ}\text{C}$ – это предел при полной мощности, хотя для высокоэффективных светодиодных ламп его можно было бы и повысить, но не более $+65^{\circ}\text{C}$.

Чтобы правильно выбрать теплоотвод для светодиодов необходимо, помимо знания максимальной температуры окружающей среды и максимально допустимой температуры теплоотвода, знать максимальную мощность, рассеиваемую светодиодами в виде тепла. В справочных данных на светодиоды такая информация, как правило, не приводится. Пересчет светового потока, отнормированного к цветовой чувствительности глаза, в Ватты при достаточно неравномерной спектральной характеристике светодиодного излучения – занятие весьма неблагоприятное, поскольку погрешность таких вычислений может оказаться на уровне 100% и более. Поэтому при разработке светодиодных светиль-

ников обязательно проведение тепловых измерений с конкретным типом номиналом светодиодов, и только на основании полученных результатов можно правильно подобрать теплоотвод для светодиодов.

Если у светодиодного драйвера для есть вход для управления выходным током (вход димминга), его можно использовать для организации ограничения тока светодиодов при повышении температуры теплоотвода выше $55...65^{\circ}\text{C}$ в соответствии с рис. 10. Тип термодатчика и схема для управления выбираются индивидуально, исходя из характеристик входа управления конкретного применяемого драйвера.

Особенности светодиодных драйверов

При разработке светодиодного светильника, помимо обеспечения надлежащего светового потока и заботы о тепловых режимах светодиодов, необходимо выбрать и правильно разместить драйвер для питания светодиодов. При этом следует помнить, что:

1. Не бывает драйверов с КПД, равным 100%, значит, при работе драйверы тоже выделяют тепло.

2. Температура окружающей среды для драйвера – это не всегда температура окружающей среды снаружи светильника. Это температура воздуха, с которым непосредственно контактирует драйвер.

В результате многолетних наблюдений одного из авторов, связанных с жалобами клиентов ЗАО “ММП-Ирбис” на неправильную работу драйверов (“выходной ток меньше нормы”, “моргает”, а то и вовсе “выход из строя” через 2–3 года эксплуатации), можно с сожалением констатировать, что определенный процент покупателей драйверов демонстрирует вопиющую безграмотность в вопросах обеспечения надлежащих условий работы драйверов в составе светильников. Как правило, в таких случаях светильники строились по одному принципу, а именно – закрытый корпус без вентиляционных отверстий, либо с минимальным количеством отверстий, явно недостаточным для нормального воздухообмена с окружающей средой; тепло, выделяемое светодиодами, отдается на корпус, который по совместительству выполняет функцию теплоотвода, а драйвер находится внутри корпуса.

Большинство драйверов, выпускаемых в настоящее время, имеет максимальную рабочую температуру $+50...+55^{\circ}\text{C}$, некоторые – $+60^{\circ}\text{C}$. Иногда встречаются драйверы с максимальной рабочей температурой $+70^{\circ}\text{C}$. При температуре корпуса $+55...+65^{\circ}\text{C}$, да еще с учетом того, что драйверы тоже выделяют тепло, практически во всех случаях драйверы работают на грани порога собственной защиты от перегрева, а то и выше порога защиты, в зависимости от того, как работает защита. Более того, максимальная рабочая температура драйвера устанавливается при условии охлаждения естественной конвекцией. Если же в корпусе отсутствуют условия для конвекции, или, что еще хуже, два драйвера устанавливаются так, что их теплоотводящие поверхности располагаются

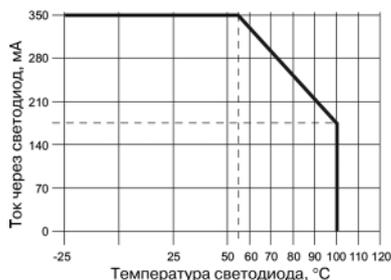


Рис. 10. Типовая кривая температурного дерейтинга светодиода

вплотную друг к другу, перегрев драйвера будет соответствовать температуре окружающей среды за 90 ... 100°C. Если защита драйвера при срабатывании просто выключает выходной ток, а затем снова включает его после остывания, неправильный тепловой режим становится очевидным еще на стадии испытаний при разработке светильника. Если же тепловая защита вместо выключения выходного тока просто уменьшает его, чтобы уменьшить перегрев драйвера (как сделано у большинства драйверов, выпускаемых в ЗАО “ММП-Ирбис”), снижения светового потока можно и не заметить. В этом случае ошибки конструкции становятся заметными уже на стадии эксплуатации, когда светильники через несколько лет работы начинают моргать, мигать после прогрева, а то и вообще выходят из строя. В этом случае производители светильников ругают производителей вышедших из строя драйверов, не забывая при этом хвалить других производителей, драйверы от которых они только что успешно применили вместо “плохих”. Интересно наблюдать, как в это же самое время другие производители светильников по той же самой причине ругают этих других производителей и хвалят первых. А по результатам измерений, у светильника от первого производителя температура внутри корпуса (там, где расположены драйверы), составляет около +90°C, а в другом – около +80°C. В таких условиях эксплуатации любой драйвер выйдет из строя через несколько лет.

Выводы

При разработке светодиодных светильников расчет занимает не самую большую часть работы. Основная часть работы заключается в тепловых измерениях, поскольку теоретически предсказать тепловые режимы для конструкций довольно сложной формы практически невозможно. Необходимо проверить тепловые режимы светодиодов, а также условия работы драйверов в самых жестких возможных условиях эксплуатации светильника.

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.
4. С. М. Коротков, В. В. Крючков, А. В. Лукин. Особенности разработки устройств светодиодного освещения. – Практическая силовая электроника, № 3(67), 2017, С. 33–37.

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

С. Б. Резников, И. А. Харченко, К. Н. Храмцов, Н. А. Жегов

ПОВЫШЕНИЕ УДЕЛЬНОЙ МОЩНОСТИ И ТЕХНОЛОГИЧНОСТИ И РАСШИРЕНИЕ ФУНКЦИЙ АВИАБОРТОВЫХ ЗАРЯДНО-АККУМУЛЯТОРНЫХ УСТРОЙСТВ

S. B. Reznikov, I. A. Kharchenko,
K. N. Khramtsov, N. A. Zhegov

Power density and versatility increase and functional expansion of onboard battery charging units

Предлагаются нетрадиционные схемотехнические и алгоритмические решения для унифицированных модулей обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности и стабилизацией входного переменного и дифференциально-выпрямленных напряжений (ОВИП-ККМ-СН-), пригодных к синтезу авиабортных зарядно-аккумуляторных устройств с модульно-масштабируемой архитектурой. Решения позволяют повысить удельную мощность и технологичность (производственную, монтажную и ремонтно-эксплуатационную), а также расширить функциональные возможности известных зарядно-аккумуляторных устройств (ЗАУ) с непосредственной (бестрансформаторной) структурой и защищены приоритетом РФ.

Статья представляет интерес для широкого круга специалистов в области авиабортной силовой электроники и транспортных электро-энергетических комплексов (ЭЭК), в частности систем электроснабжения полностью электрифицированных самолетов (СЭС ПЭС).

Ключевые слова: преобразователь, унифицированный модуль, удельная мощность, коэффициент мощности.

The authors suggest nonconventional circuit design and algorithmic solutions for rectifying and inverting converters modules with power factor correction and input AC voltage and differentially rectified voltages, adaptable for onboard battery charging units with modular scalable architecture synthesis. The presented solutions allow increase the power density and versatility (manufacturing, assembling and maintenance), as well as enhance functional capabilities of conventional battery charging units with straightforward (transformerless) structure. All solutions are protected by the Russian Federation priority.

The paper presents a certain interest for a wide scope of specialists working in the field of onboard power electronics and transportation electric power installations, and particularly for fully electrified aircraft electric power systems.

Key words: converter, unified module, specific power, power factor.

Перспективные авиационно-бортовые электро-энергетические комплексы (а/б ЭЭК), в частности – системы электроснабжения полностью электрифицированных самолетов (СЭС ПЭС), предусматривают модульно-масштабируемую архитектуру на базе унифицированных модулей преобразователей, обеспечивающую высокую производственную, монтажную и эксплуатационно-ремонтную технологичность, а также повышенную функциональную надежность [1, 2, 3]. Указанная архитектура базируется на возможности гибкого наращивания требуемой суммарной мощности а/б ЭЭК с помощью параллельного включения модулей максимально унифицированных многофункциональных импульсных преобразователей (МИП).

Помимо общепринятых для авиабортной аппаратуры требований по функциональной надежности и массоэнергетической эффективности (КПД и удельной мощности) к унифицированным модулям МИП предъявляются также специфические технические требования. К основным из них относятся следующие:

– возможность гибкого формирования требуемой внешней вольтамперной характеристики – от близкой к идеальному “источнику тока” до близкой к идеальному “источнику напряжения”;

– обратимость (двунаправленность) преобразования, например, с функциями: обратимого импульсного конвертора (ОИК) с униполярным и дифференциальными внешними каналами (в частности, уравнительного делителя напряжения – УДН); обратимого выпрямительно-конверторного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности (ОВИП-ККМ); двунаправленного инверторно-выпрямительного преобразователя с регулируемым инвертором прямоугольного тока (ИПТ) в качестве трансформаторного звена высокой частоты (ТЗВЧ) для согласования напряжений и гальванической развязки; двунаправленного импульсного преобразователя частоты (ДИПЧ) и др.;

– пригодность для непосредственного трехфазного исполнения, в частности – наличие заземленного нейтрально-нулевого вывода переменного тока;

– обеспечение безынарсционности переключения направлений преобразования электроэнергии для максимального быстрогодействия замкнутой системы автоматического регулирования (стабилизации) в переходных процессах, например, за счет исключения реверса потокосцепления в реакторах (трансреакторах);

– обязательное исключение цепей для потенциально возможных “сквозных сверхтоков” при несанкцио-

нированном включении силовых электронных ключей (например, из-за воздействия на блок управления электромагнитных импульсов молнии);

- ограничение коммутационных перенапряжений, тепловых потерь и помехоизлучений с помощью нерассеивающих демпферно-снабберных цепочек для мягкой коммутации силовых ключей (при нулевых токах и напряжениях).

Удовлетворение вышеперечисленным требованиям является нетривиальной задачей разработки схемотехнического решения для унифицированного модуля МИП. Авторами предлагаются некоторые из возможных вариантов такого решения, использующие многолетний опыт разработок в данной области, защищенные приоритетом РФ и учитывающие задачу импортозамещения в авиационно-бортовой номенклатуре изделий силовой электроники [2, 3, 4].

Силовая схема и режимы работы унифицированного модуля трансреакторного МИП

На рис. 1 приведена принципиальная силовая схема унифицированного однофазного модуля трансреакторного МИП с демодулятором трансреактором (Т–L) и следующими функциями: а) понижающе-повышающего трехуровневого ШИМ-инвертора синусоидального тока/напряжения (ИСТ/Н); б) выпрямителя с коррекцией коэффициента мощности, с дифференциальным выходом и с уравнивательным делителем напряжения (В-ККМ-УДН) и в) стабилизатора выпрямленных и переменного напряжений (СН~).

Модель содержит: пять двухтранзисторных стоек (VT1,2–VT9,10), снабженных обратнo-блокирующими диодами (типа RB–IGBT), две пары диоднотиристорных стоек (VD1,2–VS1,2 и VD3,4–VS3,4), двухконденсаторную фильтровую стойку (C_{φ1}–C_{φ2}) дифференциального звена постоянных повышенных напряжений (ДЗППН $0 \pm U_{d1,2}$) и две пары фазных выводов переменных напряжений: с нестабильными параметрами частоты и амплитуды (U_{0-var}) и со стабильной амплитудой ($U_{0-const}$). Примерами параметров указанных напряжений могут являться нормируемые в ГОСТ на качество электроэнергии самолетов величины: $U_d = 270$ или 540 В, $U_0 / \sqrt{2} = 115$ (при частоте

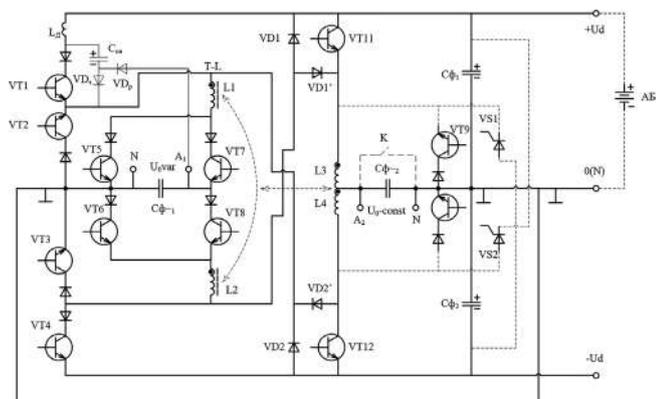


Рис. 1

от 360 до 800 Гц). Возможен также вариант, предложенный в [2] с дифференциальными напряжениями: 0 ± 135 В (т. е. $U_d = 135$ В). Рассмотрим работы схемы модуля отдельно для каждого из режимов: 1) выпрямления с коррекцией коэффициента мощности и стабилизацией напряжений; 2) инвертирования синусоидального тока/напряжения и 3) уравнивательного деления постоянных напряжений.

Режим выпрямления с коррекцией коэффициента мощности и стабилизацией напряжения

Рассмотрим первый полупериод переменного напряжения U_{A-N} с положительным потенциалом вывода A1. В общем случае (при выпрямленных напряжениях: 0 ± 135 В) в процессе выпрямления широтно-импульсная модуляция поочередно проходит интервалы повышения, затем – понижения, и опять – повышения мгновенных значений напряжения.

На интервалах повышения напряжения на произвольном периоде высокочастотной широтно-импульсной модуляции ($T_{шим}$) полное потокосцепление трансреактора (Т–L) сначала нарастает (этап: $d\Psi/dt > 0$) вместе с током в цепи: A1–VT8–L2–VT3–N, а затем частично (или полностью) спадает вместе с током в цепи: L2–VD1–Cφ1–0(N)–Cφ~1–VT8–L2 (этап: $d\Psi/dt < 0$).

На интервалах понижения напряжения на произвольном периоде $T_{шим}$ сначала на этапе: $d\Psi/dt > 0$ ток нарастает в цепи: A1–VT8–L2–VD1–Cφ1–0(N)–Cφ~1–A1, а затем частично (или полностью) спадает в цепи: L2–VD1–Cφ1–0(N)–VT6–L2 (этап: $d\Psi/dt < 0$).

Указанные этапы высокочастотно-периодически качественно повторяются, осуществляя выпрямление на первом (нечетном) полупериоде напряжения U_{A1-N} . На втором (четном) полупериоде происходят аналогичные процессы с участием симметрично расположенных элементов: секции L1 трансреактора и конденсатора C_{φ2} фильтровой стойки.

В процессе выпрямления с помощью автоматического регулирования блоком управления параметра: $\gamma = t_{и}/T_{шим}$ – коэффициент заполнения импульса формируется синусоидальная форма входного тока, синхронная с синфазная с формой питающего напряжения U_{A1-N} . При этом коэффициент мощности во входной цепи приближается к единице.

Как и во всех регулируемых выпрямителях (в частности – в Виенна-выпрямителе с дифференциальным выходом), одновременно обеспечивается стабилизация средневыпрямленного значения напряжения.

Указанная стабилизация выпрямленных дифференциальных напряжений ($0 \pm U_d$) позволяет также стабилизировать амплитуду переменного напряжения на входе выпрямительного узла – в виде низкочастотно-чередующихся трапецеидальных импульсных потенциалов на разнополярных выводах отпирающихся диодов VD1' и VD2', подключенных к крайним выводам трансреактора (Т–L) и к средним выводам двухключевых стоек VT1–VT2 и VT3–VT4. Эти потенциалы суммируются и фильтруются на

выводе А2, формируя синусоидальное напряжение со стабильной амплитудой ($U_0 - \text{const}$, например, 165 В, соответствующее нормированному действующему значению 115 В).

Режим инвертирования синусоидального тока/напряжения

Рассмотрим тот же первый (нечетный) полупериод выходного напряжения U_{A1-N} с положительным потенциалом фазного вывода А1. Здесь также в общем случае могут чередоваться интервалы модуляции с понижением и с повышением напряжения ($U_d > U_{A1-N}$ и $U_d < U_{A1-N}$).

На интервалах понижения напряжения на произвольном периоде $T_{\text{шим}}$ полное потокосцепление трансреактора Т–L сначала нарастает (этап: $d\Psi/dt > 0$) вместе с током в цепи: $C_{\phi 1}-VT1-L1-VT7-C_{\phi 1}-C_{\phi 1}$, а затем частично (или полностью) спадает вместе с током в цепи: $L1-VT7-C_{\phi 1}-VT2-L1$ (этап: $d\Psi/dt < 0$).

На интервалах повышения напряжения (например, от 135 до 165 В) ток секции L1 трансреактора сначала нарастает (этап: $d\Psi/dt > 0$) в цепи: $C_{\phi 1}-VT1-L1-VT5-C_{\phi 1}$, а затем частично (или полностью) спадает в цепи: $L1-VT7-C_{\phi 1}-C_{\phi 1}-VT1-L1$ (этап: $d\Psi/dt$).

Указанные этапы высокочастотно-периодически качественно повторяются, осуществляя на первом (нечетном) полупериоде формирование синусоидального напряжения U_{A1-N} . На втором (четном) полупериоде происходят аналогичные процессы с участием симметрично расположенных элементов: секции L2 трансреактора и конденсатора $C_{\phi 2}$ фильтровой стойки.

Режим уравнивающего деления дифференциальных напряжений (УДН)

Режим УДН может осуществляться с помощью ШИМ-регулирования по двум взаимонезависимым каналам: а) через секции L1 и L2 трансреактора Т–L и б) через уравнительно-фильтровые реактор L3-4 и вспомогательный контактный ключ К. В обоих каналах в случае разбаланса напряжений в плечах фильтровой стойки $C_{\phi 1}-C_{\phi 2}$ производится обратимое “транспортирование заряда” между конденсаторами $C_{\phi 1}$ и $C_{\phi 2}$ в направлении от более высокого напряжения к более низкому. Для обоих каналов рассмотрим только преобразование: $U_{C_{\phi 1}} \rightarrow U_{C_{\phi 2}}$. В первом канале на этапах Тшим ток нарастает в цепи: $C_{\phi 1}-VT1-L1-VT5-C_{\phi 1}$ и частично (или полностью) спадает в цепи: $L1-VT5-C_{\phi 2}-VD2-L1$. Во втором канале ток (при замкнутых контактах К) нарастает в цепи: $C_{\phi 1}-VT11-L3-K-C_{\phi 1}$, а спадает в цепи: $L3-K-C_{\phi 2}-VS1-L3$. Обратимое “транспортирование” производится аналогичным образом, но с участием реакторных секции: L2 и L4 и симметрично расположенных транзисторов и тиристоров.

Для замыкания реактивной составляющей тока нагрузки переменного напряжения со стабильной амплитудой ($U_{0-\text{const}}$ на выводах А2–N) в схеме установлены: дополнительная двухтранзисторная стойка VT9–VT10 и тиристорная пара VS1, VS2. Указанный ток, а также

ток рекуперации электроэнергии (например, энергии торможения электропривода) образует цепь зарядки фильтровой стойки $C_{\phi 1}-C_{\phi 2}$ в дополнение с основным выпрямленным током.

Для упрощения рассмотрения на рисунке не показаны нерассеивающие демпферно-снабберные цепи (ДСЦ), содержащие каждая: демпферный дроссель (L_d), снабберный конденсатор ($C_{\text{сн}}$) и зарядно-разрядную двухдиодную стойку ($VD_3-V D_p$). Одна из ДСЦ (для ключа VT1) все же представлена на рисунке. Зарядка $C_{\text{сн}}$ происходит через LD при включении ключа VT1, а его полная разрядка на трансреактор – при включении этого ключа и ключа VT7 по цепи: $C_{\text{сн}}-VT1-L1-VT7-V D_2-C_{\text{сн}}$. При этом накопленная им энергия передается трансреактору для дальнейшего ее использования в нагрузке. Благодаря мягкой коммутации через ДСЦ существенно снижаются коммутационные перенапряжения, тепловые потери и помехоизлучения.

Силовая схема и режимы работы унифицированного модуля реакторно-полумостового МИП

На рис. 2 приведена принципиальная силовая схема унифицированного модуля реакторно-полумостового импульсного преобразователя (Р-П/М МИП) с теми же функциями, что и Т/Р МИП (на рис. 1). Главным отличием схемы от рассмотренной выше является ее полумостовая топология, напоминающая в своей основе схему полумостового трехуровневого ШИМ-инвертора.

На схеме (рис. 2) приняты следующие цифровые обозначения: 1–2–3 – входные дифференциальные выводы; 4–5 – основные выходные фазный и нейтральный выводы; C2, C3, C5 – фильтровые конденсаторы; N11-N12 – двухсекционный первый реактор; VD13, VD14, VD16-V D19, VD17–VD18 – ко-сой выпрямительно-модуляторный мост с диодами и диодно-ключевыми стойками; VD4–VT3 и VD5–VT4 – ветви с диодно-ключевыми стойками; 6, 7, 8 и 9, 10 – блок управления с цепями обратных связей и с импульсно-модуляторными выводами; 11–12 – дополнительные выходные выводы для подключения нагрузки переменного напряжения со стабильной амплитудой; L1–C9 – индуктивно-емкостный фильтр;

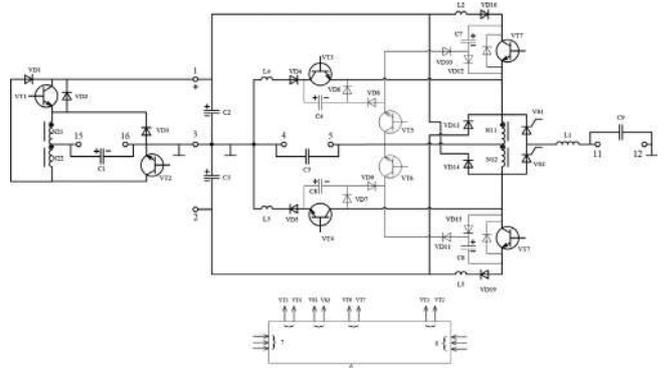


Рис. 2

VS1, VS2 – управляемая двухвентильная стойка; 13 – первая пара релейно-сигнальных выводов; C4, C6, C7, C8 – снабберные конденсаторы; VD12, VD10, VD7, VD9 – двухдиодные зарядно-разрядные стойки; VT5, VT6 – разрядная двухключевая стойка; 14 – вторая пара релейно-сигнальных выводов; L2, L3, L4, L5 – демпферные дроссели; 15-16 – вспомогательные входные однополярные выводы для подключения низковольтной аккумуляторной батареи; C1 – входной фильтровой конденсатор; N21-N22 – двухсекционный второй реактор; VD1-VT1 и VD3-VT2 – диодно-ключевые стойки обратимого конвертора; 17 – третья пара импульсно-модуляторных выводов; VD2 – шунтирующей обратной диод.

Схема способна функционировать в инверторном и в выпрямительном режимах, а также в конверторно-обратимых режимах и в режиме уравнивающего делителя дифференциальных напряжений (например, 0 ± 135 В или 0 ± 270 В). Осевая (зеркальная) симметрия схемы позволяет рассматривать в любом из этих режимов только один полупериод напряжения U_{4-5} , например – полупериод с положительным потенциалом вывода 5.

Инверторный режим (при соблюдении условия: $U_{C2} > U_{C5}$)

На первом этапе произвольного периода Тшим полное потокосцепление Ψ реактора N11-N12 нарастает (этап: $d\Psi/dt > 0$) вместе с током в цепи: C2–VD16–VT7–N11–C5–C2 в течение длительности: $t_{и} = \gamma_{и} T_{шим}$. На втором этапе того же периода Ψ частично (или полностью) спадает (этап: $d\Psi/dt < 0$) вместе с током в цепи: N11–C5–VD4–VT3–N11 в течение длительности: $(1 - \gamma_{и}) T_{шим}$. Далее процессы высокочастотно-периодически качественно повторяются в пределах рассматриваемого полупериода переменного напряжения: U_{4-5} на интервале “положительного” направления тока активно-индуктивной нагрузки: от вывода 5 к выводу 4.

На следующем интервале “отрицательного” направления тока нагрузки: от вывода 4 к выводу 5 (но при том же рассматриваемом положительном потенциале на выводе 5) ток протекает по цепи: 4–5–N12–C2–4, рекупируя энергию индуктивностей нагрузки и реактора в фильтровой конденсатор 6.

На следующем “отрицательном” полупериоде U_{4-5} процессы протекают аналогичным образом с участием фильтрового конденсатора C3, ключей VT8, VT4 и диода VD13.

Выпрямительный режим (при том же условии: $U_{C2} > U_{C5}$) с коррекцией коэффициента мощности и одновременной стабилизацией выпрямленных напряжений: $U_{C2} = U_{C3}$ и амплитуды переменного напряжения: $U_0 (C9)$ на дополнительных выводах 11–12

При положительном потенциале вывода 5 (на “положительном”) полупериоде питающего напряжения U_{4-5} на каждом периоде $T_{шим}$ сначала (этап: $d\Psi/dt > 0$) Ψ

нарастает вместе с током в цепи: C5–N12–VT4–VD5–C5, а затем частично (или полностью) спадает (этап: $d\Psi/dt < 0$) вместе с током в цепи: N12–VD14–C2–C5–N12. Далее указанные этапы высокочастотно-периодически качественно повторяются в пределах данного полупериода U_{4-5} . На “отрицательном” полупериоде этого напряжения на каждом периоде Тшим сначала ток нарастает в цепи: C5–VD4–VT3–N11–C5, а затем частично (или полностью) спадает в цепи: N11–C5–C3–VD13–N11.

При чередовании полупериодов U_{4-5} поочередно синхронно включаются управляемые вентили VS1 и VS2, подключая через себя и диоды VD13, VD14 вход индуктивно-емкостного фильтра L1–C9 к входной фильтровой стойке C2–C3 и подводя к фильтру трапецеидальное знакопеременное напряжение со стабилизированной амплитудой ($U_0 = U_{C2} = U_{C3}$). При этом на выводах 11–12 формируется синусоидальное напряжение U_{11-12} со стабильной амплитудой.

Управление параметром: $\gamma_{и}$ осуществляется по замкнутому контуру с обратными связями, благодаря чему формируется синусоидальный потребляемый ток (в цепи выводов 4–5), синхронизированный с напряжением U_{4-5} с целью приближения коэффициента потребляемой мощности к единице, т. е. производится коррекция коэффициента мощности с одновременной стабилизацией выпрямленных напряжений: $U_{C2} = U_{C3}$ и амплитуды $U_{0(C9)}$.

Конверторно-обратимые режимы “повышения” (от выводов 15-16 к выводам конденсатора C2) и “понижения” ($U_{C2} \rightarrow U_{C1}$)

В режиме “повышения” на каждом периоде Тшим полное потокосцепление Ψ второго реактора N21–N22 сначала нарастает (этап: $d\Psi/dt > 0$) вместе с током в цепи: C1–N22–VT2–C1, а затем частично (или полностью) спадает по цепи: N22–VD1–C2–C1–N22. Далее указанные этапы высокочастотно-периодически качественно повторяются, заряжая конденсатор C2.

В режиме “понижения” ток в секции N21 реактора сначала нарастает в цепи: C2–VT1–N21–C1–C2, а затем частично (или полностью) спадает в цепи: N21–C1–VD3–N21, заряжая конденсатор C1.

В указанных режимах “перекос” напряжений U_{C2} и U_{C3} компенсируется с помощью модулятора, работающего при этом в режиме уравнивающего делителя напряжений.

Режим уравнивающего делителя дифференциальных напряжений (U_{C2} и U_{C3})

В этом режиме импульсный модулятор работает как обратимый “транспортёр заряда” между обкладками конденсаторов C2 и C3 с целью выравнивания их напряжений.

При превышении напряжения U_{C2} над напряжением U_{C3} на каждом периоде $T_{шим}$ сначала ток реактора N11–N12 нарастает в цепи: C2–VD16–VD19–N11–N12–VT4–VD5–C3–VD13–N11, заряжая конден-

сатор С3. Обратное “транспортирование заряда” происходит с нарастанием тока в цепи: С3–VD4–VT3–N11–N12–VD18–VD17–С3 и его спаданием в цепи: N11–N12–VD14–С2–VD4–VT3–N11–N12.

В перечисленных режимах с участием импульсного модулятора обеспечивается мягкая коммутация его силовых ключей VD19, VD18, VT3 и VT4 с помощью нерассеивающих (тепла) демпферно-снабберных цепочек. При этом зарядка каждого из снабберных конденсаторов С4, С6, С7, С8 происходит через соответствующий демпферный дроссель с L2 по L5 и зарядный диод двухдиодной стойки с VD12–VD10 по VD7–VD9 после выключения соответствующего ключа, а его полная зарядка происходит через этот ключ, разрядный диод той же стойки и через соответствующий разрядный ключ двухключевой стойки VT5–VT6 на соответствующую секцию первого реактора N11–N12 с дальнейшей передачей накопленной конденсатором энергии в нагрузку.

Сравнивая достоинства рассмотренных двух вариантов унифицированного модуля МИП, можно отметить следующее.

Основным отличительным достоинством первой схемы является универсальность в аспекте соотношений между нестабильной амплитудой основного переменного напряжения (U_{var}) и средневыврявленным напряжением дифференциальных плеч (U_d), в частности – применимость для рекомендуемых значений: $U_{\text{var}} \geq 115\sqrt{2}$ В и $U_d = 135$ В или 270 В (вторая схема не пригодна для $U_d = 135$ В, так как работает при условии: $U_d > U_{\text{var}}$). Основным отличительным достоинством второй схемы является обратимая взаимосвязь между дифференциальными выводами постоянных повышенных напряжений (например, 0 ± 270 В) и униполярными выводами постоянного низкого напряжения (например, ± 27 В), позволяющая использовать низковольтную аккумуляторную батарею (27 В вместо 135 В – для первой схемы). При этом в высоковольтной цепи согласующего конвертора включается только один транзисторный ключ (VT2), что обеспечивает высокий КПД. Кроме того эта схема содержит меньшее число силовых ключей и более простой алгоритм управления. Однако в ней отсутствует цепь для рекуперативного тока дополнительной нагрузки переменного напряжения со стабильной амплитудой.

К вышеуказанному следует добавить, что возможны компромиссные варианты, использующие комбинации узлов обеих схем.

Заключение

Предложенные два нетрадиционных схемотехнических решения, защищенные приоритетом РФ, и

соответствующие алгоритмы управления обеспечивают полное удовлетворение всем критериям по массо-энергетической эффективности и специфическим требованиям для унифицированных модулей многофункциональных импульсных преобразователей, пригодных для синтеза авиабортовых ЭЭК с модульно-масштабируемой архитектурой.

Работа представляется интересной для широкого круга специалистов в области авиабортовой силовой электроники, в частности – разработчиков перспективной концепции “более (полностью) электрифицированных самолетов”.

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, С. 74–78.
2. Резников С. Б., Бочаров В. В., Харченко И. А. Электромагнитная и электроэнергетическая совместимость систем электроснабжения и вторичных источников питания полностью электрифицированных самолетов / Под ред. С. Б. Резникова. – М.: Изд-во МАИ, 2014. – 160 с.
3. С. Б. Резников, В. В. Бочаров, А. В. Лавринович, И. А. Харченко. Унифицированно-модульный синтез силовых интегральных схем многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно-космических комбинированных систем электроснабжения переменного-постоянного тока. Цикл статей. – Практическая силовая электроника. № 56 (4) 2014 (и последующие 5 номеров).
4. Резников С. Б., Харченко И. А., Аверин С. В., Лавринович А. В. Унифицированные импульсные преобразователи для авиационно-бортовых электроэнергетических комплексов. – Вестник Московского авиационного института, Том 22, № 4, 2015, С. 129–139.

Резников Станислав Борисович, д. т. н., профессор кафедры теоретической электротехники Московского авиационного института, тел.: +7 916 406 09 38, e-mail: rezn41@mail.ru;

Харченко Игорь Александрович, к. т. н., доцент кафедры теоретической электротехники Московского авиационного института, тел.: +7 903 564 22 13, e-mail: igor8p5@yandex.ru;

Храмцов Кирилл Николаевич, аспирант кафедры теоретической электротехники Московского авиационного института, тел.: +7 965 218 72 71, e-mail: mrkhramtsov@gmail.com;

Жегов Николай Алексеевич, аспирант кафедры теоретической электротехники Московского авиационного института, тел.: +7 926 124 00 28, e-mail: nzhegov@yandex.ru.

до 20 В. Необходимо включить в схему два цифровых счетчика. Приемлемые габариты схемы предполагают применение интегрально-гибридной технологии с бескорпусными компонентами, либо использование аналогово-цифровых БМК.

На рынке радиоэлектронных изделий имеются отечественные аналого-цифровые БМК для проектирования радиационно-стойких СБИС серии 5400 производства Дизайн Центр “Союз” сравнительно небольших габаритов типа 5400TP15 в 48-выводном корпусе. Технология производства – КМОП КНИ (кремний на изоляторе) 0,24 мкм., габариты 12,7 × 12,7мм. Диапазон температур от –60°С до +125°С.

В составе БМК имеются резисторы суммарным сопротивлением 22000 кОм, конденсаторы суммарной емкостью 450 пФ, 28 быстродействующих ОУ, 29 ОУ общего применения, 56 компараторов, 25000 двухтранзисторных аналоговых ячеек, 130000 двухтранзисторных логических вентилях, шесть 12-битных ЦАП, шесть регистров последовательного приближения для построения АЦП.

Таким образом, реализация индикатора дуги на аналого-цифровых БМК отечественного производства вполне возможна при дополнении платой с чипами электролитических конденсаторов и керамических конденсаторов большого номинала.

Просматривается возможность использования программируемой пользователем аналоговой интегральной схемы (ПАИС) 5400TP035, в которой конфигурирование электрических связей между встроенными блоками выполняется путем их программирования самим пользователем, а не при промышленном производстве. Для проектирования “зашивок” таких БМК используются современные отечественные САПР.

Альтернативой рассмотренным выше индикаторам дуги (с предполагаемой технической реализацией в виде комплекта БМК) являются цифровые варианты ИД на базе микроконтроллеров (МК). Достоинствами таких ИД являются возможность перепрограммирования, высокая точность измерения электрических сигналов, сравнительно низкая стоимость. Основным недостатком следует считать чувствительность к электромагнитным помехам при работе в составе устройств преобразования энергии, когда по требованиям миниатюризации силовых устройств (и в частности АЗК) цифровые узлы оказываются в территориальной близости от силовых цепей с импульсными токами, а располагаемые средства фильтрации и экранирования минимальны.

Как вариант реализации всех индикаторов, описанных выше, на рис. 2 приведена функциональная схема, где использованы два восьмиразрядных микроконтроллера типа PIC16Fxxx в режиме параллельной работы, так как для распознавания дуги в цепи с любой из типовых нагрузок необходимо использовать как минимум четыре параллельно работающих таймера. Для постоянного мониторинга прерывистой дуги при

любой нагрузке используется малогабаритный микроконтроллер без АЦП (МК1) с двумя таймерами. Этот канал практически аналогичен каналу индикации прерывистой дуги в ИД, изображенном на рис. 1, где МК исполняет роль “интеллектуального счетчика”.

Второй микроконтроллер осуществляет индикацию “спокойной” дуги следующим образом:

– при нагрузке типа КДПТ1, имеющем постоянный момент на валу (выбор ключом Кл1) – подается сигнал на вход ТОСК1 встроенного таймера. Аналоговая часть этого канала аналогична таковой (для нагрузок типа КДПТ1) в схеме на рис. 1;

– при нагрузках типа R, RL, ИВЭ РЭА, вентилятора на шаговом двигателе и КДПТ2 с изменяющимся моментом на валу (выбор ключом Кл2) используем отфильтрованный и нормализованный сигнал с датчика тока на вход АЦП AN1;

– при нагрузках типа ШИМ - R (выбор ключом Кл3) - используем нормализованный сигнал с датчика тока на вход АЦП AN2.

Необходимая для работы МК информация о напряжении в сети принимается по входу АЦП AN0.

На рис. 3 представлен обобщенный алгоритм работы устройства на двух микроконтроллерах.

Кратко остановимся на каждой из подпрограмм.

В начале представлен алгоритм подпрограммы индикации прерывистой дуги на МК1 (рис. 4). Контрольное число импульсов, заложенное в TMR0 (ST1), а также контрольное время отсчета, заложенное в TMR1 (ST2) зависят от конкретных условий эксплуатации и испытаний устройства.

Как показано в [3], для идентификации дуги в цепях с КДПТ рационален метод, основанный на измерении усредненной частоты вращения двигателя (рис. 5).

После завершения переходного процесса при включении двигателя и его разгоне (контроль тока по

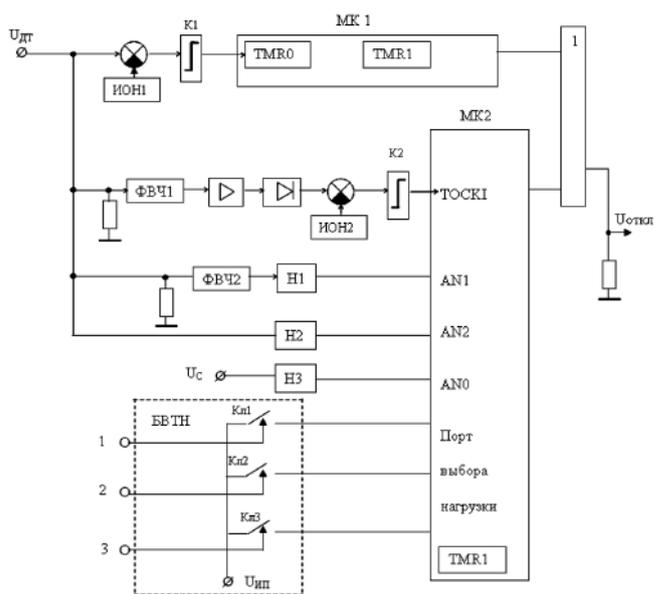


Рис. 2. Функциональная схема аналого-цифрового устройства с микроконтроллерами

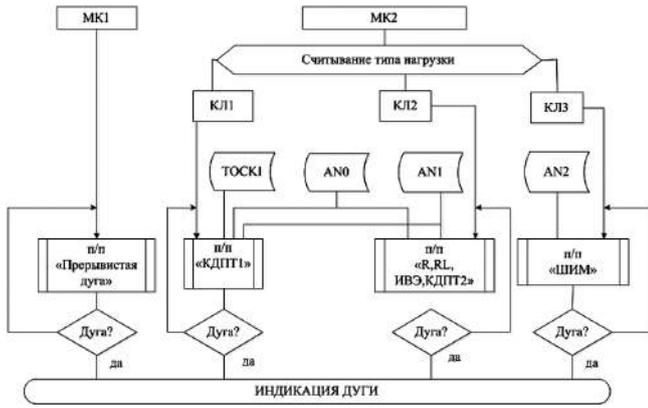


Рис. 3. Алгоритм работы микропроцессорного ИД

входу AN1) производится подсчет числа импульсов, сформированных из пульсаций тока в определенном интервале времени (~100мс).

Импульсы поступают на вход счетчика. Интервал 100 мс, задается таймером. Если подсчитанное число импульсов более некоторой заданной величины, определяемой типом КДПТ, то таймер и счетчик обнуляются и процесс продолжается. Если частота импульсов снижается, то проверяется напряжение сети U . Если снижение частоты произошло не из-за снижения напряжения сети, то выдается сигнал о возможном возникновении дуги.

Далее опишем алгоритм, отслеживающий из-



Рис. 4. Алгоритм подпрограммы “Прерывистая дуга”



Рис. 5. Алгоритм подпрограммы “КДПТ1”

менения среднего значения тока в фидере любой из следующих нагрузок: индуктивной, резистивной, ИВЭ РЭА, в вентиляторе на шаговом двигателе и КДПТ2 с изменяющимся моментом на валу (рис. 6).

Контроль за средним значением тока нагрузки в сети осуществляется с помощью АЦП по входу AN1.

После выдержки времени на переходные процессы, связанные с включением устройства и пусковыми режимами нагрузок, процессором производится первое аналого-цифровое преобразование напряжения, которое пропорционально току нагрузки (I_n). Далее для удобства изложения будем называть входные сигналы, поступающие на аналоговый вход процессора токами.

Нормированные штатные падения или всплески тока нагрузки в переходных режимах сети (по КТ-160Д) процессор должен “не заметить”. В тоже время резкое (более чем на четверть) падение тока в случае с R - или RL -нагрузками или резкое увеличение тока в случае с ИВЭП, длящиеся более допустимого времени, идентифицируются как горение дуги.

В процессе инициализации в качестве констант программы вводятся временные интервалы допустимого времени увеличения (T_{PLUS}) и уменьшения (T_{MINUS}) тока в сети с реальной формой напряжения в переходных режимах, а также длительность фронтов этих процессов в цепи с RL -нагрузкой (T_f). В цепях с R и ИВЭП нагрузками T_f практически равно нулю.

Следующим шагом производится второй замер (I_2) и сравнение его с первым.

При R и RL - нагрузках контролируется нештатное быстрое уменьшение тока. В случае, если второй замер меньше первого, проверяется величина их разности. Если разность составляет более четверти первого замера, осуществляется задержка по времени, равная

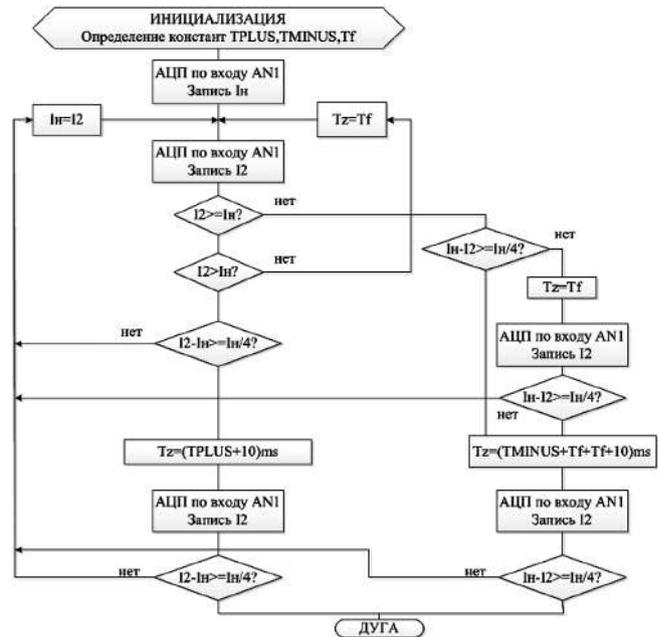


Рис. 6. Алгоритм подпрограммы “R, RL, ИВЭ, КДПТ2”

допустимой длительности уменьшения тока с учетом длительности фронтов и небольшим запасом в 10 мс ($t_z = T_{MINUS} + 2T_f + 10ms$) и замер повторяется. Если уровень тока не вернулся к первому значению, то индицируется дуга.

Если ток уменьшился незначительно, что соответствует штатным плавным изменениям тока нагрузки, то производится выдержка времени, соответствующая допустимому времени фронта и повторяется замер. Таким образом, в случае, если шаг измерений таков, что при очередном замере мы попали на фронт штатного изменения, то “перешагнув” через него, мы не получим ошибочного результата. Также и в случае медленного изменения тока нагрузки, индикации дуги не произойдет, а процессор переопределит новое значение номинального тока.

При нагрузке типа ИВЭП контролируется нештатное быстрое увеличение тока. В таком случае все проходит аналогично, только время задержки соответствует формуле $t_z = T_{PLUS} + 10ms$.

Все сказанное иллюстрируется на рис.7.

В последней из представленных подпрограмм для индикации дуги с ШИМ - нагрузками проверяется уровень тока не только на уменьшение, но и на отличие его от некоторого минимального уровня, близкого к нулю (примерно на 5% выше нуля). Если при этом напряжение не упало меньше номинального на 25–30%, то индицируется дуга.

Описанные программы проверены на лабораторном стенде с МК PIC16F877A, а также в режиме моделирования (программа PROTEUS) на процессорах PIC12C671 (габариты 5 × 8 мм, генератор 4МГц)

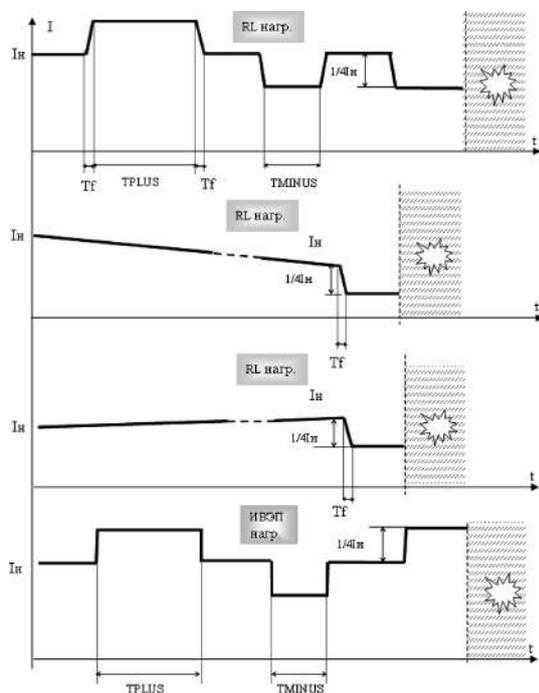


Рис. 7. Возможные “быстрые” и “медленные” изменения тока в сети без дуги и с дугой

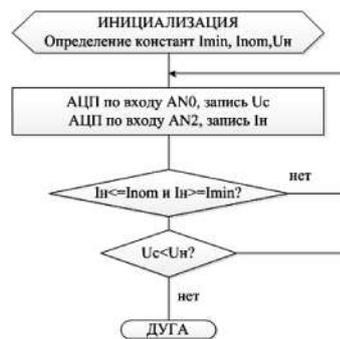


Рис. 8. Алгоритм подпрограммы “ШИМ”

и PIC10F222 (габариты 2 × 3 мм). Рассмотрим теперь возможности реализации ИД на отечественных микроконтроллерах.

Зарубежные разработки МК по своим габаритам и быстродействию ушли далеко вперед. По скорости выполнения команд PIC-контроллеры оставили далеко позади известные отечественные МК (разница достигает от 8 до 35 раз в зависимости от вида операции). Но это касается, в основном мощных 32-битовых контроллеров, а отечественные 8-битовые МК вполне успешно и широко конкурируют с аналогичными зарубежными.

В табл. 1 приведены сравнительные характеристики 8-битовых PIC-микроконтроллеров и отечественных МК, удовлетворяющих всем требованиям для построения индикатора дуги.

Таблица 1

Микроконтроллеры PIC12F157x	Микроконтроллеры 1886ВЕ6У и 1886ВЕ6У1
49 машинных команд	58 машинных команд
Внутренние тактовые частоты от 31 кГц до 32 МГц	Внутренние тактовые частоты от 8 до 32 МГц
Перепрограммируемая память программ 3,5 кВ, Флэш-память 1,75 кБ	Внутренняя память программ типа EPROM объемом 8кБ
4х каналный 10 разрядный АЦП 5-битовый ЦАП	2-канальный 12 разрядный АЦП 3 12-разрядных ЦАП
Два 8-битовых Таймера (TMR0/TMR2) Один 16-разрядный Таймер (TMR1) Три 16-разрядных ШИМ с независимыми таймерами	Таймер 1 и 2 (ШИМ/Захват/Таймеры) 16-ти битный таймер/счетчик с 8-ми битным делителем
Последовательное программирование (ICSP). Расширенный универсальный синхронно-асинхронный приемопередатчик EUSART	Последовательное программирование (ISP). Два USART с поддержкой режима LIN
Напряжение питания-PIC12LF1571 (1,8 В – 3,6 В), PIC12F1571 (2,3 В–5,5 В)	Напряжение питания 4,5 В – 5,5 В
Компаратор	Компаратор
Корпус DFN 3 × 3 × 0,9 мм	Корпус Н16.48-1В и 5142.48-А 12,7 × 12,7 мм
Температурный диапазон: –40°С ... +125°С	Температурный диапазон: –60°С ... +125°С

Из табл. 1 видно, что существенно разнятся только габариты корпусов МК. Что касается температурного диапазона, то известно, что фирма Microchip выпускает МК имеющие более широкий температурный диапазон, но на сегодняшний день она не предоставляет возможности купить их на свободном рынке. Поэтому, проблема применения отечественных МК для решения

задачи индикации дуги сводится к минимизации аналоговой части ИД в дополнение к МК серии 1886ВЕbхх с минимальными габаритами (12,7 × 12,7мм).

Точно сравнить по габаритам вариант реализации ИД на универсальных микроконтроллерах с вариантом реализации ИД на БМК на сегодняшний день затруднительно, так как габариты БМК зависят от возможностей очень быстро развивающихся технологий. Пока производство заказной БМК несоизмеримо дороже покупных микроконтроллеров. Но оба варианта могут быть встроены в существующие схемы управления АЗК, существенно не увеличивая размеры последних.

В перспективных системах, где возможны коренные изменения в структуре СРЭ с наличием многоканальных центров управления нагрузками (ЦУН) с широкой компьютерной диагностикой состояния цепей и нагрузок, описанные устройства ИД могут выполнять роль “предварительной диагностики”. В этом случае результат работы алгоритма МК – “Дуга” можно трактовать как “Подозрение на дугу”, с дальнейшей обработкой информации мощным процессором ЦУН по характерным признакам аварийных дуговых разрядов и с использованием библиотек неаварийных процессов в цепях питания.

Литература

1. *Е. В. Машуков, Г. М. Ульященко, Д. А. Шевцов, К. В. Куликовский.* Индикация последовательной аварийной дуги в авиационных системах постоянного тока с использованием аналоговых моделей нагрузок. – Практическая силовая электроника, 2015, № 4(60), С. 13–17.

2. *Е. В. Машуков, Г. М. Ульященко, Д. А. Шевцов, К. В. Куликовский.* Индикация последовательной аварийной дуги в авиационных системах постоянного тока с использованием вольтамперных характеристик нагрузок. – Практическая силовая электроника, 2016, № 1(61), С. 47–51.

3. *Е. В. Машуков, Г. М. Ульященко.* Индикация последовательной аварийной дуги в авиационных системах постоянного тока с использованием характерных энергетических свойств нагрузок. – Практическая силовая электроника, 2016, № 1 (65), С. 46– 51.

Машуков Евгений Владимирович, д. т. н., профессор, профессор кафедры микроэлектронных электросистем Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (499) 158-45-59, e-mail: mew_mai@mail.ru;

Ульященко Галина Михайловна, к. т. н., доцент кафедры микроэлектронных электросистем Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (499) 158-45-59, e-mail: ugm_mai@mail.ru.

В. М. Бардин, А. А. Воронков, П. Ю. Карпунин

ЕЩЕ РАЗ О ПРОБЛЕМЕ ГРУППОВОГО СОЕДИНЕНИЯ IGBT ТРАНЗИСТОРОВ В СИЛОВЫХ МОДУЛЯХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

*V. M. Bardin, A. A. Voronkov,
P. Y. Karpunin*

Once again on the problem of IGBTs' group connection in converters' power modules

Параллельная работа транзисторов в силовых модулях преобразователей электрической энергии позволяет увеличивать мощность аппаратов. Но при этом, с учетом всегда имеющего места разброса параметров транзисторов, возникает проблема обеспечения более или менее одинакового теплового режима транзисторов в сборке. Одним из способов решения этой задачи является подбор транзисторов из партии по сочетанию их электрических и тепловых параметров. Приведено решение конкретной задачи, как из партии транзисторов подобрать экземпляры, разница в температуре структуры которых не будет превышать заранее заданной величины.

Ключевые слова: силовой транзистор, групповое соединение, разброс параметров, гистограмма распределения.

Parallel operation of transistors in converters' power modules allows increase the units' power. However, with account for unavoidable parameter spread of individual transistors, the problem of ensuring relatively equal thermal mode in transistor assembly occurs. One of the methods allowing solve this problem consists in selecting transistors from the batch according to the combination of their electrical and thermal parameters. The article presents the solution of a concrete problem on selecting such transistors from the batch with almost equal structure temperature, which does not exceed the predetermined value.

Key words: power transistor, group connection, parameter spread, distribution histogram.

Для увеличения мощности преобразователей электрической энергии при ограниченной мощности единичных транзисторов приходится прибегать к их параллельному соединению, т. е. к комплектованию сборок. В таких случаях появляется проблема обеспечения равномерной нагрузки транзисторов по току, а также по температурному режиму. Дело в том, что транзисторы даже одной партии, изготовленные по одной технологии, имеют некоторый разброс своих электрических и тепловых параметров. Этот разброс неизбежно приводит к различию в тепловых режимах, в частности, температуры полупроводниковой структуры. А температура напрямую связана с надежными показателями приборов. В маломощных преобразователях для выравнивания токов транзисторов иногда последовательно с ними включают небольшие выравнивающие сопротивления, на которых теряется часть мощности источника питания. Для преобразователей на большие мощности такой способ неприемлем.

Применение IGBT транзисторов, работающих в ключевой режиме, несколько облегчает решение проблемы. Известно, что силовые IGBT транзисторы имеют положительный температурный коэффициент сопротивления, что приводит к самостабилизации протекающего через них тока. Однако этот механизм действует на небольшом рабочем участке прямой вольт-амперной характеристики (ПВАХ) прибора.

Величина тока, протекающего через транзистор, определяется не только им, но и другими элементами электрической цепи: напряжением источника питания и сопротивлением нагрузки. Даже небольшое пре-

вышение тока через транзистор на рабочем участке по сравнению с номинальным, может привести к его перегреву и переходу из рабочей зоны в зону лавинного пробоя, что, как правило, заканчивается разрушением транзистора. Поэтому даже такая замечательная способность транзистора к самоограничению тока проблемы групповой работы не решает.

Попытки разобраться в сути задачи группового соединения транзисторов и предложить разумное решение предпринимались неоднократно [1, 2]. Так в [1] рассматривается модель “наихудшего случая” при параллельном соединении транзисторов. Выяснилось, каким может быть статический небаланс токов и, соответственно, температур полупроводниковых кристаллов приборов, при наихудшем сочетании определяющих параметров, в частности: напряжения насыщения и теплового сопротивления приборов. Выявлено, что наибольшее влияние на величину небаланса токов оказывает разброс прямого падения напряжения. Показано, что в наихудшем случае разброс температур транзисторов при их параллельном соединении может достигать 30–45°C. Правда, далее автор публикации поясняет, что вероятность появления “наихудшего случая” даже при большом числе (> 20) параллельно включенных транзисторов весьма мала (но не исключается). Поэтому, по мнению автора на практике включение на параллельную работу транзисторов для увеличения мощности преобразователей возможно и без подбора транзисторов. Однако с учетом всегда существующего различия в токах и разницы в температурах структур отдельных приборов, увеличение числа транзисторов в модуле увеличивает и

вероятность отказа такого модуля при возникновении в нем сквозных замыканий при пробое транзисторов.

Из этого следует, что для обеспечения высокой надежности модулей необходимо вводить коэффициент запаса по рабочим токам транзисторов, либо каким-то образом осуществлять их подбор для выравнивания тепловых режимов. Ниже приводится решение задачи подбора транзисторов для групповой работы с учетом статистических данных по распределениям их параметров. В [3] были приведены гистограммы распределения параметров транзисторов IRG4PH50UD, построенные на основании испытания 50 приборов.

Параметры конкретных приборов учитывались при оценке температуры кристалла каждого прибора при заданном нагрузочном токе. Для расчета температуры использовались известные зависимости:

$$\begin{aligned} T_{PN} &= T_K + P \cdot R_T; \\ P &= U_0 \cdot I + I^2 R_d; \\ P &= I \cdot \Delta U; \Delta U = U_0 + I \cdot R_d, \end{aligned}$$

где T_{PN} – температура полупроводникового кристалла, T_K – температура корпуса, R_d – динамическое сопротивление, R_T – тепловое сопротивление транзистора.

Величина нагрузочного тока равнялась 45 А, напряжение на затворе транзисторов $U_{GS} = 14$ В.

Гистограммы распределения мощности потерь и температур структур приведены на рис. 1.

Из рис. 1б следует, что разница в температурах структур достигает 14–15°C и может быть больше при увеличении числа транзисторов в выборке. Эти результаты в целом подтверждают выводы, сделанные в ранее упомянутой статье [1].

Учитывая такое большое различие в температурах транзисторов была поставлена задача по созданию методики подбора транзисторов для групповой работы на основе информации о величине их основных и легко измеряемых параметров.

На партии транзисторов IRG4PH50UD в количестве 50 штук были измерены параметры U_0 , R_d , R_T . С

учетом заданной температуры корпуса транзисторов (+45°C) и тока нагрузки 45 А были рассчитаны мощность потерь в каждом транзисторе и температура структуры. Все полученные данные сведены в табл. 1.

С учетом этих данных с использованием аппарата теории аналитической группировки [4] решалась задача подбора транзисторов для групповой работы.

Ниже приведена последовательность расчета температуры структуры транзистора и их подбора для групповой работы:

1. Определить параметры U_0 , R_d , R_T .
2. Определить (или задать) температуру корпуса транзистора.
3. Задать номинальное значение рабочего тока.
4. Рассчитать мощность потерь в транзисторе.
5. Рассчитать температуру структуры транзистора.
6. Провести аналогичные измерения и расчеты для всей партии транзисторов.
7. Задать среднее значение рабочей температуры транзисторов в комплектуемой сборке (T_{cp}) с учетом особенностей работы проектируемого аппарата.
8. Установить величину допустимого различия температур транзисторов в сборке (температурный диапазон ΔT) относительно среднего значения.
9. Оценить возможное количество транзисторов в исходной партии для комплектования сборки с заданным температурным диапазоном (T_{cp}).
10. Отобрать конкретные транзисторы из партии для комплектования сборки.

Результаты расчетов приведены на рис. 2 и в табл. 2.

В табл. 2 указаны номера транзисторов, которые могут быть включены на параллельную работу с учетом заданных ограничений на величину разброса их температур.

Зависимость на рис. 2 справедлива для всего диапазона рабочих температур транзисторов кроме зоны вблизи предельно допустимой температуры. По мере приближения к этой зоне возможность подбора транзисторов по допустимой разнице температур ограничивается. В результате зависимость приобретает вид, показанный на рис. 3.

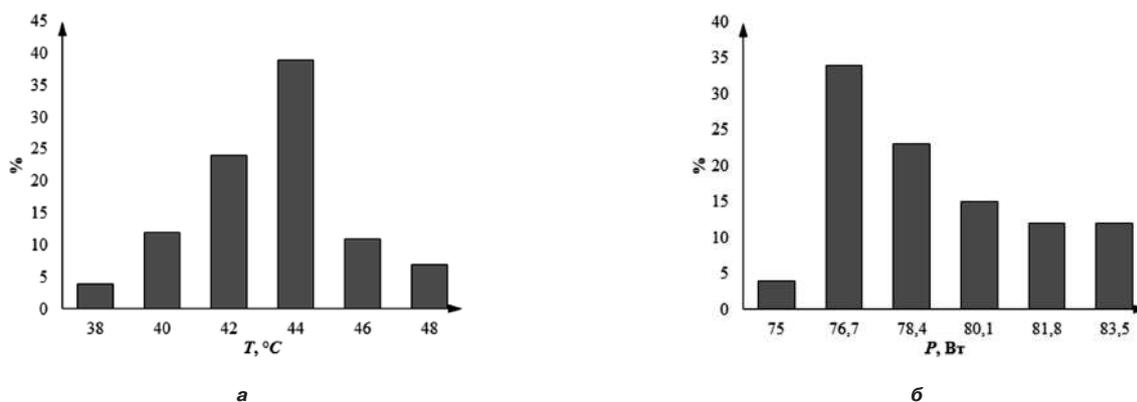


Рис. 1. Гистограммы распределений мощности потерь (а) и температуры (б) структур транзисторов

Таблица 1. Параметры партии транзисторов IRG4PH50UD

Образец	U_0 , В	$R_{д}$, мОм	ΔU , В	R_T	P , Вт	T_{PN} , °C
1	1,38	39,2	0,40	0,473	141,48	111,92
2	1,36	35,7	0,28	0,501	133,49	111,88
3	1,35	35,8	0,40	0,527	133,25	115,22
4	1,35	37,9	0,30	0,519	137,50	116,36
5	1,49	40,1	0,45	0,477	148,25	115,72
6	1,35	41,0	0,52	0,556	143,78	124,94
7	1,44	39,5	0,32	0,550	144,79	124,63
8	1,45	41,5	0,39	0,476	149,29	116,06
9	1,47	37,4	0,46	0,484	141,89	113,67
10	1,49	38,9	0,43	0,599	145,82	132,35
11	1,40	40,9	0,44	0,505	145,82	118,64
12	1,48	38,4	0,45	0,475	144,36	113,57
13	1,32	38,1	0,34	0,521	136,55	116,14
14	1,35	38,8	0,31	0,491	139,32	113,41
15	1,44	36,8	0,29	0,464	139,32	109,64
16	1,40	35,1	0,51	0,581	134,08	122,90
17	1,37	37,6	0,24	0,577	137,79	124,50
18	1,43	36,1	0,22	0,568	137,45	123,07
19	1,37	36,9	0,44	0,546	136,37	119,46
20	1,49	35,4	0,37	0,515	138,74	116,45
21	1,36	39,6	0,51	0,544	141,39	121,92
22	1,38	35,0	0,28	0,514	132,98	113,35
23	1,35	39,1	0,28	0,553	139,93	122,38
24	1,33	39,8	0,41	0,574	140,45	125,62
25	1,36	36,2	0,26	0,530	134,51	116,29
26	1,41	35,3	0,28	0,583	134,93	123,67
27	1,39	39,4	0,45	0,516	142,34	118,44
28	1,40	41,6	0,44	0,588	147,24	131,58
29	1,44	35,5	0,41	0,507	136,69	114,30
30	1,42	38,2	0,35	0,501	141,26	115,77
31	1,47	40,0	0,51	0,539	147,15	124,31
32	1,36	37,7	0,27	0,598	137,54	127,25
33	1,44	37,0	0,43	0,518	139,73	117,38
34	1,44	36,7	0,24	0,564	139,12	123,46
35	1,42	39,9	0,50	0,580	144,70	128,92
36	1,47	40,4	0,35	0,520	147,96	121,94
37	1,37	40,8	0,33	0,596	144,27	130,98
38	1,33	37,3	0,29	0,585	135,38	124,20
39	1,42	41,8	0,22	0,573	148,55	130,12
40	1,44	35,9	0,56	0,469	137,50	109,49
41	1,48	37,5	0,52	0,531	142,54	120,69
42	1,46	36,4	0,35	0,554	139,41	122,23
43	1,47	41,7	0,29	0,543	150,59	126,77
44	1,32	41,2	0,25	0,586	142,83	128,70
45	1,41	37,1	0,31	0,517	138,58	116,64
46	1,47	39,7	0,34	0,552	146,54	125,89
47	1,38	36,0	0,52	0,492	135,00	111,42

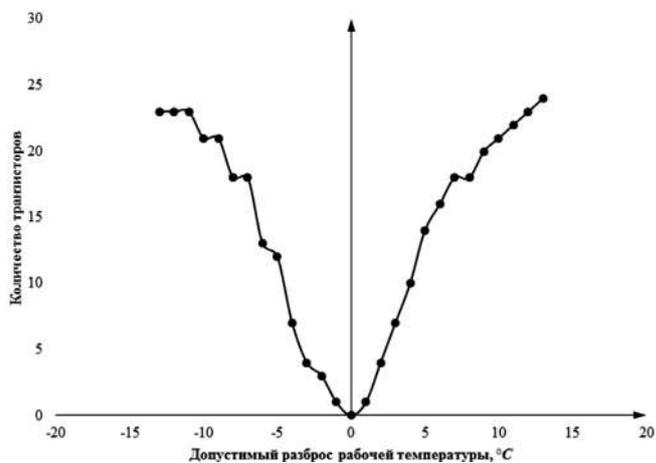


Рис. 2. Зависимость количества транзисторов в сборке от величины температурного диапазона

Таблица 2. Номера транзисторов для комплектования сборки

Δt , °C	Номера образцов
5	1, 2, 9, 12, 14, 15, 22, 29, 40, 47
10	1, 2, 3, 4, 5, 8, 9, 11, 12, 13, 14, 15, 19, 20, 22, 25, 27, 29, 30, 33, 40, 45, 47
15	1, 2, 3, 4, 5, 8, 9, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 25, 26, 27, 29, 30, 31, 33, 34, 36, 38, 40, 41, 42, 45, 47
20	1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 38, 40, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 47
25	1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 47

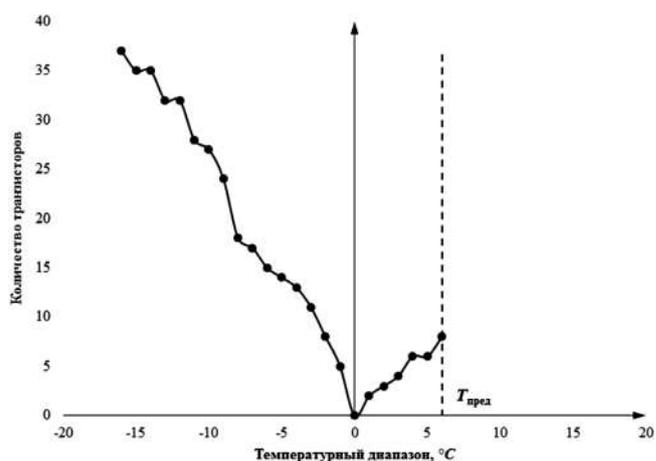


Рис. 3. Зависимость количества транзисторов в сборке с учетом ограничения по предельно допустимой температуре ($T_{cp} = 125^\circ\text{C}$, $T_{пред} = 131^\circ\text{C}$)

Выводы

Наличие разброса электрических и тепловых параметров транзисторов в исходной партии приборов ограничивает возможность их произвольного включения на параллельную работу, поскольку создает определенную разницу рабочих температур. В зоне предельных рабочих температур перегрев отдельных транзисторов может привести к их разрушению. Для снижения такой опасности предложено осуществлять подбор образцов для групповой работы по критерию допустимой разницы температур.

Литература

1. Колпаков А. И. Особенности параллельного соединения модулей IGBT. — Компоненты и технологии, № 8, 2005.
2. В. Арндт, Н. Ульрих, Р. Тобиас, Т. Вернер. Проблемы параллельного и последовательного соединения IGBT (перевод: Карташов Е., Колпаков А.). — Силовая электроника, № 4, 2013, С. 67–74.

3. Бардин В. М., Д. П. Новиков. Взаимосвязь разброса параметров силовых транзисторов и температуры их полупроводниковой структуры. — Силовая электроника, №5, 2016, С. 24–26.

4. Елисеева И. И., В. О. Рукавишников. Группировка, корреляция, распознавание образов. — М.: “Статистика”, 1977. — 144 с.

Бардин Вадим Михайлович, к. т. н., профессор кафедры радиотехники, ФГБОУ ВО “Мордовский государственный университет имени Н. П. Огарева”, тел.: +7(8342) 29-05-79, e-mail: markiz.bardin@yandex.ru;

Воронков Антон Александрович, преподаватель кафедры радиотехники, ФГБОУ ВО “Мордовский государственный университет имени Н. П. Огарева”, тел.: +7(8342) 29-05-59, voronkova@mgisu.ru;

Карпунин Павел Юрьевич, студент кафедры радиотехники, ФГБОУ ВО “Мордовский государственный университет имени Н. П. Огарева”, тел.: 8(927) 972-97-99, e-mail: pajuka@yandex.ru.

Требования к авторам

для публикации в журнале “Практическая силовая электроника” (ПСЭ)

Публикация в журнале бесплатна для авторов.
Язык журнала — русский.

Для публикации статьи необходимо предоставить

- ✧ заявление от автора (авторов) в электронном и бумажном видах;
- ✧ статью в электронном (в формате *MS Word*) и бумажном видах.

Статья должна содержать

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

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

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

Требования к оформлению статей

- ☞ Поля: верхнее, нижнее — по 2 см; левое — 3 см, правое — 1,5 см;
- ☞ Шрифт: *Times New Roman*, размер: 10;
- ☞ Текст без расстановки переносов в словах;
- ☞ Межстрочный интервал: одинарный;
- ☞ Отступ первой строки: 0,5 см;
- ☞ Выравнивание текста: по ширине;
- ☞ Исполнение формул: редактор формул *Microsoft Equation* или *MathType* (стиль математический). **Обозначения в тексте, по возможности, не делать в редакторе формул;**
- ☞ Шрифт обозначений устройств (С — конденсатор, VD — диод, L — дроссель и т.п.) — прямой:
 - цифровое окончание обозначения устройства (C1, VD2 и т. п.) — не в индексе, шрифт прямой;
 - буквенное, цифровое+буквенное окончания обозначения устройства (C_d , L_{m1} и т. п.) — в индексе, шрифт прямой.
- ☞ Шрифт обозначений параметров (С — емкость, I — ток, L — индуктивность и т. п.) — наклонный:
 - буквенное, цифровое, буквенное + цифровое окончания обозначения параметров (I_1 , L_s , $U_{упр1}$ и т. п.);
 - в индексе, цифровое и буквенное русское окончание — шрифт прямой, буквенное латинское окончание — шрифт наклонный.
- ☞ Формат иллюстраций: **.tif, .eps, .ai** (прилагать отдельными файлами, дублируя в тексте статьи). **Подписи к рисункам не вносить в рисунок.**