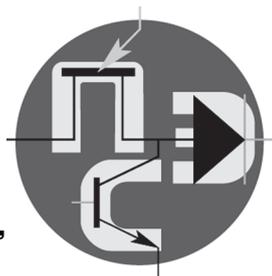


Периодический научно-технический журнал

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



Практическая Силовая Электроника

ISSN 1996-7888

№ 1 (85)/2022

Главный редактор

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

Заместитель главного редактора

В. В. Крючков, к. т. н., доцент кафедры электроэнергетических, электромеханических и биотехнических систем 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. А. Губанов, д. т. н., профессор, главный научный сотрудник ОАО “Концерн “НПО “Аврора”

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

Д. А. Шевцов, д. т. н., профессор кафедры электроэнергетических, электромеханических и биотехнических систем МАИ

Т. А. Заруцкая, к. т. н., доцент кафедры автоматизированных систем электроснабжения ФГБОУ ВО РГУПС

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

Издатель и учредитель — общество с ограниченной ответственностью “ММП-Ирбис”

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

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

Подписано в печать 03.03.2022. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

111033, Москва, Золоторожский Вал, 11, стр. 26, ООО “ММП-Ирбис”; тел./факс: (495) 927-10-16; e-mail: 9871016@mmp-irbis.ru

Подписной индекс в каталоге Роспечати: **33154**

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

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

Содержание

Г. А. Белов

Временной анализ резонансного преобразователя постоянного напряжения типа LLC в режиме прерывистого тока.....2

А. В. Лукин, А. А. Малышев

Исследование однофазного повышающего ККМ с металлопленочным накопительным конденсатором уменьшенной емкости 14

И. А. Баховцев

Применение принципа дуальности к автономным инверторам тока с ШИМ..... 19

С. М. Коротков, А. В. Лукин

Практический опыт перевода изделия ВМПС60 на отечественную элементную базу 26

Д. А. Шевцов, Д. М. Шишов, Н. Г. Мананникова, М. А. Подгузова

Стабилизированный источник вторичного электропитания с прямо – обратногоходным однотранзисторным силовым преобразовательным каскадом 30

Е. В. Машуков, А. А. Притулкин, Д. А. Шевцов

Особенности горения и методы обнаружения последовательного аварийного дугового разряда 35

А. Г. Струговец, Е. И. Крутских, И. М. Журавлев

Анализ связи величины токовой нагрузки транзисторного ключа шунтового преобразователя энергии от параметров схемы и характеристик солнечной батареи 42

Е. Г. Ананьев, Ю. М. Иньков

Критерии выбора полупроводниковых компонентов входного тягового статического преобразователя перспективного электропоезда постоянного тока с повышенным напряжением контактной сети..... 47

С. Р. Климова

Энергетические показатели статических источников переменного тока 53

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

Г. А. Белов

ВРЕМЕННОЙ АНАЛИЗ РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ТИПА LLC В РЕЖИМЕ ПРЕРЫВИСТОГО ТОКА

G. A. Belov

В статье дается вывод исходных точных теоретических соотношений для временного анализа резонансного ППН типа LLC в режиме прерывистого тока (РПТ). Из этих соотношений получаются формулы, описывающие процессы в ППН на основных рабочих интервалах, наблюдаемых на половине периода переключений $T_n = 1/(2f)$ (здесь f – частота переключений ППН), и векторно-матричное уравнение для определения значений вектора состояния LC-контура в начале полупериода и на границе интервалов в установившемся режиме. Дальнейший анализ проводится при допущении $r = 0$, что позволяет сравнивать получаемые теоретические соотношения с известными из публикаций. Выведены и преобразованы к удобному для расчетов виду уравнения для определения длительности первого рабочего интервала, формула для расчета внешних (нагрузочных) характеристик ППН и формулы для расчета границ рассматриваемого режима типа РО.

Ключевые слова: резонансный преобразователь постоянного напряжения, поинтервальный временной анализ, эквивалентные схемы, дифференциальные уравнения, векторно-матричный метод решения, временные диаграммы, характеристики, установившийся режим, границы существования режима.

Time Domain Analysis of the LLC Type DC-DC Voltage Converter in Discontinuous Conduction Mode

The article presents derivation of the initial exact theoretical relationships for the time domain analysis of the LLC type resonant DC-DC voltage converter in discontinuous conduction mode (DCM). Formulas describing the processes in DC-DC voltage converter at the basic operating intervals, observed through the switching half-period $T_s = 1/(2f)$ (here f is the switching frequency), and vector-matrix equation for determining the LC-circuit state vector values at the beginning of the half-period and at the intervals boundary in the steady state are being obtained from these relationships. Further analysis is being performed under the assumption of $r = 0$, which allows comparing the theoretical relationships being obtained with those known from publications. Equations for duration determining of the first operating interval duration, a formula for the DC-DC voltage converter output (loading) characteristics computing, and formulas for computing boundaries of the PO type mode under consideration were derived and converted into the form convenient for computations.

Key words: resonant DC-DC voltage converter, interval-by-interval time domain analysis, equivalent circuits, differential equations, vector-matrix solution method, timing diagrams, characteristics, steady state mode, mode existence boundaries.

Для анализа резонансных преобразователей постоянного напряжения (ППН) типа LLC в большинстве публикаций используется приближенный метод основной гармоники, погрешность которого существенно возрастает в режиме прерывистого тока (РПТ). Кроме того, этот метод не позволяет исследовать переходные процессы в ППН. В связи с этим в ряде публикаций предлагаются методики временного анализа резонансных ППН типа LLC [1–7]. Необходимость временного анализа резонансных ППН объясняется также тем, что он обеспечивает получение соотношений, более точно описывающих изменение токов через силовые транзисторы в моменты их переключений и позволяет, например, повысить точность расчета ключевых потерь мощности в транзисторах [3]. Экспериментальными исследованиями установлено, что ошибка в вычислении потерь мощности методом основной гармоники может достигать 35% [3].

Сравнение анализа ППН типа LLC методом основной гармоники и с использованием его модификаций с точным временным анализом приведены в статье [7].

В известных зарубежных публикациях временной анализ резонансных ППН в РПТ проводят без учета активного сопротивления LC-контура ($r = 0$), что объясняется высоким КПД современных ППН,

применяемых на практике. Допущение $r = 0$ существенно упрощает анализ и, как правило, позволяет получать приближенные, но качественно правильные основные характеристики, однако отличие которых от точных характеристик в известных публикациях не анализируется. Об этих отличиях иногда можно судить, сравнивая теоретические результаты при $r = 0$ с экспериментальными, приводимыми во многих зарубежных публикациях.

После выяснения основных особенностей процессов и характеристик установившегося режима ППН при $r = 0$ целесообразно проводить точный временной анализ ППН с учетом сопротивления r .

Математические соотношения, получаемые при временном анализе, полезны и для проверки результатов компьютерного моделирования и, как отмечено в [1], для снижения зависимости от разработок программ компьютерного моделирования, которые, как утверждают авторы, иногда являются нерациональной тратой времени из-за вынужденного использования метода проб и ошибок (*hit trial*). Со сказанным можно согласиться, поскольку компьютерное моделирование полезно, когда авторы уже достаточно много знают об исследуемом объекте, и в сочетании с аналитическими исследованиями и экспериментальными исследованиями на реальных образцах.

В предлагаемой статье дается вывод исходных точных теоретических соотношений для временного анализа резонансного ППН типа *LLC* в режиме прерывистого тока (РПТ). Из этих соотношений получаются формулы, описывающие процессы в ППН на двух основных рабочих интервалах, наблюдаемых на половине периода переключений $T_{п} = 1/(2f)$ (здесь f – частота переключений ППН), и векторно-матричное уравнение для определения значений вектора состояния *LC*–контура в начале полупериода в установившемся режиме. Дальнейший анализ проводится при допущении $r = 0$, что позволяет сравнивать получаемые теоретические соотношения с известными из публикаций.

Наиболее краткое и четкое изложение методики временного анализа резонансных ППН типа *LLC* в РПТ при $r = 0$ в зарубежных публикациях, на наш взгляд, содержится в статье [1]. Точный временной анализ режимов работы ППН типа *LLC* усложняется тем, что в них возможно целое множество режимов, которые в [2] обозначены через *P, PN, PO, PON, OPO, NOP, OP, NP* и *N*, где буквами обозначены типы со-

стояний (интервалов), наблюдаемых на половине периода переключений $T_{п}$ в последовательности, соответствующей указанной последовательности букв.

Схема силовой части резонансных ППН типа *LLC* внешне ничем не отличается от резонансного ППН с простым последовательным *LC*–контуром (рис. 1а). Отличие состоит в том, что индуктивность намагничивания трансформатора L_{μ} всего в несколько раз превышает суммарную индуктивность *LC*–контура, и, благодаря этому, масса и габариты трансформатора заметно снижаются.

Эквивалентные схемы для некоторых состояний ППН, возникающих в процессе его работы, показаны на рис. 1б, в и г. Предполагается, что транзисторы инвертора и диоды выходного выпрямителя представляют собой идеальные ключи, используется эквивалентная схема трансформатора с вынесенной на выходные зажимы ветвью намагничивания (Γ –образная эквивалентная схема); емкость конденсатора выходного фильтра C_{ϕ} достаточно велика, так что пульсациями выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ можно пренебречь; можно пренебречь также “мертвым” временем между моментами запираания одного из транзисторов стойки мостовой схемы и отпираанием другого транзистора этой стойки.

На рис. 2 представлены временные диаграммы для режима работы типа *PO* ППН.

В момент $t = 0$ отпираания пары транзисторов VT1, VT4, диоды VD5, VD8 выходного выпрямителя только начинают открываться, поэтому $i'_{2}(0) = 0$ и $i_{к}(0) = i_{\mu}(0)$, т. е. начальный ток *LC*–контура равен начальному току намагничивания $i_{\mu}(0)$, который, в свою очередь, равен

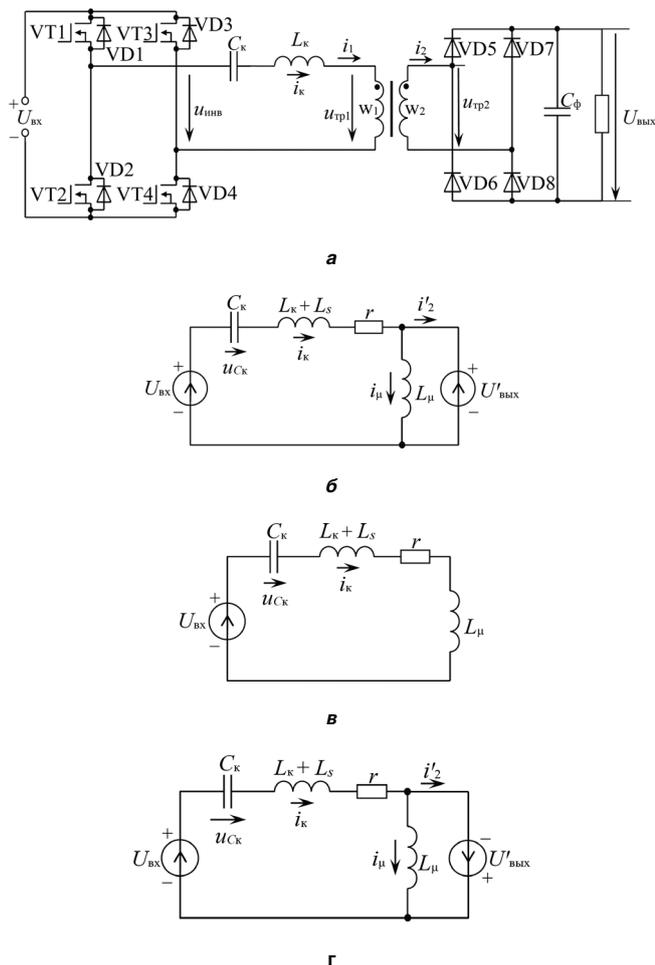


Рис. 1. Схема силовой части резонансного ППН (а); эквивалентные схемы для интервалов (состояний): б – открыты пара диодов выходного выпрямителя (интервал типа *P*); в – когда диоды выпрямителя закрыты (интервал типа *O*); г – когда открыты диоды VD6, VD7 выпрямителя (интервал типа *N*)

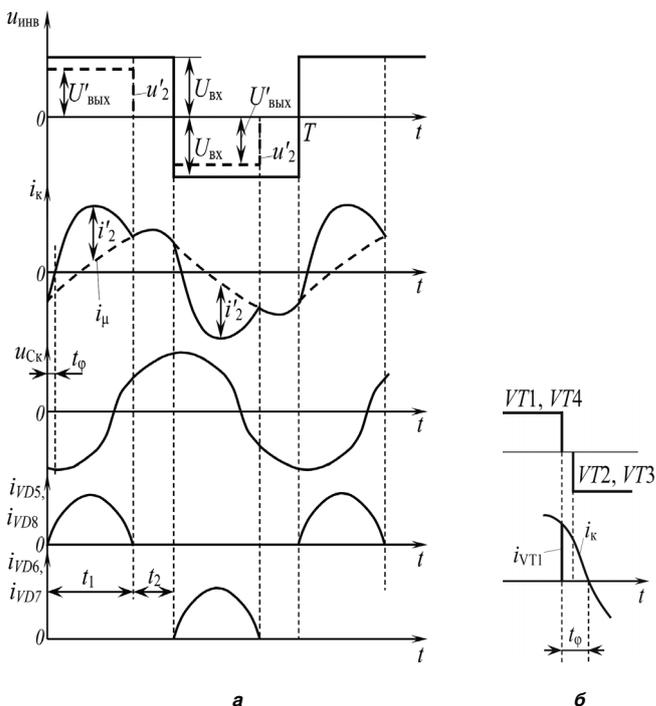


Рис. 2. Временные диаграммы для режима типа *PO*: а – идеализованные; б – иллюстрация процесса переключения транзисторов

значению тока намагничивания в конце предыдущего полупериода. В момент пуска ППН $i_k(0) = i_\mu(0) = 0$. Затем в процессе пуска или в установившемся режиме при отсчете времени от начала положительного полупериода $i_k(0) = i_\mu(0) < 0$. В режиме типа *PO* производная di_2/dt в момент времени $t = 0$ должна быть положительной и превышать производную тока i_μ .

Поскольку в рассматриваемом случае ток $i_k(0) = i_\mu(0)$ отрицательный, открыты обратные диоды VD1, VD4 и включение транзисторов VT1, VT4 происходит при небольшом обратном напряжении, равном прямому падению напряжений на диодах VD1, VD4. Практически можно считать, что включение транзисторов VT1, VT4 происходит при нулевом значении напряжения, т. е. имеет место режим ПНН (в англоязычной литературе режим *ZVS*).

В момент $t = t_1$ закрываются диоды VD5, VD8 в режиме переключений при нулевом значении тока ПНТ (*ZCS*). На интервале $t_2 = T_n - t_1$ справедлива эквивалентная схема на рис. 1б, $i_k = i_\mu$. По окончании отпирающих импульсов на транзисторах VT1, VT4 их токи начинают уменьшаться и становятся меньше тока колебательного контура $i_k = i_\mu$, ток i_k переключается на обратные диоды VD2, VD3, что при отсутствии индуктивностей в цепях транзисторов происходит мгновенно. Поэтому выключение транзисторов VT1, VT4, так же как и выключение диодов VD5, VD8, происходит в режиме ПНТ (*ZCS*). За время t_ϕ в конце импульсов транзисторы VT1, VT4 должны успеть запереться в режиме ПНН.

В момент времени $t = 0$, когда подается отпирающий импульс на транзисторы VT1, VT4, ток резонансного контура i_k равен току намагничивания $i_k(0) = i_\mu(0)$, ток вторичной обмотки трансформатора $i_2(0) = 0$. Из-за отпираания транзисторов VT1, VT4 на выходе инверторного моста появляется напряжение $u_{инв} = U_{вх}$, которое в момент $t = 0$ проходит на первичную обмотку трансформатора. Отпираются диоды выпрямителя VD5, VD8, образуется эквивалентная схема ППН, представленная на рис. 1б, для которой справедливы уравнения

$$L \frac{di_k}{dt} + r i_k + u_{Cк} = U_{вх} - U'_{вых}, \quad (1)$$

$$C_k \frac{du_{Cк}}{dt} = i_k$$

где $L = L_k + L_s$ – суммарная индуктивность внешнего дросселя L_k (при его наличии) и индуктивности рассеяния трансформатора L_s ; r – суммарное активное сопротивление дросселя L_k и обмоток трансформатора; $U'_{вых} = U_{вых} / n_{тр}$ – выходное напряжение ППН, приведенное к первичной обмотке трансформатора; $n_{тр} = w_2/w_1$ – коэффициент трансформации трансформатора, w_1 и w_2 – числа витков первичной и вторичной обмоток.

Ток вторичной обмотки трансформатора, приведенный к первичной обмотке, согласно эквивалентной

схеме на рис. 1б определяется выражением $i'_2 = i_k + i_\mu$, где на интервале t_1 ток намагничивания трансформатора изменяется по линейному закону:

$$i_\mu = i_\mu(0) + \frac{U'_{вых}}{L_\mu} t, \quad (2)$$

который вытекает из уравнения $L_\mu di_\mu / dt = U'_{вых}$.

Как видно, при принятой схеме замещения трансформатора на интервале t_1 дифференциальное уравнение для тока намагничивания i_μ не зависит от переменных i_k и $u_{Cк}$.

Система уравнений (1) может быть записана в векторно-матричной форме

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bv, \quad (3)$$

где

$$x = \begin{bmatrix} i_k \\ u_{Cк} \end{bmatrix}, v = U_{вх} - U'_{вых}, A = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_k} & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Решение уравнения (3) при $v = \text{const}$ имеет вид

$$x(t) = e^{At} [x(0) - x^t(\infty)] + x^t(\infty), \quad (4)$$

где e^{At} – переходная матрица системы (3), явное выражение для которой имеет вид

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

$x^t(\infty)$ – асимптотическое значение вектора $x(t)$ на интервале t_1 , определяемое из уравнения (3) при $dx/dt = 0$, т. е. $x^t(\infty) = -A^{-1}Bv$; $x(0)$ – начальное значение вектора $x(t)$ на интервале t_1 .

Явное выражение для переходной матрицы определим операторным методом:

$$e^{At} = (p\mathbf{1} - A)^{-1},$$

где $\mathbf{1}$ – единичная матрица второго порядка. Тогда получим элементы переходной матрицы [8]:

$$\begin{aligned} \Phi_{11}(t) &= e^{-\alpha t} \left(\cos \omega t - \frac{\alpha}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right); \\ \Phi_{12}(t) &= \frac{1}{\omega_0 L} e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t; \\ \Phi_{21}(t) &= \frac{1}{\omega_0 C_k} e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t; \\ \Phi_{22}(t) &= e^{-\alpha t} \left(\cos \omega t + \frac{\alpha}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right), \end{aligned} \quad (5)$$

где α – коэффициент затухания *LC*-контура, ω_0 – собственная частота, определяемые формулами

$$\alpha = \frac{r}{2L}; \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC_k} - \alpha^2}.$$

Определив непосредственно из схемы на рис. 1б значения $i_k^i(\infty) = 0$, $u_{Ck}^i(\infty) = U_{Bx} - U'_{Bых}$, запишем выражение (4) в развернутом виде

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_k(t) \\ u_{Ck}(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \Phi_{11}(t) & \Phi_{12}(t) \\ \Phi_{21}(t) & \Phi_{22}(t) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_k(0) \\ u_{Ck}(0) - U_{Bx} + U'_{Bых} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ U_{Bx} - U'_{Bых} \end{pmatrix}, \end{aligned}$$

откуда следуют скалярные выражения для интервала t_1

$$\begin{aligned} i_k(t) &= \Phi_{11}(t)i_k(0) + \Phi_{12}(t)[u_{Ck}(0) - U_{Bx} + U'_{Bых}], \\ u_{Ck}(t) &= \Phi_{21}(t)i_k(0) + \Phi_{22}(t)[u_{Ck}(0) - U_{Bx} + U'_{Bых}] + U_{Bx} - U'_{Bых}. \end{aligned} \quad (6)$$

В известных публикациях зарубежных авторов активное сопротивление резонансного контура принимается равным нулю ($r = 0$). Тогда $\alpha = 0$, $\omega_0 = 1/\sqrt{LC_k}$, $\omega_0 L = \sqrt{L/C_k} = \rho$ – волновое сопротивление контура на интервале t_1 ; $\omega_0 C_k = 1/\rho$, из (5) следует:

$$\begin{aligned} \Phi_{11}(t) &= \cos \omega_0 t, \\ \Phi_{12}(t) &= -\frac{1}{\rho} \sin \omega_0 t, \\ \Phi_{21}(t) &= \rho \sin \omega_0 t, \\ \Phi_{22}(t) &= \cos \omega_0 t. \end{aligned}$$

Тогда выражения (6) принимают вид

$$\begin{aligned} i_k(t) &= i_k(0) \cos \omega_0 t - \frac{1}{\rho} [u_{Ck}(0) - U_{Bx} + U'_{Bых}] \sin \omega_0 t, \\ u_{Ck}(t) &= \rho i_k(0) \sin \omega_0 t + [u_{Ck}(0) - U_{Bx} + U'_{Bых}] \cos \omega_0 t + U_{Bx} - U'_{Bых}. \end{aligned} \quad (7)$$

С учетом различий в обозначениях формулы (7) совпадают с приведёнными без вывода, например в [1].

Время t_ϕ , предоставляемое отпирающимся транзисторам инвертора на переключения в режиме ПНН, а запирающимся транзисторам на переключения в режиме ПНТ, измеряется от момента подачи отпирающих импульсов на транзисторы $t = 0$ до момента t_ϕ снижения по модулю тока i_k до нуля. Это время определяется из уравнения, получаемого подстановкой $t = t_\phi$, $i_k = 0$ в формулу (7) для тока i_k ,

$$\text{tg } \omega_0 t_\phi = \frac{\rho i_k(0)}{u_{Ck}(0) - U_{Bx} + U'_{Bых}}.$$

В конце интервала t_1 ток $i_2' = i_{VD5} = i_{VD8}$ спадает до нуля. Поскольку $i_2' = i_k - i_\mu$, с учетом первой формулы (7), формулы (2) и равенства $i_k(0) = i_\mu(0)$ получим уравнение для определения времени t_1

$$\begin{aligned} i_k(0)(\cos \omega_0 t_1 - 1) - \frac{1}{\rho} [u_{Ck}(0) - U_{Bx} + U'_{Bых}] \cdot \\ \cdot \sin \omega_0 t_1 - \frac{U'_{Bых}}{L_\mu} t_1 = 0 \end{aligned} \quad (8)$$

Интервал t_1 с эквивалентной схемой на рис. 1б является интервалом типа P [2].

На втором интервале длительностью $t_2 = T_n - t_1$ справедлива эквивалентная схема на рис. 1в, которая отличается от схемы на рис. 1б тем, что индуктивность LC -контура становится равной $L + L_\mu = (1 + k_L)L$ (k_L – коэффициент индуктивностей) и отсутствует ЭДС $U'_{Bых}$, шунтируемая индуктивностью L_μ . Этот интервал называется интервалом типа O , а режим с интервалами P и O на полупериоде называется режимом типа PO [2].

Если момент $t = t_1 + t_2$, напряжение $L_\mu di_\mu / dt$ станет отрицательным, то может открыться вторая пара диодов выходного выпрямителя VD6, VD7. Тогда образуется эквивалентная схема на рис. 1г. Такой интервал называется интервалом типа N , а режим с последовательно наблюдаемыми интервалами типов P , O , N на полупериоде называется режимом типа PON . Для формирования такого интервала необходимо, чтобы в момент $t = t_1 + t_2$ напряжение на индуктивности L_μ было отрицательным и превысило по модулю значение $U'_{Bых}$:

$$L_\mu (di_k / dt)_{t=t_1+t_2} < -U'_{Bых}.$$

На интервале длительностью t_2 типа O справедливы дифференциальные уравнения:

$$\begin{aligned} (L + L_\mu) \frac{di_k}{dt} + r i_k + u_{Ck} &= U_{Bx}, \\ C_k \frac{du_{Ck}}{dt} &= i_k, \end{aligned}$$

поэтому в векторно-матричной форме имеем

$$\frac{dx}{dt} = \mathbf{A}_1 x + \mathbf{B}_1 v_1, \quad (9)$$

где $v_1 = U_{Bx}$,

$$\mathbf{A}_1 = \begin{pmatrix} -\frac{r}{L + L_\mu} & -\frac{1}{L + L_\mu} \\ \frac{1}{C_k} & 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \frac{1}{L + L_\mu}.$$

Решение уравнения (9) для интервала t_2 имеет вид

$$\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}_1(t-t_1)} [\mathbf{x}(t_1) - \mathbf{x}^{t_2}(\infty)] + \mathbf{x}^{t_2}(\infty), \quad (10)$$

где

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

По аналогии с (5) имеем:

$$\begin{aligned} H_{11}(t) &= e^{-\alpha_1 t} \left(\cos \omega_1 t - \frac{\alpha_1}{\omega_1} \sin \omega_1 t \right), \\ H_{12}(t) &= -\frac{1}{\omega_1 (L + L_\mu)} e^{-\alpha_1 t} \sin \omega_1 t, \\ H_{21}(t) &= \frac{1}{\omega_1 C_\kappa} e^{-\alpha_1 t} \sin \omega_1 t, \\ H_{22}(t) &= e^{-\alpha_1 t} \left(\cos \omega_1 t + \frac{\alpha_1}{\omega_1} \sin \omega_1 t \right), \\ \alpha_1 &= \frac{r}{2(L + L_\mu)}; \quad \omega_1 = \sqrt{\frac{1}{(L + L_\mu) C_\kappa} - \alpha_1^2}. \end{aligned} \quad (11)$$

Непосредственно из схемы рис. 1в видно, что $i_k^t(\infty) = 0$, $u_{C\kappa}^t(\infty) = U_{\text{вх}}$. Тогда решение (10) в развернутой форме имеет вид

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_k(t) \\ u_{C\kappa}(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} H_{11}(t-t_1) & H_{12}(t-t_1) \\ H_{21}(t-t_1) & H_{22}(t-t_1) \end{pmatrix} \cdot \\ &\cdot \begin{pmatrix} i_k(t_1) \\ u_{C\kappa}(t_1) - U_{\text{вх}} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ U_{\text{вх}} \end{pmatrix}, \end{aligned}$$

откуда следуют скалярные выражения для интервала t_2

$$\begin{aligned} i_k(t) &= H_{11}(t-t_1) i_k(t_1) + H_{12}(t-t_1) [u_{C\kappa}(t_1) - U_{\text{вх}}], \\ u_{C\kappa}(t) &= H_{21}(t-t_1) i_k(t_1) + \\ &+ H_{22}(t-t_1) [u_{C\kappa}(t_1) - U_{\text{вх}}] + U_{\text{вх}}. \end{aligned} \quad (12)$$

При $r = 0$ формулы (12) с учетом (11) упрощаются:

$$\begin{aligned} i_k(t) &= i_k(t_1) \cos(\omega_1(t-t_1)) - \\ &- \frac{1}{\rho_1} [u_{C\kappa}(t_1) - U_{\text{вх}}] \sin \omega_1(t-t_1), \\ u_{C\kappa}(t) &= \rho_1 i_k(t_1) \sin(\omega_1(t-t_1)) + \\ &+ [u_{C\kappa}(t_1) - U_{\text{вх}}] \cos(\omega_1(t-t_1)) + U_{\text{вх}}, \end{aligned} \quad (13)$$

где $\rho_1 = \sqrt{(L + L_\mu) / C_\kappa}$ – волновое сопротивление LC-контура на интервале t_2 .

Формулы (13) совпадают с приведенными в [1] без вывода.

Далее будем рассматривать режим типа *PO*.

Значения вектора состояния LC-контура в моменты $t = t_1$ и $t = t_1 + t_2 = T_n = T/2$ определяются подстановкой $t = t_1$ в формулу (4) и $t = T_n$ в формулу (10):

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t_1) &= e^{A t_1} [\mathbf{x}(0) - \mathbf{x}^{t_2}(\infty)] + \mathbf{x}^{t_1}(\infty), \\ \mathbf{x}(T_n) &= e^{A(T_n - t_1)} [\mathbf{x}(t_1) - \mathbf{x}^{t_2}(\infty)] + \mathbf{x}^{t_2}(\infty). \end{aligned} \quad (14)$$

С учетом выражения для $\mathbf{x}(t_1)$ получим

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(T_n) &= e^{A(T_n - t_1)} e^{A t_1} [\mathbf{x}(0) - \mathbf{x}^{t_1}(\infty)] + \\ &+ e^{A(T_n - t_1)} [\mathbf{x}^{t_1}(\infty) - \mathbf{x}^{t_2}(\infty)] + \mathbf{x}^{t_2}(\infty). \end{aligned}$$

В установившемся режиме справедливо равенство $\mathbf{x}(T_n) = -\mathbf{x}(0)$ с учетом которого получим уравнение для определения $\mathbf{x}(0)$

$$\begin{aligned} -[\mathbf{1} + e^{A(T_n - t_1)} e^{A t_1}] [\mathbf{x}(0) - \mathbf{x}^{t_1}(\infty)] = \\ = e^{A(T_n - t_1)} [\mathbf{x}^{t_1}(\infty) - \mathbf{x}^{t_2}(\infty)] + \mathbf{x}^{t_1}(\infty) + \mathbf{x}^{t_2}(\infty), \end{aligned} \quad (15)$$

где

$$\mathbf{x}^{t_1}(\infty) - \mathbf{x}^{t_2}(\infty) = \begin{pmatrix} 0 \\ -U'_{\text{вх}} \end{pmatrix}; \quad \mathbf{x}^{t_1}(\infty) + \mathbf{x}^{t_2}(\infty) = \begin{pmatrix} 0 \\ 2U_{\text{вх}} - U'_{\text{вх}} \end{pmatrix}.$$

Умножение матриц $e^{A(T_n - t_1)}$, $e^{A t_1}$ в формуле (15) упрощаются из-за того, что матрицы \mathbf{A}_1 и \mathbf{A} различны. Рассмотрим случай $r = 0$. Тогда при $t_2 = T_n - t_1$

$$\begin{aligned} \mathbf{G} = e^{A t_2} e^{A t_1} &= \begin{pmatrix} \cos \omega_1 t_2 & -\frac{\sin \omega_1 t_2}{\rho_1} \\ \rho_1 \sin \omega_1 t_2 & \cos \omega_1 t_2 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} \cos \omega_0 t_1 & -\frac{\sin \omega_0 t_1}{\rho} \\ \rho \sin \omega_0 t_1 & \cos \omega_0 t_1 \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{pmatrix}, \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} g_{11} &= c_1 c_2 - \frac{\rho}{\rho_1} s_1 s_2; \quad g_{12} = -\frac{1}{\rho} s_1 c_2 - \frac{1}{\rho_1} c_1 s_2; \\ g_{21} &= \rho_1 c_1 s_2 + \rho s_1 c_2; \quad g_{22} = -\frac{\rho_1}{\rho} s_1 s_2 + c_1 c_2, \end{aligned} \quad (16)$$

введены обозначения:

$$s_1 = \sin \omega_0 t_1; \quad c_1 = \cos \omega_0 t_1; \quad s_2 = \sin \omega_1 t_2; \quad c_2 = \cos \omega_1 t_2.$$

При дальнейших преобразованиях будут часто использоваться тригонометрические тождества, которые при принятых обозначениях имеют вид:

$$s_1^2 + c_1^2 = 1; \quad s_2^2 + c_2^2 = 1.$$

Для решения уравнения (15) необходимо обратить матрицу $\mathbf{1} + e^{A(T_n - t_1)} e^{A t_1}$, которая при $r = 0$ имеет вид

$$\mathbf{1} + \mathbf{G} = \begin{pmatrix} 1 + g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & 1 + g_{22} \end{pmatrix}.$$

Тогда искомая обратная матрица:

$$(\mathbf{1} + \mathbf{G})^{-1} = \begin{pmatrix} 1 + g_{11} & -g_{12} \\ -g_{21} & 1 + g_{22} \end{pmatrix}. \quad (17)$$

где

$$\begin{aligned} D = \det(\mathbf{1} + \mathbf{G}) &= 1 + g_{11} + g_{22} + \\ &+ g_{11} g_{22} - g_{21} g_{12} = \det \mathbf{G} + g_{11} + g_{22}. \end{aligned}$$

Сначала найдем определитель матрицы \mathbf{G} с учетом (16) (*) – см. стр. X.

Кроме того, с учетом (16) найдем

$$g_{11} + g_{22} = 2c_1 c_2 - \left(\frac{\rho}{\rho_1} + \frac{\rho_1}{\rho} \right) s_1 s_2.$$

Таким образом, определитель матрицы $\mathbf{1} + \mathbf{G}$ определяется выражением

$$\begin{aligned} \det \mathbf{G} &= g_{11}g_{22} - g_{21}g_{12} = \left(c_1c_2 - \frac{\rho}{\rho_1}s_1s_2 \right) \left(-\frac{\rho_1}{\rho}s_1s_2 + c_1c_2 \right) + \left(\frac{1}{\rho}s_1c_2 + \frac{1}{\rho_1}c_1s_2 \right) (\rho_1c_1s_2 + \rho s_1c_2) = \\ &= -\frac{\rho_1}{\rho}s_1c_1s_2c_2 + (c_1c_2)^2 + (s_1s_2)^2 - \frac{\rho}{\rho_1}s_1c_1s_2c_2 + \frac{\rho_1}{\rho}s_1c_1s_2c_2 + (s_1c_2)^2 + (c_1s_2)^2 + \frac{\rho}{\rho_1}s_1c_1s_2c_2 = \\ &= c_1^2(c_2^2 + s_2^2) + s_1^2(s_2^2 + c_2^2) = 1. \end{aligned} \quad (*)$$

$$D = 2 + g_{11} + g_{22} = 2(1 + c_1c_2) - \left(\frac{\rho}{\rho_1} + \frac{\rho_1}{\rho} \right) s_1s_2. \quad (18)$$

Тогда из уравнения (15) при $r=0$ и $t_2 = T_n - t_1$ получаем

$$x(0)_{\text{уст}} = x^{t_1}(\infty) - (1 - \mathbf{G})^{-1} \left\{ e^{A(T_n - t_1)} [x^{t_1}(\infty) - x^{t_2}(\infty)] + x^{t_1}(\infty) - x^{t_2}(\infty) \right\},$$

или в развернутом виде

$$\begin{aligned} \left\| \begin{matrix} i_k(0)_{\text{уст}} \\ u_{\text{CK}}(0)_{\text{уст}} \end{matrix} \right\| &= \left\| \begin{matrix} 0 \\ U_{\text{ВХ}} - U'_{\text{ВЫХ}} \end{matrix} \right\| - \frac{1}{D} \left\| \begin{matrix} 1 + g_{22} & -g_{12} \\ -g_{21} & 1 + g_{11} \end{matrix} \right\| \cdot \\ &\cdot \left\{ \left\| \begin{matrix} c_2 & -\frac{s_2}{\rho_1} \\ \rho_1s_2 & c_2 \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} 0 \\ -U'_{\text{ВЫХ}} \end{matrix} \right\| + \left\| \begin{matrix} 0 \\ 2U_{\text{ВХ}} - U'_{\text{ВЫХ}} \end{matrix} \right\| \right\}, \end{aligned} \quad (19)$$

откуда следуют скалярные выражения

$$\begin{aligned} i_k(0)_{\text{уст}} &= \frac{1}{D} \left\{ 2g_{12}U_{\text{ВХ}} - \left[\frac{1}{\rho_1}(1 + g_{22})s_2 + g_{12}(1 + c_2) \right] U'_{\text{ВЫХ}} \right\}, \\ u_{\text{CK}}(0)_{\text{уст}} &= U_{\text{ВХ}} - U'_{\text{ВЫХ}} - \frac{1}{D} \left\{ 2(1 + g_{11})U_{\text{ВХ}} - \right. \\ &\left. - \left[\frac{1}{\rho_1}g_{21}s_2 + (1 + g_{11})(1 + c_2) \right] U'_{\text{ВЫХ}} \right\}. \end{aligned}$$

После преобразований с учетом выражений (16), (18) получим выражения, аналогичные приведенным в [1],

$$\begin{aligned} i_k(0)_{\text{уст}} &= -\alpha_1 U_{\text{ВХ}} + \beta_1 U'_{\text{ВЫХ}}, \\ u_{\text{CK}}(0)_{\text{уст}} &= -\alpha_2 U_{\text{ВХ}} + \beta_2 U'_{\text{ВЫХ}}, \end{aligned} \quad (20)$$

где

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= -\frac{2g_{12}}{D}, \\ \beta_1 &= -\frac{1}{D} \left[\frac{1}{\rho_1}(1 + g_{22})s_2 + g_{21}(1 + c_2) \right], \\ \alpha_2 &= -1 + \frac{2}{D}(1 + g_{11}), \\ \beta_2 &= -1 + \frac{1}{D} \left[\frac{1}{\rho_1}g_{21}s_2 + (1 + g_{11})(1 + c_2) \right]. \end{aligned} \quad (21)$$

После подстановки выражений (16) формулы (21) преобразуются к виду:

$$\alpha_1 = \frac{2}{D} \left(\frac{1}{\rho}s_1c_2 + \frac{1}{\rho_1}c_1s_2 \right),$$

$$\begin{aligned} \beta_1 &= \frac{1}{D} \left(\frac{1}{\rho}s_1c_2 + \frac{1}{\rho_1}c_1s_2 + \frac{s_1}{\rho} - \frac{s_2}{\rho_1} \right) = \\ &= \frac{1}{\rho D} \left[s_1(c_2 + 1) + \frac{\rho}{\rho_1}(c_1 - 1)s_2 \right], \end{aligned} \quad (22)$$

$$\alpha_2 = \frac{g_{11} - g_{22}}{D} = \frac{1}{D} \left(\frac{\rho_1}{\rho} - \frac{\rho}{\rho_1} \right) s_1s_2,$$

$$\beta_2 = \frac{1}{D} \left(\frac{\rho_1}{\rho}s_1s_2 - 1 - c_1c_2 + c_1 + c_2 \right).$$

Далее часто будем пользоваться вспомогательными тождествами, которые получаются с учетом (18):

$$1 + \alpha_2 = \frac{1}{D} \left[D + \left(\frac{\rho_1}{\rho} - \frac{\rho}{\rho_1} \right) s_1s_2 \right] = \frac{2}{D} \left(1 + c_1c_2 - \frac{\rho}{\rho_1}s_1s_2 \right),$$

$$\begin{aligned} 1 + \beta_2 &= \frac{1}{D} D + \frac{\rho_1}{\rho}s_1s_2 - 1 - c_1c_2 + c_1 + c_2 = \\ &= \frac{1}{D} \left(1 + c_1c_2 - \frac{\rho}{\rho_1}s_1s_2 + c_1 + c_2 \right) = \frac{1 + \alpha_2}{2} + \frac{c_1 + c_2}{D}. \end{aligned}$$

Для проверки правильности решения уравнения (15) при $r=0$ подставим в него выражения (20). Тогда получим равенство

$$\begin{aligned} - \left[\begin{matrix} 1 + g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & 1 + g_{22} \end{matrix} \right] \left\{ \left\| \begin{matrix} -\alpha_1 U_{\text{ВХ}} + \beta_1 U'_{\text{ВЫХ}} \\ -\alpha_2 U_{\text{ВХ}} + \beta_2 U'_{\text{ВЫХ}} \end{matrix} \right\| - \left\| \begin{matrix} 0 \\ U_{\text{ВХ}} - U'_{\text{ВЫХ}} \end{matrix} \right\| \right\} = \\ = \left\| \begin{matrix} c_2 & -\frac{s_2}{\rho_1} \\ \rho_1s_2 & c_2 \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} 0 \\ U'_{\text{ВЫХ}} \end{matrix} \right\| + \left\| \begin{matrix} 0 \\ 2U_{\text{ВХ}} - U'_{\text{ВЫХ}} \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} n_{11}U_{\text{ВХ}} + n_{12}U'_{\text{ВЫХ}} \\ n_{21}U_{\text{ВХ}} + n_{22}U'_{\text{ВЫХ}} \end{matrix} \right\|. \end{aligned} \quad (23)$$

Преобразуя правую часть равенства (23), найдем

$$n_{11} = 0; \quad n_{12} = \frac{s_2}{\rho_1}; \quad n_{21} = 2; \quad n_{22} = -(1 + c_2). \quad (24)$$

Преобразуя левую часть равенства (23), найдем:

$$\begin{aligned} n_{11} &= (1 + g_{11})\alpha_1 + g_{12}(1 + \alpha_2), \\ n_{12} &= -(1 + g_{11})\beta_1 - g_{12}(1 + \beta_2), \\ n_{21} &= g_{21}\alpha_1 + (1 + g_{22})(1 + \alpha_2), \\ n_{22} &= -g_{21}\beta_1 - (1 + g_{22})(1 + \beta_2). \end{aligned} \quad (25)$$

Подставляя величины (21) в выражения (25), убеждаемся в том, что они принимают значения (24).

Следовательно, выражения (20) с коэффициентами (21) действительно являются решением уравнения (15) при $r = 0$.

Например, выражение для n_{11} с учетом (15) и (22) преобразуется следующим образом:

$$n_{11} = \frac{2}{D} \left[\left(1 + c_1 c_2 - \frac{\rho}{\rho_1} s_1 s_2 \right) \left(\frac{1}{\rho} s_1 c_2 + \frac{1}{\rho_1} c_1 s_2 \right) - \left(\frac{1}{\rho} s_1 s_2 + \frac{1}{\rho_1} c_1 s_2 \right) \left(1 + c_1 c_2 - \frac{\rho}{\rho_1} s_1 s_2 \right) \right] = 0.$$

Выражения для $\alpha_1, \beta_1, \alpha_2$ совпадают с приведенными в [1], если учесть, что в соответствии с принятыми в [1] обозначениями вместо s_1, c_1, s_2, c_2 нужно подразумевать соответственно $\sin x, \cos x, \sin y, \cos y$, при $x = \omega_0 t_1, y = \omega_1 t_2$, вместо ρ и ρ_1 подразумевать величины Z_0 и Z_1 , а вместо D отношение $L/(Z_0 Z_1)$. Наше выражение для β_2 отличается тем, что в правой части β_2 в (22) присутствует слагаемое $c_1 c_2$, отсутствующее в [1]. Выражение для β_2 , приведенное в [1], ошибочно.

Формула (14) для $x(t_1)$ в случае $r = 0$ принимает вид:

$$\left\| \begin{matrix} i_k(t) \\ u_{Ck}(t) \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} c_1 & -\frac{s_1}{\rho} \\ \rho s_1 & c_1 \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} i_k(0) \\ u_{Ck}(0) - U_{ВХ} + U'_{ВЫХ} \end{matrix} \right\| + \left\| \begin{matrix} 0 \\ U_{ВХ} - U'_{ВЫХ} \end{matrix} \right\|.$$

Отсюда следуют формулы для расчета граничных значений тока i_k и напряжения u_{Ck}

$$\begin{aligned} i_k(t_1)_{уст} &= -\gamma_1 U_{ВХ} + \delta_1 U'_{ВЫХ}, \\ u_k(t_1)_{уст} &= -\gamma_2 U_{ВХ} + \delta_2 U'_{ВЫХ}, \end{aligned} \quad (26)$$

где при учете формул (20)

$$\gamma_1 = c_1 \alpha_1 - \frac{1}{\rho} s_1 \alpha_2 - \frac{s_1}{\rho} = c_1 \alpha_1 - \frac{s_1}{\rho} (1 + \alpha_2),$$

$$\delta_1 = c_1 \beta_1 - \frac{1}{\rho} s_1 \beta_2 - \frac{s_1}{\rho} = c_1 \beta_1 - \frac{s_1}{\rho} (1 + \beta_2),$$

$$\gamma_2 = -1 + \rho s_1 \alpha_1 + c_1 (1 + \alpha_2),$$

$$\delta_2 = -1 + \rho s_1 \beta_1 + c_1 (1 + \beta_2).$$

С учетом формул (22), получим выражения

$$\begin{aligned} \gamma_1 &= \frac{2}{D} \left(-\frac{s_1}{\rho} + \frac{s_2}{\rho_1} \right), \\ \delta_1 &= \frac{1}{D} \left[-\frac{s_1}{\rho} (1 + c_2) + \frac{s_2}{\rho_1} (1 - c_1) \right], \\ \gamma_2 &= -1 + \frac{2}{D} (c_1 + c_2), \\ \delta_2 &= -1 + \frac{1}{D} \left[1 + c_1 c_2 + c_1 + c_2 - \frac{\rho}{\rho_1} s_1 s_2 \right], \end{aligned} \quad (27)$$

отсутствующие в [1].

Теперь займемся решением уравнения (8) для определения времени t_1 . Подставив выражения (22) в (8), получим равенство

$$\begin{aligned} &\left[\alpha_1 (1 - c_1) + \frac{s_1}{\rho} (1 + \alpha_2) \right] U_{ВХ} - \\ &- \left[\beta_1 (1 - c_1) + \frac{s_1}{\rho} (1 + \beta_2) + \frac{t_1}{L_\mu} \right] U'_{ВЫХ} = 0, \end{aligned}$$

которое перепишем в виде

$$\bar{U}_{ВЫХ} = \frac{U'_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{(1 - c_1) \alpha_1 + \frac{s_1}{\rho} (1 + \alpha_2)}{(1 - c_1) \beta_1 + \frac{s_1}{\rho} (1 + \beta_2) + \frac{t_1}{L_\mu}}. \quad (28)$$

Формула (28) совпадает с приведенной в [1], где величина $\bar{U}_{ВЫХ}$ обозначена символом G и называется коэффициентом усиления ППН по напряжению.

Формулу (28) можно упростить, для чего умножив числитель и знаменатель на ρD , представим ее в виде

$$\bar{U}_{ВЫХ} = \frac{(1 - c_1) \rho D \alpha_1 + D(1 + \alpha_2) s_1}{(1 - c_1) \rho D \beta_1 + D(1 + \beta_2) s_1 + \frac{\rho D t_1}{L_\mu}},$$

где при учете (22) и (18)

$$\begin{aligned} \rho D \alpha_1 &= 2 \left(s_1 c_2 + \frac{\rho}{\rho_1} c_1 s_2 \right), \\ \rho D \beta_1 &= s_1 (1 + c_2) + \frac{\rho}{\rho_1} (c_1 - 1) s_2, \\ D(1 + \alpha_2) &= 2 \left(1 + c_1 c_2 - \frac{\rho}{\rho_1} s_1 s_2 \right), \\ D(1 + \beta_2) &= 1 + c_1 c_2 + c_1 + c_2 - \frac{\rho}{\rho_1} s_1 s_2. \end{aligned} \quad (29)$$

Учитывая тождества

$$L_\mu = k_L L; \quad \frac{\rho D t_1}{L_\mu} = \frac{D \omega_0 t_1}{k_L}; \quad s_1^2 + c_1^2 = 1,$$

будем иметь

$$\begin{aligned} (1 - c_1) \rho D \alpha_1 + D(1 + \alpha_2) s_1 &= 2 \rho D \beta_1, \\ (1 - c_1) \rho D \beta_1 + D(1 + \beta_2) s_1 &= 2 \rho D \beta_1 \end{aligned}$$

и можем представить формулу (28) в виде

$$\bar{U}_{ВЫХ} = \frac{\rho D \beta_1}{\rho D \beta_1 + \frac{D \omega_0 t_1}{2 k_L}}. \quad (30)$$

Расчетные осциллограммы в установившемся режиме показаны на рис. 3.

Для проверки правильности выполненных преобразований вычислим по формулам (28), (30) значение при $U'_{ВЫХ}$ двух значениях $\omega_0 t_1$. При $\omega_0 t_1 = 0$ имеем $s_1 = 0$,

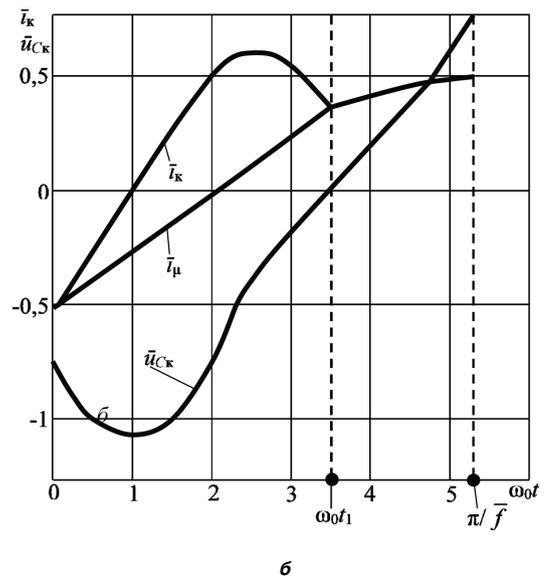
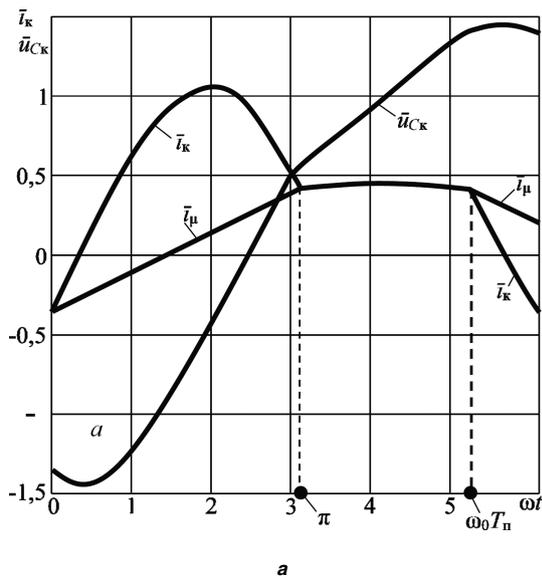


Рис. 3. Расчетные осциллограммы в установившемся режиме при $k_L = 6$; $\bar{f} = 0,6$:
 а – $\omega_0 t_1 = \pi$; б – $\omega_0 t_1 = 3,5$

$c_1 = 1, \beta_1 = 0$, по обеим формулам получаем неопределенность типа 0/0.

При $\omega_0 t_1 = \pi, s_1 = 0, c_1 = -1$ по формулам (29) $\rho D\alpha_1 = \rho D\beta_1 = -2(\rho/\rho_1)s_2$, по формуле (18) $D = 2(1 - c_2)$ и по обеим формулам

$$\bar{U}_{\text{вых}} \Big|_{\omega_0 t_1 = \pi} = \frac{-2(\rho/\rho_1)s_2}{-2\left(\frac{\rho}{\rho_1}\right)s_2 + \frac{\pi(1-c_2)}{k_L}}$$

Для получения характеристик ППН в обобщенном виде, введем относительную частоту переключений

$$\bar{f} = \frac{f}{f_0} = \frac{2\pi f}{\omega_0}$$

которая в [1] обозначена через ω а также относительные ток и напряжение

$$\bar{i} = \frac{\rho i}{U_{\text{вх}}}; \bar{u} = \frac{u}{U_{\text{вх}}}$$

Учтем следующие тождества:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{(L+L_\mu)C_k}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1+k_L}};$$

$$\rho_1 = \sqrt{\frac{L+L_\mu}{C_k}} = \rho\sqrt{1+k_L};$$

$$\frac{\rho_1}{\rho} = \sqrt{1+k_L};$$

$$\omega_1 t = \frac{\omega_0 t}{\sqrt{1+k_L}};$$

$$\omega_1 T_n = \frac{\omega_0 T_n}{\sqrt{1+k_L}} = \frac{\omega_0}{2f\sqrt{1+k_L}} = \frac{\pi}{f\sqrt{1+k_L}};$$

$$\omega_1 t_2 = \omega_1 (T_n - t_1) = \frac{\pi/f - \omega_0 t_1}{\sqrt{1+k_L}}$$

При этом, в качестве обобщенных параметров ППН служит относительная частота переключений \bar{f} и коэффициент индуктивностей $k_L = L_\mu/L$, а вместо текущего времени t – угловая переменная $\omega_0 t$.

При заданных значениях параметров k_L и \bar{f} , задаваясь значениями $\omega_0 t_1$, вычисляем

$$s_1 = \sin \omega_0 t_1; c_1 = \cos \omega_0 t_1;$$

$$s_2 = \sin \frac{\pi/\bar{f} - \omega_0 t}{\sqrt{1+k_L}}; c_2 = \cos \frac{\pi/\bar{f} - \omega_0 t}{\sqrt{1+k_L}},$$

по формуле (29) вычисляем значение

$$\rho D\beta_1 = s_1(1+c_1) + \frac{(c_1-1)s_2}{\sqrt{1+k_L}},$$

по формуле (18) – значение определителя матрицы $\mathbf{1} + \mathbf{G}$

$$D = 2(1+c_1c_2) - \left(\sqrt{1+k_L} + \frac{1}{\sqrt{1+k_L}} \right) s_1 s_2,$$

по формуле (30) находим соответствующее значение $\bar{U}_{\text{вых}}$. Затем повторяем расчеты при другом значении $\omega_0 t_1$. По формулам (22) рассчитываем коэффициенты $\alpha_1, \beta_1, \alpha_2, \beta_2$, затем по формулам (20) находим относительные начальные значения тока $i_k(0)$ и напряжения $u_{Ck}(0)$

$$\bar{i}_k(0)_{\text{уст}} = -\rho\alpha_1 + \rho\beta_1\bar{U}_{\text{вых}},$$

$$\bar{u}_{Ck}(0)_{\text{уст}} = -\alpha_2 + \beta_2\bar{U}_{\text{вых}}.$$

По формулам (27) рассчитываем значения коэффициентов $\gamma_1, \delta_1, \gamma_2, \delta_2$, а по (28) относительные граничные значения

$$\begin{aligned} \overline{i_k(t_1)}_{уст} &= -\gamma_1 \rho + \delta_1 \rho \overline{U}_{вых}, \\ \overline{u_{Cк}(t_1)}_{уст} &= -\gamma_2 + \delta_2 \overline{U}_{вых}. \end{aligned}$$

Задавая значения $\omega_0 t_1$ и рассчитывая значения $\overline{U}_{вых}$ по формуле (28) или (30) можно строить кривые зависимости, $\omega_0 t_1$ от $\overline{U}_{вых}$, которые будут представлять собой решения уравнения (8).

Для расчета нагрузочных (внешних) характеристик ППН необходимо иметь выражения для среднего значения тока

$$I'_{вых} = \frac{1}{T_{п}} \int_0^{t_1} (i_k - i_{\mu}) dt,$$

где начальные значения токов i_k и i_{μ} при $t=0$ одинаковы.

Выполнив интегрирование с учетом выражений (7), (2) для токов i_k и i_{μ} получим формулу

$$\begin{aligned} I'_{вых} &= \frac{1}{\omega_0 T_{п}} \left\{ i_k(0) \sin \omega_0 t_1 - \frac{1}{\rho} [u_{Cк}(0) - U_{вх} + U'_{вых}] \cdot \right. \\ &\quad \left. \cdot (1 - \cos \omega_0 t_1) - \omega_0 t_1 i_k(0) - \frac{U'_{вых}}{2\omega_0 L_{\mu}} (\omega_0 t_1)^2 \right\}. \end{aligned} \quad (31)$$

совпадающую с приведенной [1]. После постановки выражений (20) с учетом принятых обозначений, получим

$$\begin{aligned} (I'_{вых})_{уст} &= \frac{1}{\omega_0 T_{п}} \left\{ \left[-\alpha_1 (s_1 - \omega_0 t_1) + \frac{1}{\rho} (1 - c_1) (1 + \alpha_2) \right] U_{вх} + \right. \\ &\quad \left. + \left[\beta_1 (s_1 - \omega_0 t_1) - \frac{1}{\rho} (1 - c_1) (1 + \beta_2) \right] U'_{вых} - \frac{U'_{вых}}{2\omega_0 L_{\mu}} (\omega_0 t_1)^2 \right\}, \end{aligned}$$

которое представим в удобном для дальнейших преобразований обобщенном виде

$$\begin{aligned} (\overline{I}_{вых})_{уст} &= \frac{\overline{f}}{\pi D} \left\{ \left[-\rho D \alpha_1 (s_1 - \omega_0 t_1) + (1 - c_1) D (1 + \alpha_2) \right] + \right. \\ &\quad \left. + \left[\rho D \beta_1 (s_1 - \omega_0 t_1) - (1 - c_1) D (1 + \beta_2) \right] \overline{U}_{вых} - \right. \\ &\quad \left. - \frac{D (\omega_0 t_1)^2}{2k_L} \overline{U}_{вых} \right\}, \end{aligned}$$

где $\overline{I}_{вых} = I'_{вых} \rho / U'_{вых}$.

Учитывая тождественные преобразования

$$\begin{aligned} -\rho D \alpha_1 s_1 + (1 - c_1) D (1 + \alpha_2) &= 2 \left(1 + c_1 c_2 - c_1 - c_2 - \frac{\rho}{\rho_1} s_1 s_2 \right), \\ \rho D \beta_1 s_1 - (1 - c_1) D (1 + \beta_2) &= 0, \end{aligned}$$

окончательно получим формулу

$$\begin{aligned} (\overline{I}_{вых})_{уст} &= \frac{\overline{f}}{\pi D} \left\{ 2 \left(1 + c_1 c_2 - c_1 - c_2 - \frac{\rho}{\rho_1} s_1 s_2 \right) + \right. \\ &\quad \left. + \omega_0 t_1 \left[\rho D \alpha_1 - \left(\rho D \beta_1 + \frac{D \omega_0 t_1}{2k_L} \right) \overline{U}_{вых} \right] \right\}, \end{aligned} \quad (32)$$

отсутствующую в известных публикациях.

Прежде чем рассчитывать характеристики по формуле (32), необходимо определить границы режима *PO*, поскольку в других возможных режимах, например, *PON* или *OPO*, формула (32) не верна.

Полученные расчетные соотношения справедливы при выполнении нескольких ограничений. Одно из ограничений состоит в том, что рассмотренный режим существует при условии, когда скорость нарастания тока *LC*-контур в момент $t=0$ превышает скорость нарастания тока намагничивания:

$$\left. \frac{di_k}{dt} \right|_{t=0} > \left. \frac{di_{\mu}}{dt} \right|_{t=0}.$$

Дифференцируя выражения (7) и (2) для токов i_k и i_{μ} , при $t=0$, получаем неравенство

$$-\frac{\omega_0}{\rho} [u_{Cк}(0) - U_{вх} + U'_{вых}] > \frac{U'_{вых}}{L_{\mu}},$$

которое с учетом тождеств $\omega_0/\rho = 1/L$, $L_{\mu} = k_L L$ преобразуется к виду

$$\overline{U}_{вых} < \frac{k_L}{1 + k_L} [1 - u_{Cк}(0)], \quad (33)$$

справедливого в переходном и установившемся режимах. При выполнении условия (33) подавно выполняется условие $U_{вх} - u_{Cк}(0) > U'_{вых}$, необходимое для отпириания диодов *VD5*, *VD8* и транзисторов *VT1*, *VT4* в момент $t=0$.

В установившемся режиме с учетом выражения (20) для $u_{Cк}(0)$ из (33) получим

$$\begin{aligned} \overline{U}_{вых} < \overline{U}_{вых.гр1} &= \frac{D(1 + \alpha_2)}{\frac{D}{k_L} + D(1 + \beta_2)} \\ &= \frac{2 \left(1 + c_1 c_2 - \frac{s_1 s_2}{\sqrt{1 + k_L}} \right)}{\frac{D}{k_L} + 1 + c_1 c_2 + c_1 + c_2 - \frac{s_1 s_2}{\sqrt{1 + k_L}}}, \end{aligned} \quad (34)$$

где учтены также равенства (29) для $D(1 + \alpha_2)$ и $D(1 + \beta_2)$.

В случае $\omega_0 t_1 = \pi$ имеем $s_1 = 0$, $c_1 = -1$, согласно (22) и (18)

$$\begin{aligned} D(1 + \alpha_2) \Big|_{\omega_0 t_1 = \pi} &= D \Big|_{\omega_0 t_1 = \pi} = 2(1 - c_2), \\ c_1 + c_2 &= -1 + c_2 \end{aligned}$$

и по формуле (34)

$$\bar{U}_{\text{вых.гр1}} \Big|_{\omega_0 t_1 = \pi} = k_L.$$

По формулам (22) при $\omega_0 t_1 = 0, s_1 = 0, c_1 = 1$ получаем $\alpha_2 = 0, \beta_2 = -1$. Следовательно, согласно (20) $u_{\text{Cк}}(0)_{\text{уст.гр1}} = -U'_{\text{вых}}$. При этом $D(1 + \alpha_2) = 2(1 + c_2); c_1 + c_2 = 1 + c_2$, по формулам (34) получаем

$$\bar{U}_{\text{вых.гр1}} \Big|_{\omega_0 t_1 = 0} = \frac{k_L}{1 + k_L}.$$

Фактически наблюдаемые значения $\bar{U}_{\text{вых}}$ при $\omega_0 t_1 = \pi$ и $\omega_0 t_1 = 0$ рассчитывается по формуле (32). Если дополнительно к $\omega_0 t_1 = \pi$ положить $\bar{f} = 1$, то, поскольку

$$\omega_1 (T_{\text{п}} - t_1) = \frac{\omega_0 (T_{\text{п}} - t_1)}{\sqrt{1 + k_L}} = \frac{\omega_0 T_{\text{п}} - \pi}{\sqrt{1 + k_L}}, \text{ а } \omega_0 T_{\text{п}} \Big|_{\bar{f}=1} = \pi,$$

получаем $\omega_1 (T_{\text{п}} - t_1) \Big|_{\omega_0 t_1 = \pi} = 0, s_2 = 0, c_2 = 1$ и согласно (32)

$$\bar{U}_{\text{вых}} \Big|_{\substack{\omega_0 t_1 = \pi \\ \bar{f}=1}} = 1.$$

Этот случай рассматривается, например, в статье [5], где приведены результаты экспериментов, проведенных при $U_{\text{вх}} = 200 \text{ В}; P_{\text{вых}} = 1200 \text{ Вт}; U_{\text{вых.ном}} = 100 \text{ В}; L = 16 \text{ мкГн}; n_{\text{тр}} = w_2/w_1 = 0,5; L_{\mu} = 45 \text{ мкГн}; k_L = 45/16 = 2,8125; C_{\text{к}} = 0,04 \text{ мкФ}; C_{\text{ф}} = 10 \text{ мкФ}; f_0 = 199 \text{ кГц}$ (см. табл. 1). Наблюдавшиеся искажения формы тока $i_{\text{к}}$ были минимальны при $f = f_0 = 200 \text{ кГц}$, максимальны при $f = 140 \text{ кГц}$. Интересно то, что в ходе частотного регулирования время t_1 почти не менялось.

Таблица 1. Результаты экспериментов из статьи [5]

$f, \text{кГц}$	$U_{\text{вых}}, \text{В}$	$R_{\text{н}}, \text{Ом}$	$t_1, \text{мкс}$	\bar{f}	$U'_{\text{вых}}, \text{В}$	$\bar{U}_{\text{вых}}$
200	100	8,3	2,45	1,005	200	1
180	111	10,5	2,47	0,905	222	1,11
160	131	14	2,5	0,804	262	1,31
140	174	24	2,49	0,704	348	1,74

В статье [7] приведены результаты экспериментов при $U_{\text{вх}} = 30 \text{ В}; C_{\text{к}} = 0,047 \text{ мкФ}; L = 17 \text{ мкГн}; L_{\mu} = 34 \text{ мкГн}; n_{\text{тр}} = 1/1,6; R_{\text{н}} = 45 \text{ Ом}$, резонансной частоте $f_0 = 178 \text{ кГц}$. На частоте переключений $f = 105 \text{ кГц}$ ППН типа LLC работал в режиме PON, на $f = 120 \text{ кГц}$ – в режиме PO, а на $f = 160 \text{ кГц}$ – в режиме OPO.

На рис. 4 представлена среди других расчетная граница режима типа PO, построенная по формуле (34). Как видно, граничное значение $\bar{U}_{\text{вых.гр1}}$ при $\omega_0 t_1 = 0$ равно $k_L/(1 + k_L) = 0,857$, а при $\omega_0 t_1 \rightarrow \pi$ приближается к значению $k_L = 6$.

Вторая граница режима типа PO связана с тем, что на интервале типа P диоды выходного выпрямителя не должны открываться. Для этого напряжения на индуктивности L_{μ} должно быть по модулю меньше $U'_{\text{вых}}$:

$$-U'_{\text{вых}} < L_{\mu} \frac{di_{\mu}}{dt} < U'_{\text{вых}},$$

где $i_{\mu} = i_{\text{к}}$.

Поскольку, как видно из схемы на рис. 1в,

$$(L + L_{\mu}) \frac{di_{\text{к}}}{dt} = U_{\text{вх}} - u_{\text{Cк}} - r i_{\text{к}},$$

при $r = 0$

$$L_{\mu} \frac{di_{\text{к}}}{dt} = \frac{k_L}{1 + k_L} (U_{\text{вх}} - u_{\text{Cк}}).$$

Следовательно, для существования интервала типа O необходимо выполнения условия

$$-U'_{\text{вых}} < \frac{k_L}{1 + k_L} (U_{\text{вх}} - u_{\text{Cк}}) < U'_{\text{вых}}, \quad (35)$$

где правое неравенство, соответствующее положительной производной $di_{\text{к}}/dt$, необходимо проверять в начале интервала типа O, и оно принимает вид

$$\frac{k_L}{1 + k_L} [U_{\text{вх}} - u_{\text{Cк}}(t_1)] < U'_{\text{вых}},$$

Тогда в установившемся режиме с учетом формулы (26) для $u_{\text{Cк}}(t_1)_{\text{уст}}$ и формул (27) необходимо выполнение условия

$$\begin{aligned} \bar{U}_{\text{вых}} > \bar{U}_{\text{вых.гр2}} &= \frac{1 + \gamma_2}{\frac{k_L}{1 + k_L} + \delta_2} = \\ &= \frac{2(c_1 + c_2)}{\frac{D}{k_L} + 1 + c_1 c_2 + c_1 + c_2 - \frac{s_1 s_2}{\sqrt{1 + k_L}}}. \end{aligned} \quad (36)$$

В частности, при $\omega_0 t_1 = \pi, s_1 = 0, c_1 = -1, D = 2(1 - c_2)$ из (36) получим

$$\bar{U}_{\text{вых.гр2}} = \frac{2(c_2 - 1)k_L}{2(1 - c_2)} = -k_L,$$

и условие (36) выполняется.

При $\omega_0 t_1 = 0, s_1 = 0, c_1 = 1, D = 2(c_2 + 1)$ получим

$$\bar{U}_{\text{вых.гр2}} = \frac{2(1 + c_2)k_L}{2(1 + c_2) \left(\frac{1}{k_L} + 1 \right)} = \frac{k_L}{1 + k_L},$$

и условие (36) при малых $\bar{U}_{\text{вых}}$ может нарушаться, также, как при $0 < \omega_0 t_1 < \pi$.

Левое неравенство (35), соответствующее отрицательной производной $di_{\text{к}}/dt$, необходимо проверять в конце интервала типа O, поэтому оно принимает вид

$$\frac{k_L}{1 + k_L} [U_{\text{вх}} - u_{\text{Cк}}(t_1 + t_2)] > -U'_{\text{вых}}.$$

В частности, в установившемся режиме типа PO $u_{\text{Cк}}(t_1 + t_2) = -u_{\text{Cк}}(0)$ и получаем условие

$$\frac{k_L}{1 + k_L} [U_{\text{вх}} + u_{\text{Cк}}(0)] > -U'_{\text{вых}}. \quad (37)$$

а с учетом формулы (20) для $u_{Ck}(0)_{уст}$ и формул (22) для α_2 и β_2

$$\bar{U}_{вых} > \bar{U}_{вых.гр3} = -\frac{1-\alpha_2}{\frac{1+k_L}{k_L} + \beta_2} = -\frac{D(1-\alpha_2)}{\frac{D}{k_L} + D(1+\beta_2)}, \quad (38)$$

где с учетом (22) и (18)

$$D(1-\alpha_2) = D\left(\frac{\rho_1}{\rho} - \frac{\rho}{\rho_1}\right) s_1 s_2 = 2(1+c_1 c_2 - \sqrt{1+k_L} s_1 s_2).$$

В частности, при $\omega_0 t_1 = \pi$, $s_1 = 0$, $c_1 = -1$, $D = 2(1 - c_2)$, $= -k_L$, тогда условие (37) выполняется. При $\omega_0 t_1 = 0$, $s_1 = 0$, $c_1 = 1$, $D = 1 + c_2$, получим $\bar{U}_{вых.гр3} = -k_L/(1 + k_L)$ и условие (38) также выполняется.

При промежуточных значениях $0 < \omega_0 t_1 < \pi$ условия (34), (35), (37) могут нарушаться.

Сравнивая выражения для граничных значений напряжения $\bar{U}_{вых}$, замечаем, что их знаменатели одинаковы, обозначим его через $F(\omega_0 t_1, k_L, \bar{f})$ поскольку величины s_1 , c_1 зависят только от $\omega_0 t_1$, а величины $s_2 = \sin \omega_1(T_n - t_1)$, $c_2 = \cos \omega_1(T_n - t_1)$ — как от $\omega_0 t_1$, так и от k_L и \bar{f} , поскольку

$$\omega_1 = \frac{\omega_0}{\sqrt{1+k_L}}, \quad \omega_0 T_n = \frac{\pi}{\bar{f}}.$$

Тогда

$$F_1(\omega_0 t_1, k_L, \bar{f}) = \frac{D}{k_L} + D(1+\beta_2).$$

После преобразований с учетом (18) и (29) получим

$$F_1(\omega_0 t_1, k_L, \bar{f}) = \frac{2}{k_L} (1+c_1 c_2 - \sqrt{1+k_L} s_1 s_2) + 1 + c_1 c_2 + c_1 + c_2. \quad (39)$$

Таким образом, получены условия существования режима типа РО в ППН LCC и формулы для граничных значений выходного напряжения

$$\begin{aligned} \bar{U}_{вых} < \bar{U}_{вых.гр1} &= \frac{2\left(1+c_1 c_2 - \frac{s_1 s_2}{\sqrt{1+k_L}}\right)}{F_1(\omega_0 t_1, k_L, \bar{f})}, \\ \bar{U}_{вых} > \bar{U}_{вых.гр2} &= \frac{2(c_1 + c_2)}{F_1(\omega_0 t_1, k_L, \bar{f})}, \\ \bar{U}_{вых} > \bar{U}_{вых.гр3} &= -\frac{2(1+c_1 c_2 - \sqrt{1+k_L} s_1 s_2)}{F_1(\omega_0 t_1, k_L, \bar{f})}. \end{aligned} \quad (40)$$

На рис. 4 представлены расчетные границы режима типа РО при $k_L = 6$, $\bar{f} = 0,6$, построенные по формулам (40), а также графики зависимости $\bar{U}_{вых}$ от $\omega_0 t_1$ для установившегося режима, построенные по формуле (30). Допустимые для режима РО значения $\bar{U}_{вых}$ предполагаются со стороны штриховок, для сохранения

режима РО одновременно должны выполняться все три ограничения. Как видно, на интервале $2,8 < \omega_0 t_1 < 3,55$ преобладает первое ограничение, остальные ограничения автоматически соблюдаются; при $\omega_0 t_1 \approx 2,8$ режим типа РО невозможен, поскольку не выполняется третье ограничение. При $\omega_0 t_1 \approx 2,8$ знаменатель в (40) обращается в нуль и все граничные значения $\bar{U}_{вых.гр.i} \rightarrow \infty$ ($i = 1, 2, 3$). Становится понятным, почему, например, в статье [5] рассматривается только случай $\omega_0 t_1 \approx \pi$.

Расчетные временные диаграммы, представленные на рис. 3б, подтверждают, что при приближении слева к точке $\omega_0 t_1 \approx 3,55$ пересечения кривых $\bar{U}_{вых} = f_1(\omega_0 t_1)$ и $\bar{U}_{вых.гр1} = f_2(\omega_0 t_1)$ производные $(di_k / dt)_{t=t_1} = 0$ и $(di_u / dt)_{t=t_1} = 0$ выравниваются.

Поведение граничных кривых левее графиков на рис. 4 требует дополнительного анализа. Еще одна граница РПТ типа РО связана с возможностью перехода в режиме непрерывного тока при $t_2 = 0$, $t_1 = T_n$. Для определения этой границы в формуле (30) положим $\omega_0 t_1 = T_n$, тогда $\omega_0 t_2 = 0$, $s_2 = 0$, $c_2 = 1$, согласно (29) $\rho D \beta_1 = 2s_1$; по формуле (18) $D = 2(1 + c_1)$, по формуле (30) получим

$$\bar{U}_{выч.гр.4} = \frac{s_1}{s_1 + \frac{\pi(1+c_1)}{k_L \bar{f}}},$$

где учтено выражение $\omega_0 T_n = \pi/\bar{f}$, $s_1 = \sin \omega_0 T_n$, $c_1 = \cos \omega_0 T_n$.

Расчет внешних (нагрузочных) характеристик по формулам (31) и (32) имеет смысл проводить только при тех значениях $\omega_0 t_1$, при которых соблюдаются все

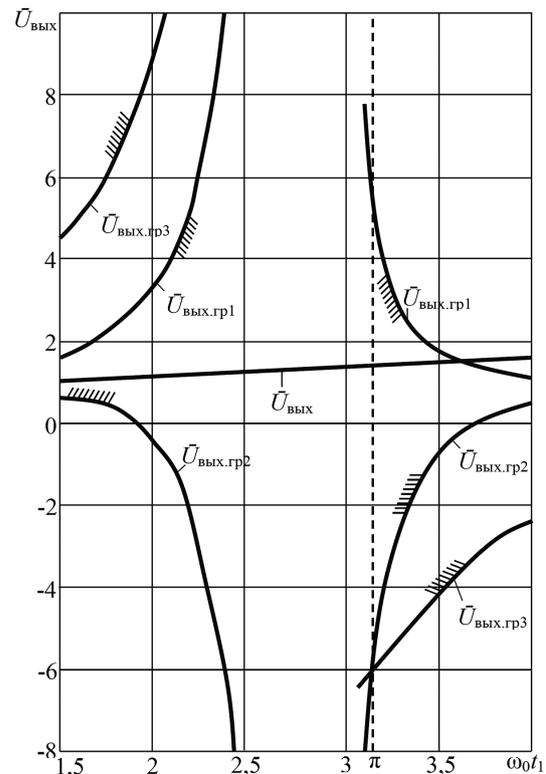


Рис. 4. Графики для граничных значений выходного напряжения

рассмотренные ограничения.

Таким образом, в предлагаемой статье обоснованы основные расчетные соотношения, позволяющие проводить анализ и расчет характеристик ППН типа *LLC* в режиме *PO* при $r = 0$. Анализ показывает высокую чувствительность ППН типа *LLC* к изменениям длительности состояния (интервала) типа *P*.

Литература

1. *Abhishek Awasthi, Amit Kumar, Snehal Bagawade, Praveen Jain*. An Exact Time Domain Analysis of DCM Boost Mode LLC Resonant Converter for PV applications, 2018. – IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society.
2. *Xiang Fang, Haibing Hu, Z. John She, Issa Batarseh*. Operation Mode Analysis and Peak Gain Approximation of the LLC Resonant Converter. – IEEE Transactions on Power Electronics vol. 27, № 4, pp. 1985–1995, April 2012.
3. *Ettore Scabeni Glitz, Martin Ordonez*. MOSFET Power Loss Estimation in LLC Resonant Converters: Time Interval Analysis. – IEEE Transactions on Power Electronics vol. 34, No. 12, Dec. 2019, pp. 11964–11980.
4. *Amit Kumar, Abhishek Awasthi, Omid Salari, Snehal Bagawade, P. Jain*. A Novel Time Domain Analysis of the LLC-L Resonant Converter for the Use of the CLL and LLC Resonant Converter. – IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2019, pp. 3453–3460.
5. *Navid Shafiei, Mohammad Ali Saket, Martin Ordonez*. Time domain analysis of LLC resonant converters in the boost mode for battery charger applications. – IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2017.
6. *Abhishek Awasthi, Snehal Bagawade, Amit Kumar, Praveen Jain*. Time-Domain Analysis of APWM-Frequency Modulated Low-Q LLC Resonant Converter for Wide Input and Load Range Applications. – IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) 2019, pp.1334-1340.
7. *Yuqi Wei, Quanming Luo, Zhiqing Wang, Alan Mantooth, Xingchen Zhao*. Comparison between Different Analysis Methodologies for LLC Resonant Converter. – IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2019, pp.4429–4434.
8. *Белов Г. А., Серебрянников А. В., Павлова А. А.* Расчет и моделирование переходных процессов в резонансном преобразователе с простым последовательным колебательным контуром. – Практическая силовая электроника, 2020, №2 (78), С. 9–16.
9. *Бронштейн И. Н., Семендяев К. А.* Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. – М.: Наука; 1967, 608 с.

Белов Геннадий Александрович, д. т. н., профессор, заведующий кафедрой промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова, тел.: +7 (960) 301-09-21.

А. В. Лукин, А. А. Малышев

ИССЛЕДОВАНИЕ ОДНОФАЗНОГО ПОВЫШАЮЩЕГО КОРРЕКТОРА КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ С МЕТАЛЛОПЛЕНОЧНЫМ НАКОПИТЕЛЬНЫМ КОНДЕНСАТОРОМ УМЕНЬШЕННОЙ ЕМКОСТИ

A. V. Lukin, A. A. Malyshev

В статье рассмотрены вопросы минимизации емкости накопительного конденсатора ККМ в двухкаскадных источниках питания светодиодов для замены в них алюминиевых электролитических конденсаторов металлопленочными с целью повышения надежности и срока службы при сохранении конкурентоспособной стоимости.

Ключевые слова: корректор коэффициента мощности, источник питания светодиодов, накопительный конденсатор, емкость накопительного конденсатора, металлопленочный накопительный конденсатор, пульсации выходного напряжения.

Studying a Single-Phase Power Factor Corrector with Metal-Film Storage Capacitor of Reduced Capacitance

The article considers the issues of capacitance minimization of the power factor corrector (PFC) storage capacitor in the two-stage LED power supplies to replace in them aluminum electrolytic capacitors with metal-film ones to enhance their reliability and service life while maintaining a competitive cost.

Key words: power factor corrector, LED power source, storage capacitor, storage capacitor capacitance, metal-film storage capacitor, output voltage ripples.

На сегодняшний день источник питания (светодиодный драйвер) является самым ненадежным узлом светодиодного светильника и часто его срок службы меньше срока службы самих светодиодов. Одной из причин низкой надежности является применение в схеме светодиодного драйвера алюминиевых электролитических конденсаторов — недорогих, но принципиально ненадежных элементов любой электронной схемы, на сегодняшний день не имеющих прямой альтернативы. Помимо их непрерывной деградации со временем (как при работе, так и при хранении), при отрицательных температурах окружающей среды, свойственных значительной части территории России, их электрические параметры сильно ухудшаются, что также приводит к резкому снижению их срока службы и внезапным отказам. В условиях крайнего Севера такие конденсаторы и вовсе неработоспособны. В светодиодных драйверах, питаемых от однофазной сети переменного тока, основные трудности по исключению из схемы электролитических конденсаторов возникают в силовом контуре и касаются накопительных конденсаторов, фильтрующих НЧ-пульсации с удвоенной частотой сети.

В настоящее время наиболее подходящей альтернативой алюминиевым электролитическим конденсаторам в сетевых источниках питания являются металлопленочные конденсаторы. Но они значительно уступают электролитическим по удельной емкости ($\text{мкФ}/\text{дм}^3$) и удельной стоимости ($\text{мкФ}/\text{руб.}$). Для создания конкурентоспособного изделия с высокими массогабаритными показателями необходима разработка методики минимизации емкости без ухудшения надежности и эксплуатационных характеристик.

При проектировании традиционных источников питания с алюминиевыми электролитическими накопительными конденсаторами их емкость и размер выбираются в основном из соображений удовлетворения двух требований: недопустимость превышения максимального тока пульсаций и обеспечение требуемого “времени удержания” нагрузки (см. ГОСТ IEC 61204). Поскольку пленочные конденсаторы допускают значительно большие токи пульсаций, чем электролитические, этот параметр уже не является определяющим при выборе размера конденсатора. А время удержания для светотехнических применений не существенно. В большинстве случаев кратковременное единичное мигание светильника из-за провала сетевого напряжения является допустимым, а иногда — незаметным из-за инерционности человеческого глаза.

Таким образом, емкость накопительного пленочного конденсатора может быть уменьшена до значительных, необходимых лишь для устойчивой фильтрации низкочастотных пульсаций с удвоенной частотой сети.

В показано [1], что существуют два пути уменьшения емкости накопительного конденсатора:

1) *увеличение напряжения* — приводит к увеличению напряжений на коммутирующих полупроводниковых приборах преобразователя;

2) *увеличение размаха пульсаций* — требует увеличения среднего значения выходного напряжения ККМ для обеспечения его нормальной работы на верхней границе диапазона входного напряжения сети. В конечном итоге, это также приводит к увеличению напряжений на полупроводниковых приборах.

Таким образом, задача сводится к поиску такого минимального значения емкости, которое позволяет создать серийное изделие с экономически оправданной ценой на

основе стандартной для данного класса устройств элементной базы. В качестве стандартной элементной базы примем МОП-транзисторы с допустимым напряжением сток-исток $U_{си.макс} = 800$ В и диоды с допустимым обратным напряжением $U_{обр.макс} \leq 800 \dots 1000$ В.

Определим соотношения, связывающие мощность светодиодного драйвера, емкость накопительного конденсатора, среднее выходное напряжение ККМ и размах его пульсаций. Для этого рассмотрим установившийся режим работы.

Напряжение сети и потребляемый нагрузкой ток описываются функциями:

$$\begin{aligned} u_{вх}(t) &= U_{вх,m} \sin(\omega t); \\ i_{вх}(t) &= I_{вх,m} \sin(\omega t + \varphi), \end{aligned} \quad (1)$$

где $U_{вх,m}, I_{вх,m}$ – амплитуды напряжения и тока, $\omega = 2\pi f$ – циклическая частота сетевого напряжения (рад/с), f – его частота в Гц, φ – фазовый сдвиг между током и напряжением (можно принять $\varphi = 0$ при коэффициенте мощности $\lambda \rightarrow 1$).

Тогда с учетом того, что $U_m = \sqrt{2} U, I_m = \sqrt{2} I$, мгновенная потребляемая от сети мощность будет описываться функцией:

$$p_{вх}(t) = u(t) \cdot i(t) = P_{вх,m} \cdot \sin^2(\omega t) = 2P_{вх} \cdot \sin^2(\omega t),$$

где $P_{вх,m}$ – пиковая, а $P_{вх}$ – действующая потребляемая мощность.

В соответствии с законом сохранения энергии в установившемся режиме в каждый момент времени t соблюдается баланс мощностей:

$$P_{вх}(t) = P_{вых} + P_{пот} + p_c(t),$$

где $P_{вых}$ – мощность нагрузки светодиодного драйвера (исходя из требований по низким пульсациям светового потока $P_{вых} = \text{const}$), $P_{пот}$ – потери в схеме драйвера, $p_c(t)$ – мгновенная мощность, запасаемая или отдаваемая накопительным конденсатором.

За период T выпрямленного сетевого напряжения (полупериод сети) выполняются следующие равенства:

$$\begin{cases} \int_0^T p_c(t) dt = 0; \\ P_{пот} = P_{вх} - P_{вых}, \quad t \in 0 \dots T \\ P_{вх} = \frac{P_{вых}}{\eta}. \end{cases}$$

Выразим $p_c(t)$ через приращение энергии $dW_c(t)/dt$:

$$p_{вх}(t) = P_{вх} + \frac{dW_c}{dt}.$$

Откуда после подстановок и преобразований получим дифференциальное уравнение с разделенными переменными, описывающее изменение энергии накопительного конденсатора в установившемся режиме:

$$dW_c(t) = \frac{P_{вых}}{\eta} [2\sin^2(\omega t) - 1] dt.$$

После его решения и подстановки начальных условий, а также введя обозначение фазового угла сетевого напряжения $\Theta = \omega t$, получим функцию, описывающую выходное напряжение ККМ:

$$u(t) = \sqrt{U_{ККМ0}^2 - \frac{P_{вых}}{2\pi f C \eta} \sin(2\theta)}, \quad (2)$$

где $U_{ККМ0}$ – среднее значение (постоянная составляющая) выходного напряжения ККМ, f – частота напряжения сети.

На рис. 1 приведена осциллограмма реального входного и выходного напряжений в ККМ светодиодного драйвера мощностью 60 Вт (толстые серые линии), наложенная на соответствующие им графики функций, построенные на основе аналитических выражений (1) и (2). Как видно из рис.1, аналитические расчеты точно согласуются с экспериментальными данными.

Как видно из (2), низкочастотные пульсации выходного напряжения ККМ имеют вид периодической функции с удвоенной частотой сети. Напряжение достигает пикового значения при фазовом угле сетевого напряжения $\theta = 3\pi/4$ и минимума при $\theta = \pi/4$. Амплитуда пульсаций напряжения на выходе ККМ:

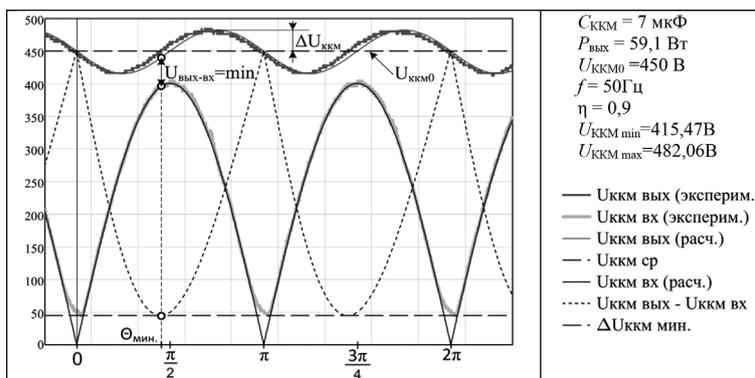


Рис. 1. Напряжения на входе и выходе ККМ с пленочным накопительным конденсатором (расчетные и экспериментальные данные)

$$\begin{aligned} \Delta U_{\text{ККМ}} &= U_{\text{ККМmax}} - U_{\text{ККМ0}} = \\ &= \sqrt{U_{\text{ККМ0}}^2 + \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{2\pi f \eta C \eta}} - U_{\text{ККМ0}}. \end{aligned} \quad (3)$$

Из (3) путем математических преобразований можно получить выражение для вычисления емкости накопительного конденсатора:

$$C = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{2\pi f \eta \cdot \Delta U_{\text{ККМ}} (\Delta U_{\text{ККМ}} + 2\Delta U_{\text{ККМ0}})}. \quad (4)$$

Интересно, что в [4 (14)] предлагается другая формула для вычисления емкости конденсатора ККМ, дающая несколько иной результат. Однако, если на выходе ККМ используется электролитический конденсатор большой емкости, то можно считать, что $\Delta U_{\text{ККМ}} \ll U_{\text{ККМ0}}$. Тогда, из [4] получим выражение для ККМ с конденсатором высокой емкости на выходе при $\Delta U_{\text{ККМ}} \ll U_0$:

$$C \approx \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{2\pi f \eta \cdot \Delta U_{\text{ККМ}} \cdot U_{\text{ККМ0}}}. \quad (5)$$

Это выражение дает приемлемый результат при расчете емкости электролитического конденсатора “традиционного” ККМ. Для расчета ККМ с пленочными конденсаторами уменьшенной емкости необходимо пользоваться формулой (4). Это позволит оптимально выбрать пленочный конденсатор согласно уровню мощности разрабатываемого светодиодного драйвера и исключить ошибки в дальнейших расчетах режима работы ККМ и второго каскада.

Для оценки влияния емкости накопительного конденсатора на пульсации выходного напряжения ККМ удобно пользоваться ее удельным значением, выраженным в мкФ на 1 Вт выходной мощности источника питания. Введем коэффициент:

$$K_{C/P} = \frac{C \cdot 10^{-6}}{P_{\text{ВЫХ}}}, \text{ [мкФ/Вт]},$$

Тогда (3) примет вид:

$$\Delta U_{\text{ККМ}} = \sqrt{U_{\text{ККМ0}}^2 + \frac{10^6}{2\pi f \eta K_{C/P}}} - U_{\text{ККМ0}}. \quad (6)$$

На рис. 2 показаны графики функций $\Delta U_{\text{ККМ}}(K_{C/P})$ и $\Delta U_{\text{ККМ}}(U_{\text{ККМ0}})$.

В результате анализа этих функций установлено:

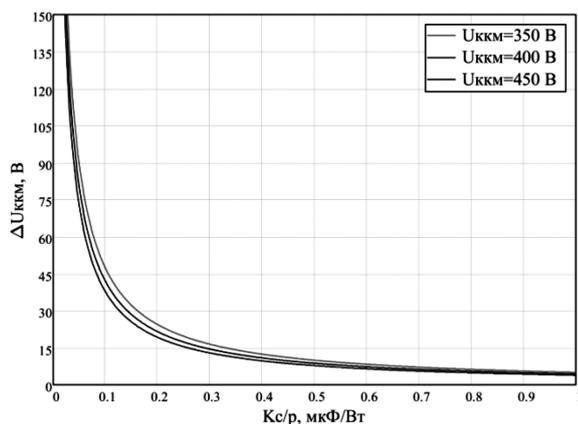
1) Скорость роста функции $\Delta U_{\text{ККМ}}(K_{C/P})$ резко увеличивается при уменьшении емкости менее 0,08...0,1 мкФ/Вт. Это значение можно считать критическим. В общем случае рекомендуемая минимальная емкость – 0,1 мкФ/Вт. Для ККМ с фиксированным выходным напряжением (используемом совместно с прямоходовыми топологиями второго каскада) значение может быть еще немного уменьшено до 0,05 ... 0,08 мкФ/Вт.

2) При $K_{C/P} > 0,3$ мкФ/Вт амплитуда пульсаций снижается незначительно и не превышает 3,6%, т. е. режим работы ККМ близок к режиму традиционной схемы с электролитическими конденсаторами.

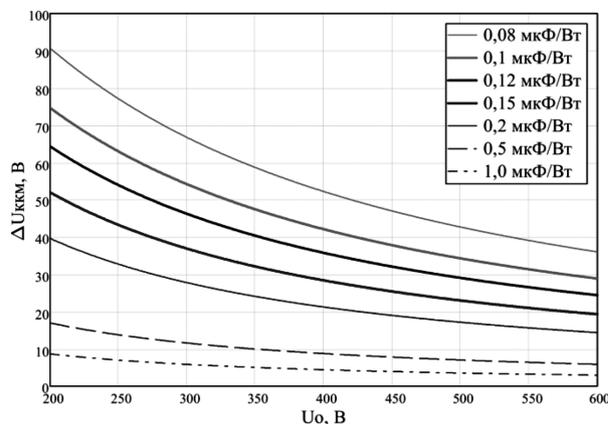
3) На амплитуду пульсаций выходного напряжения ККМ его среднее значение влияет гораздо в меньшей степени, чем емкость конденсатора. Увеличение выходного напряжения свыше 450 ... 500 В не имеет смысла.

4) При пониженном выходном напряжении ККМ пульсации значительно возрастают. Это важно при проектировании изделий для низковольтных сетей, а также при работе ККМ в режиме стабилизации разности между входным и выходным напряжением (“Follower Boost”) [3]. В последнем случае, как будет показано далее, лучшим решением является увеличение уставки $U_{\text{ВЫХ-ВХ}}$ по мере снижения выходного напряжения.

Поскольку большинство светодиодных драйверов относится к относительно маломощным импульсным источникам питания (мощность обычно не превышает 200 Вт), их ККМ, как правило, проектируется для работы в режиме, граничном между режимом непрерывного и прерывистого тока дросселя с фиксирован-



а



б

Рис. 2. Графики функций $\Delta U_{\text{ККМ}}(K_{C/P})$ (а) и $\Delta U_{\text{ККМ}}(U_{\text{ККМ0}})$ (б)

ным временем открытого состояния ключа в течение полупериода сетевого напряжения [5]. Причем часто используется ограничение максимальной частоты переключения (*Frequency Clamped Critical Conduction Mode (FCCrM) PFC*), в результате чего ККМ частично работает в режиме прерывистого тока дросселя.

Как показано в [4 (21)], частота преобразования ККМ, работающего в режиме с постоянным временем открытого состояния ключа, описывается функцией:

$$f_{\text{ККМ}}(U_{\text{вх}}, \theta) = \frac{1}{2L \cdot P_{\text{вх}}} \cdot \frac{U_{\text{вх}}^2 \cdot [u_{\text{ККМ}}(\theta) - u_{\text{вх}}(\theta)]}{u_{\text{ККМ}}(\theta)} = \frac{U_{\text{вх}}^2}{2L \cdot P_{\text{вх}}} \cdot \left[1 - \frac{u_{\text{вх}}(\theta)}{u_{\text{ККМ}}(\theta)} \right], \quad (7)$$

откуда индуктивность дросселя ККМ [4 (22), (23)]:

$$L = \min \left\{ \frac{U_{\text{вх, мин}}^2 \cdot [u_{\text{ККМ}}(\theta_{\text{мин}}) - u_{\text{вх}}(\theta_{\text{мин}})]}{2f_{\text{ККМ, мин}} \cdot P_{\text{вх}} \cdot u_{\text{ККМ}}(\theta_{\text{мин}})}, \frac{U_{\text{вх, макс}}^2 \cdot [u_{\text{ККМ}}(\theta_{\text{мин}}) - u_{\text{вх}}(\theta_{\text{мин}})]}{2f_{\text{ККМ, мин}} \cdot P_{\text{вх}} \cdot u_{\text{ККМ}}(\theta_{\text{мин}})} \right\}. \quad (8)$$

Из (7) видно, что $f_{\text{ККМ}}(U_{\text{вх}}, \theta) \rightarrow \min$ при $(u_{\text{вх}}(\theta)/u_{\text{ККМ}}(\theta)) \rightarrow 1$, т. е. при $u_{\text{вх}}(\theta) \rightarrow u_{\text{ККМ}}(\theta)$, или, что тоже самое, $u_{\text{ККМ}}(\theta) - u_{\text{вх}}(\theta) \rightarrow \min$. Максимум частоты наблюдается в моменты перехода сетевого напряжения через ноль.

Для традиционного ККМ с электролитическим накопительным конденсатором, где $\Delta U_{\text{ККМ}} \ll U_{\text{ККМ}}$, это выражение действительно упрощается до (21), приведенного в [4]:

$$f(U_{\text{вх}}, \theta) = \frac{1}{2L \cdot P_{\text{вх}}} \cdot \frac{U_{\text{вх}}^2 \cdot [U_{\text{ККМ}} - u_{\text{вх}}(\theta)]}{U_{\text{ККМ}}}.$$

а абсолютный минимум функции достигается на максимумах входного напряжения (при $\theta = \pi/2$) и работе на верхней границе диапазона $U_{\text{вх}}$.

Для ККМ с пленочными накопительными конденсаторами пренебрегать пульсациями выходного напряжения $\Delta U_{\text{ККМ}}$ уже нельзя. Минимальная частота преобразования достигается при $\theta \leq \pi/2$ при минимуме функции:

$$u_{\text{вых-вх}}(\theta) = u_{\text{ККМ}}(\theta) - u_{\text{вх}}(\theta) = \sqrt{U_{\text{ККМ0}}^2 - \frac{P_{\text{ввых}}}{2\pi f C \eta} \sin(2\theta)} - U_{\text{вх, м}} |\sin \theta|. \quad (9)$$

Аналитический поиск минимума этой функции сложен и приводит к необходимости решения полного уравнения восьмой степени. Для практических расчетов целесообразно использовать решение численными методами путем поиска минимума $u_{\text{вых-вх, мин}}$ на интер-

вале $\theta \in (\pi/4; \pi/2]$.

На практике обычно $u_{\text{вых-вх, мин}}$ задается исходя из выбора минимальной частоты преобразования. $U_{\text{вх, макс}}$ определяется верхней границей диапазона входных напряжений. Неизвестной же величиной является минимально необходимое среднее выходное напряжение ККМ $U_{\text{ККМ0}}$ при выбранной емкости $C_{\text{ККМ}}$:

$$U_{\text{ККМ0}} = \sqrt{\left(u_{\text{вых-вх, мин}} |_{\theta_{\text{мин}}} + U_{\text{вх, м}} |\sin \theta_{\text{мин}}| \right)^2 + \frac{P_{\text{ввых}} \sin(2\theta_{\text{мин}})}{2\pi f C \eta}}. \quad (10)$$

Для примера на рис. 3 приведено семейство зависимостей $U_{\text{ККМ0}}(U_{\text{вх}})$ для различных емкостей накопительного конденсатора при фиксированной минимальной разности между выходным и входным напряжением $U_{\text{вых-вх, мин}} = 30 \text{ В}$.

Эти графики можно использовать при разработке ККМ с режимом “*Follower Boost*” для определения коэффициента наклона характеристики, описывающей изменение выходного напряжения ККМ при изменении напряжения сети.

Заключение

В статье рассмотрены проблемы, возникающие при замене электролитических конденсаторов металлопленочными уменьшенной емкости.

Проанализировано влияние емкости накопительного конденсатора на режим работы ККМ и преобразователя. Выявлены предельные значения удельной емкости. Даны рекомендации по выбору значения

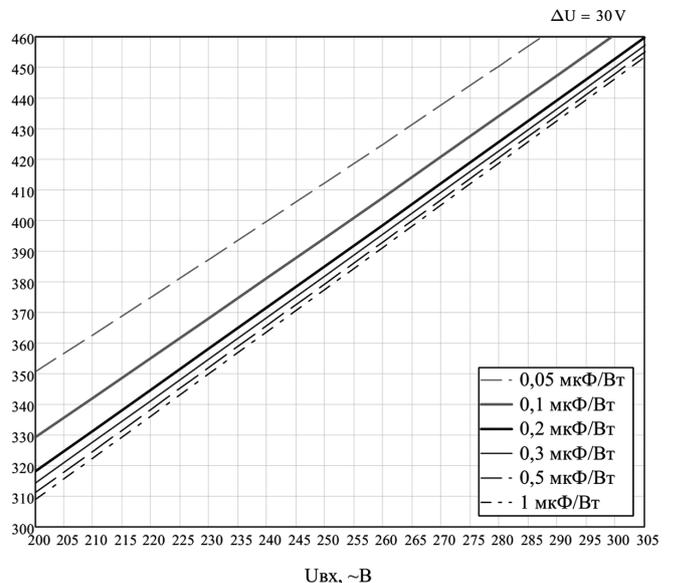


Рис. 3. Семейство зависимостей $U_{\text{ККМ0}}(U_{\text{вх}})$ при $U_{\text{вых-вх, мин}} = 30 \text{ В}$

удельной емкости для различных режимов работы ККМ и типов преобразователей во втором каскаде.

Литература

1. *Малышев А. А.* Выбор схемотехники светодиодного драйвера для различных областей применения. – Полупроводниковая светотехника. 2021. № 4. С. 22–28.
2. *Малышев А. А.* Разработка источников питания для светодиодов с учетом требований по устойчивости к высоковольтным импульсным помехам. – Полупроводниковая светотехника. 2020. № 1. С. 21–29.
3. *Isaac Cohen, Bing Lu.* High Power Factor and High Efficiency – You Can Have Both. https://www.ti.com/download/trng/docs/seminar/Topic_1_Cohen_Lu.pdf
4. How to design a transition-mode PFC pre-regulator with the L6563S and L6563H. AN3027. Application note. ST microelectronics, February, 2011. Rev 4.
5. Power Factor Correction (PFC) Handbook. Choosing the Right Power Factor Controller Solution. – HBD853/D. ON Semiconductor, Rev. 5, Apr - 2014.

Малышев Алексей Александрович, главный инженер отдела разработки и проектирования, ООО “ММП-Ирбис”, тел.: +7 (985) 338-93-63, e-mail: aleksey_m@mmp-irbis.ru.

И. А. Баховцев

ПРИМЕНЕНИЕ ПРИНЦИПА ДУАЛЬНОСТИ К АВТОНОМНЫМ ИНВЕРТОРАМ ТОКА С ШИМ

I. A. Bakhovtsev

Duality Principle Application to PWM Current Source Inverters

В статье представлено практическое использование принципа дуальности в силовой электронике. Показано, как выведенные соотношения для входных и выходных переменных автономного инвертора напряжения применить к автономному инвертору тока. Важным моментом при этом является определение параметров эквивалентной нагрузки инвертора тока. В приложении приведены примеры расчета некоторых дуальных переменных трехфазного инвертора напряжения и тока.

Ключевые слова: автономный инвертор напряжения, автономный инвертор тока, принцип дуальности, широтно-импульсная модуляция.

The article presents the practical application of the duality principle in power electronics. It shows how the inferred relations for the input and output variables of voltage source inverter may be applied to a current source inverter. An important point in this case is determining the equivalent load parameters. The appendix provides examples of calculating some dual variables of a three-phase both voltage and current source inverters.

Key words: voltage source inverter, current source inverter, duality principle, pulse-width modulation.

Сформулированная еще в рамках классической теории электрических цепей [1], дуальность известна и в силовой электронике (СЭ), в частности, применительно к автономным инверторам напряжения (АИН) и тока (АИТ) [2, 3]. Дуальность, во-первых, дает методике синтеза электрической цепи, которая дуальна исходной. Эта методика (дуальное преобразование) довольно хорошо проработана применительно к СЭ и широко использовалась в последнее время за рубежом при разработке новых топологий многоуровневых АИТ [3–6].

Во-вторых, если топологии схем, например, схем АИН и АИТ, дуальны, то зависимости, характеризующие дуальные электрические величины в инверторах, совпадают по форме. При этом для перехода от одной схемы к другой достаточно произвести замену токов на напряжения и наоборот.

Однако дуальное преобразование может применяться только к планарным схемам, которые могут быть нарисованы на плоскости без пересечения линий, если они не соединяются. Из классических схем автономных инверторов (АИ) только *двухфазные*¹ двухуровневые топологии, строго говоря, являются дуальными, а трехфазные, четырехфазные и т. д. к таковым уже не относятся. Синтез топологий АИТ, дуальных классическим двухуровневым АИН, рассмотрен в [4]. Полученные конфигурации схем (их не одна, а две) существенно отличаются от классической схемы трехфазного инвертора тока.

В то же время имеющиеся сведения о двухуровневых инверторах тока и напряжения показывают, что их входные и выходные переменные в рамках одной топологии (числа фаз), являются дуальными [2]. Эти переменные представлены в табл. 1. В ней приняты

следующие обозначения: E_d, I_d – среднее значение соответственно напряжения и тока в звене постоянного тока АИ, e_d, i_d – мгновенные значения соответственно напряжения и тока в звене постоянного тока АИ, переменные u и i с соответствующими индексами обозначают мгновенные значения напряжения и тока нагрузки. Индекс “ j ” в переменных означает кольцевую последовательность обозначений фаз A, B, C ; а индекс “ $j(j+1)$ ” означает, что соответствующая электрическая переменная относится к нагрузке, соединенной в треугольник.

Таблица 1. Дуальные электрические величины многофазных инверторов

	АИН	АИТ
Вход	E_d	I_d
	i_d	e_d
Выход	$u_{j(j+1)}$	i_j
	u_j	$i_{j(j+1)}$
	i_j	$u_{j(j+1)}$

На этом дуальность многофазных АИН и АИТ заканчивается. В [7–9] показано, что у классических многофазных АИН и АИТ ключи и импульсы управления ими, которые являются компонентами вентиляного комплекта, не являются дуальными. В этой связи в зарубежной литературе классические топологии АИН и АИТ еще называют квазидуальными.

Исходя из выше сказанного, был сделан следующий вывод [10]. В силу присущих им свойств, АИН и АИТ в обобщенном виде можно представить в виде черного ящика (см. рис. 1), у которого имеется два входных и два выходных сигнала. Один из входных параметров задается выходной величиной (А) источника энергии постоянного тока (ИП), а второй определяется одноименным выходным параметром и работой вентиляционного комплекта (т. е. его коммутационной функцией – $\Psi_{ВК}$).

¹ Под двухфазными в статье понимаются инверторы, состоящие из двух стоек ключей (двух фаз преобразователя). Как показано в [9] данное название (в отличие от традиционного – однофазный мостовой преобразователь), полностью подходит под обобщенное понятие “многофазный” преобразователь.

Один из выходных параметров задается источником и также работой вентильного комплекта, а второй параметр определяется нагрузкой. Причем это справедливо для любого способа широтно-импульсной модуляции (ШИМ) [8, 10]. На рис. 1 стрелки на терминалах АИТ показывают не направление передачи энергии, а взаимное влияние входных и выходных сигналов.

Если не вдаваться в природу источника энергии постоянного тока, то визуально формы сигналов на входе и выходе обоих типов инверторов совпадают. На рис. 2 в качестве иллюстрации к данному аспекту дуальности приведен ряд входных и выходных электрических сигналов трехфазных АИН и АИТ, управляемых способом ШИМ. Если не обращать внимания на обозначения на ординатах временных диаграммах, то визуально имеет место полное сходство между соответственно первой, второй и третьей диаграммами инвертора напряжения (см. рис. 2а) и соответствующими временными диаграммами инвертора тока (см. рис. 2б).

Таким образом, можно прийти к заключению, что АИН и АИТ можно рассматривать как единый, унифицированный класс вентильных преобразователей с однократным преобразованием электроэнергии постоянного тока в энергию переменного тока, для которых характерны однотипные способы управления и аналитические выражения, описывающие входные и выходные переменные. Существующие же различия между двумя типами АИ можно свести к работе системы управления и, соответственно, вентильного комплекта («черного ящика»), по-разному реализующей один и тот же способ управления. Такой подход значительно упрощает анализ новых дуальных топологий инверторов.

Настоящая статья посвящена демонстрации упомянутого подхода — практическому использованию принципа дуальности к классическим многофазным инверторам напряжения и тока.

Выходные дуальные электрические величины автономных инверторов

В дальнейшем анализе подразумевался учет традиционных допущений, а именно: ключи идеальные, коммутация мгновенная, источники питания — идеальные, соответственно для АИН и АИТ, источник ЭДС и источник тока, синусоидальность выходного тока АИН и выходного напряжения АИТ. Также предполагалось, что *m*-фазная нагрузка инверторов симметрична и имеет пассивный характер: последовательная *RL*-цепь для АИН, последовательная *RL*-цепь с параллельным конденсатором *C* для АИТ.

Рассмотрим **выходные** величины. В работе [10] получены обобщенные относительные выражения (они отмечены звездочкой) для параметров линейного напряжения трех-, четырех- и пятифазного (в качестве примера) двухуровневых АИН, приведенные в табл. 2. Базовой величиной для них является напряжение источника питания E_d , определяющее амплитуду импульсов линейного напряжения $u_{j(j+1)}$. Согласно табл. 1, дуальной

переменной последнему является выходной фазный ток АИТ i_j , амплитуда которого равна величине тока источника тока I_d . Подставив в данные соотношения в качестве базовой величины ток I_d , получим одноименные абсолютные значения уже параметров выходного тока АИТ, что, в частности, отражено в табл. 2 в колонке “Параметр АИН (АИТ)”. В ней указаны характеристики линейного напряжения инвертора напряжения, а в скобках — аналогичные характеристики дуального

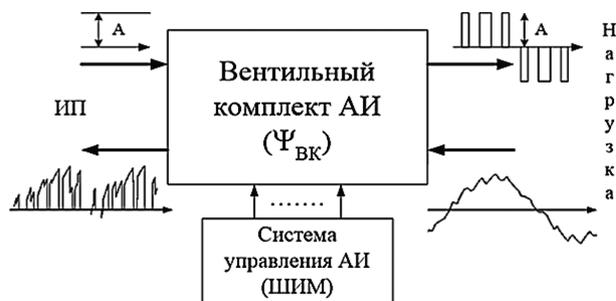


Рис. 1. Обобщенное представление АИН и АИТ на основе принципа дуальности

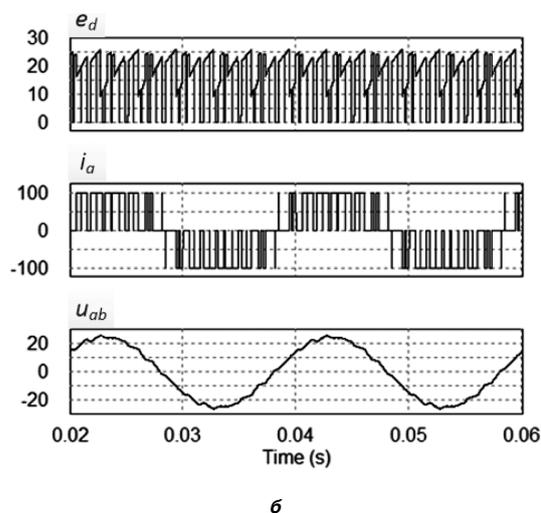
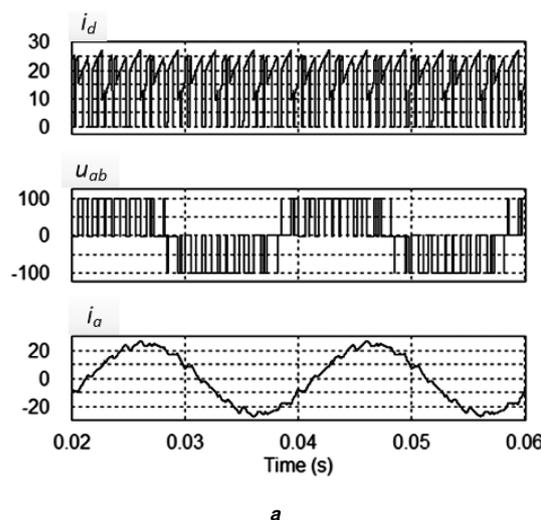


Рис. 2. Входные и выходные переменные: а – АИН, б – АИТ

Таблица 2. Соотношения для выходных дуальных величин автономных инверторов ($\Delta_m \rightarrow Y_m$)

Параметр АИН (АИТ)	Топология		
	$m = 3$	$m = 4$	$m = 5$
ΔM	0 ... 1.0 (0 ... K_m) [СШИМ (СШИМ + m^*)]		
$U_{(1)m}^* (I_{(1)m}^*)$	$\frac{\sqrt{3}M}{2}$	$\frac{\sqrt{2}M}{2}$	0,588M
$U_{(1)}^* (I_{(1)}^*)$	$\frac{\sqrt{3}M}{2\sqrt{2}}$	$\frac{M}{2}$	$\frac{0,588M}{\sqrt{2}}$
$U^* (I^*)$	$\sqrt{\frac{\sqrt{3}M}{\pi}}$	$\sqrt{\frac{\sqrt{2}M}{\pi}}$	$\sqrt{\frac{1,176M}{\pi}}$
$U_h^* (I_h^*)$	$\sqrt{M \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{3M}{8} \right)}$	$\sqrt{M \left(\frac{\sqrt{2}}{\pi} - \frac{M}{4} \right)}$	$\sqrt{M \left(\frac{1,176}{\pi} - 0,173M \right)}$
K_{Γ_OUT}	$\sqrt{\frac{8}{\sqrt{3}\pi M}} - 1$	$\sqrt{\frac{4\sqrt{2}}{\pi M}} - 1$	$\sqrt{\frac{4}{0,588\pi M}} - 1$
	$U_6 = E_d, (I_6 = I_d)$		

выходного тока инвертора тока, а именно: $U_{(1)m}^* (I_{(1)m}^*)$ – амплитуды первых гармоник, $U_{(1)}^* (I_{(1)}^*)$ – действующие значения первых гармоник, $U^* (I^*)$ – действующие значения сигналов, $U_h^* (I_h^*)$ – действующие значения высокочастотных составляющих. Коэффициент гармоник выходных дуальных величин АИ обозначен обобщенно как K_{Γ_OUT} . Базовые величины приведены в нижней строке таблицы.

Нетрудно видеть, что эти дуальные соотношения справедливы для АИН с нагрузкой, соединенной в m -угольник, и АИТ с нагрузкой, соединенной в m -лучевую звезду, что условно отражено в названии таблицы условными символами Δ_m и Y_m .

Аббревиатура “СШИМ + m^* ” в строке “ ΔM ” означает способы синусоидальной ШИМ (СШИМ) с вводом в синусоиду сигналов нулевой последовательности (СНП), основная частота которых, по номеру гармоники, соответствует числу фаз m . Как показано в [10], указанные в таблице выражения в рамках одной топологии совпадают как для СШИМ, так и для СШИМ с вводом СНП, причем как непрерывного, так и дискретного вида. Последние способы отличаются от СШИМ только рабочим диапазоном изменения глубины модуляции², при котором обеспечивается линейное регулирование первой гармоники выходной величины. Верхний предел этого диапазона для СШИМ равен $M = 1.0$, а для способов СШИМ + m^* величине K_m , которая не зависит от формы СНП, а зависит только от числа фаз m и определяется выражением [11]:

$$K_m = \frac{1}{\cos\left(\frac{\pi}{2m}\right)}. \quad (1)$$

² Под глубиной модуляции M в статье понимается параметр системы управления, равный отношению амплитуд модулирующего и опорного (несущего) сигналов.

В инверторе тока часто нагрузку соединяют не в звезду, а в соответствующий многоугольник. Для этого случая необходимо использовать другие соотношения дуальности. Согласно табл. 1 дуальными величинами являются фазное напряжение АИН при соединении нагрузки в m -лучевую звезду без нулевого провода и ток фазы нагрузки АИТ, соединенной в m -угольник.

В [9] также получены обобщенные относительные выражения для параметров фазного напряжения m -фазного двухуровневого АИН, которые, согласно дуальности, справедливы для фазного тока нагрузки АИТ, соединенной в m -угольник. Данные характеристики приведены в табл. 3. Как и в предыдущем случае, базовыми величинами являются: для АИН – напряжение E_d , а для АИТ – ток I_d (они приведены в нижней строке таблицы).

Правомерность применения соотношений из табл. 2 и табл. 3 для АИТ была подтверждена моделированием в программе *PSIM*. Отметим, что значения характеристик выходных величин АИ (при одинаковом уровне глубины модуляции) зависят от базовых величин, и если базовые величины имеют одинаковые числовые значения, то и электрические характеристики выходных величин инверторов будут иметь одинаковые значения. Относительные коэффициенты гармоник K_{Γ_OUT} , естественно, будут одинаковы при любых значениях базовых величин, так как они зависят только от глубины модуляции M .

Входные дуальные электрические величины автономных инверторов

Рассмотрим входные электрические величины автономных инверторов. В работе [10] получены

Таблица 3. Соотношения для выходных дуальных величин автономных инверторов ($Y_m \rightarrow \Delta_m$)

Параметр АИН (АИТ)	Топология		
	$m = 3$	$m = 4$	$m = 5$
ΔM	0 ... 1.0 (0 ... K_m) [СШИМ (СШИМ + m^*)]		
$U_{(1)m}^*(I_{(1)m}^*)$	$\frac{M}{2}$		
$U_{(1)}^*(I_{(1)}^*)$	$\frac{M}{2\sqrt{2}}$		
$U^*(I^*)$	$\sqrt{\frac{M}{\sqrt{3}\pi}}$	$\sqrt{\frac{(\sqrt{2}+1)M}{4\pi}}$	$\sqrt{\frac{0,615M}{\pi}}$
$U_h^*(I_h^*)$	$\sqrt{M\left(\frac{1}{\sqrt{3}\pi} - \frac{M}{8}\right)}$	$\sqrt{\frac{M}{4}\left(\frac{\sqrt{2}+1}{\pi} - \frac{M}{2}\right)}$	$\sqrt{M\left(\frac{0,615}{\pi} - \frac{M}{8}\right)}$
K_{Γ_OUT}	$\sqrt{\frac{8}{\sqrt{3}\pi M}} - 1$	$\sqrt{\frac{2(\sqrt{2}+1)}{\pi M}} - 1$	$\sqrt{\frac{4,923}{\pi M}} - 1$
	$U_6 = E_d, (I_6 = I_d)$		

обобщенные относительные выражения для параметров входного тока m -фазного двухуровневого АИН. В табл. 4 приведены указанные характеристики для входного тока трех-, четырех- и пятифазного двухуровневого инвертора напряжения. Базовой величиной в них является действующее значение фазного тока нагрузки (нагрузка – m -лучевая звезда без нулевого провода) АИН, управляемого способами ШИМ при глубине модуляции $M = 1$. При этом базовая величина определяется соотношением:

$$I_6 = I_{H|m=1} = \frac{E_d M}{2\sqrt{2} \cdot Z_H}, \quad (2)$$

где Z_H – модуль последовательной RL -цепи нагрузки.

Согласно табл. 1, дуальной величиной входному току АИН i_d является входное напряжение АИТ e_d , которое, в свою очередь, определяется линейным напряжением инвертора тока. В соответствии с этим базовой величиной для входного напряжения АИТ должно быть действующее значение его линейного напряжения, также управляемого способами ШИМ при глубине модуляции $M = 1$, т. е. нагрузка должна быть соединена в виде m -угольника, что отражено в названии таблицы условными символами Y_m и Δ_m . Выражение для базового напряжения относительных входных характеристик АИТ имеет следующий вид:

$$U_6 = \frac{I_d Z_H}{2\sqrt{2}}. \quad (3)$$

Подставив в данные соотношения в качестве базовой величины напряжение U_6 , получим одноименные абсо-

лютные ипараметры входного напряжения АИТ. Это отражено в табл. 4 в колонке “Параметр АИН (АИТ)”. В ней указан входной параметр инвертора напряжения, а в скобках – дуальный ему входной параметр инвертора тока. Обозначения, используемые в табл. 4, аналогичны обозначениям в табл. 1 – табл. 3. Исключение составляют переменные: ID^* , ED^* – действующее значение соответственно входного тока АИН и входного напряжения АИТ, дополнительный индекс “ h ” в этих переменных обозначает то же самое, но для высокочастотных составляющих. Коэффициент гармоник входных дуальных величин автономных инверторов обозначен обобщенно как K_{Γ_IN} . В нижней строке таблицы приведены базовые величины и соответствующие им схемы соединения m -фазной нагрузки.

Необходимо сделать несколько важных замечаний к использованию табл. 4. Если соотношения, приведенные в табл. 2 и табл. 3, зависят только от выходной величины источника питания и работы вентиляционного комплекта, то формулы из табл. 4 еще зависят от параметров нагрузки, включая схему ее соединения. Поэтому при работе с этими выражениями нужно учитывать следующие моменты.

1) Формулы в табл. 4 справедливы применительно к нагрузке АИН – m -лучевая звезда, а применительно к нагрузке АИТ – m -угольник. При необходимости использования других сочетаний топологий нагрузок необходимо использовать эквивалентные преобразования “ m -угольник – m -лучевая звезда”. В общем случае, эти преобразования описываются соотношением [12]:

$$Z_{mY} = \frac{Z_{m\Delta}}{4 \sin^2\left(\frac{\pi}{m}\right)}, \quad (4)$$

Таблица 4. Соотношения для входных дуальных величин автономных инверторов ($Y_m \rightarrow \Delta_m$)

Топология	Параметр АИН (АИТ)	
ΔM	0 ... 1,0 (0 ... K_m) [СШИМ (СШИМ + m^*)]	
m	$I_d^*(E_d^*)$	ID^*, ED^*
3	$\frac{3M^2}{2\sqrt{2}} \cos \varphi$	$\sqrt{\frac{\sqrt{3}M^3}{2\pi} (1 + 4 \cos^2 \varphi)}$
4	$\frac{2M^2}{\sqrt{2}} \cos \varphi$	$\sqrt{\frac{0,781M^3}{\pi} (1 + 8,243 \cos^2 \varphi)}$
5	$\frac{5M^2}{2\sqrt{2}} \cos \varphi$	$\sqrt{\frac{0,748M^3}{\pi} (1 + 13,71 \cos^2 \varphi)}$
m	$ID_h^*(ED_h^*)$	K_{Γ_IN}
3	$\sqrt{M^3 \left[\frac{\sqrt{3}}{2\pi} + \left(\frac{2\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9M}{8} \right) \cos^2 \varphi \right]}$	$\sqrt{\frac{4\sqrt{3}(tg^2 \varphi + 5)}{9\pi M} - 1}$
4	$\sqrt{2M^3 \left[\frac{0,39}{\pi} + \left(\frac{3,22}{\pi} - M \right) \cos^2 \varphi \right]}$	$\sqrt{\frac{0,391(tg^2 \varphi + 9,243)}{\pi M} - 1}$
5	$\sqrt{M^3 \left[\frac{0,748}{\pi} + \left(\frac{10,26}{\pi} - 3,125M \right) \cos^2 \varphi \right]}$	$\sqrt{\frac{0,24(tg^2 \varphi + 14,71)}{\pi M} - 1}$
	$I_{\sigma} = \frac{E_d}{2\sqrt{2} Z_h} (Y_m), \left(U_{\sigma} = \frac{I_d Z_h}{2\sqrt{2}} \right) (\Delta_m)$	

где $Z_{mY}, Z_{m\Delta}$ – соответственно модули фазных сопротивлений m -лучевой звезды и m -угольника RL -нагрузки.

2) Чтобы числовые значения в АИТ и АИН (при одинаковых значениях E_d и I_d) совпадали, необходимо (это следует из выражений для базовых величин и из условий дуальности электрических цепей), чтобы сопротивления RL -нагрузок АИН и АИТ соотносились между собой как проводимости.

3) В схеме АИТ параллельно фазной RL -нагрузке должен быть подключен конденсатор, в общем случае меняющий и характер нагрузки (он должен стать емкостным), и ее модуль. Чтобы при подключении конденсатора и модуль, и $\cos \varphi$ (без учета знака) нагрузки остались без изменения, и можно было бы соответственно использовать соотношения из табл. 4, нужно корректно подобрать величину емкости конденсатора. Формулу (5) для расчета емкости конденсатора можно вывести из векторной диаграммы (см. рис. 3). Из нее, в частности, видно, что при формировании того же угла φ емкостного характера модули векторов входного тока RLC -нагрузки и тока RL -ветви (соответственно на рис. 3 обозначены как I и I_{RL}) одинаковы.

$$C = \frac{\sin \varphi}{\pi f Z_h} \tag{5}$$

При соблюдении приведенных выше подпунктов 1)–3) значения дуальных входных характеристик АИН и АИТ будут одинаковыми.

Чтобы произвести непосредственно расчет входных характеристик АИТ (без учета дуальности к параметрам какого-либо инвертора напряжения) нужно выполнить следующее:

- по заданным R - и L -параметрам определить модуль сопротивления нагрузки Z_h . Если на-

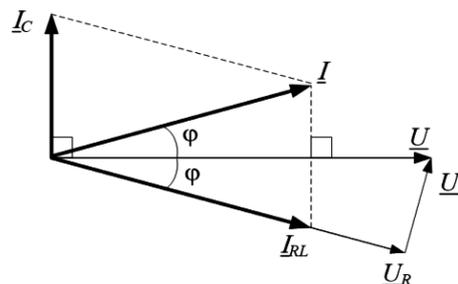


Рис. 3. Векторная диаграмма для RLC -нагрузки инвертора тока

грузка подключена в m -лучевую звезду, следует привести параметры к m -угольнику, используя выражение (4);

- вычислить по выражению (5) емкость параллельного конденсатора;
- вычислить базовое напряжение;
- вычислить входные характеристики по формулам из табл. 4.

Таким образом, основная сложность «переноса» соотношений, полученных для АИН, на входные электрические величины дуального АИТ заключается в правильном выборе параметров нагрузки, нахождении базовой величины и емкости конденсатора в схеме АИТ. Данная процедура «переноса» была подтверждена моделированием в программе *PSIM*.

В Приложении приведены примеры расчета основных входных и выходных характеристик АИ для трехфазных топологий. К основным характеристикам относятся: действующее значение и амплитуда первой гармоники выходных величин инверторов, а также действующее и среднее значение входных величин. Остальные характеристики являются производными от основных. Расчеты проверялись на моделях в программной среде моделирования *PSIM*. Модели создавались с учетом указанных выше допущений.

Выводы

1) Анализ имеющейся информации о дуальности АИН и АИТ позволил прийти к заключению, что оба типа инверторов можно рассматривать как единый, унифицированный класс вентильных преобразователей с однократным преобразованием электроэнергии постоянного тока в энергию переменного тока, для которых характерны однотипные способы управления и аналитические выражения, описывающие входные и выходные переменные. Существующие же различия между двумя типами АИ можно свести к работе системы управления и, соответственно, вентильного комплекта, по-разному реализующей один и тот же способ управления. Такой подход значительно упрощает анализ новых дуальных топологий инверторов.

2) Приведены обобщенные соотношения для входных и выходных характеристик трех-, четырех- и пятифазных двухуровневых АИН. Показана процедура переноса этих соотношений на дуальные характеристики АИТ.

3) В Приложении приведены примеры расчета и результаты моделирования трехфазных топологий АИН и АИТ, которые показали практическую идентичность полученных числовых значений.

Литература

1. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники: Электрические цепи. – М.: Высш. Школа, 1978. – 528 с.
2. Ю. П. Гончаров, Ю. Д. Винницкий. Дуальность электрических соотношений в автономных инверторах. Сб. Тиристорные преобразователи. – М.: Изд-во Наука, 1970. – С. 53–61.

3. Freeland S. D. Techniques for the Practical Application of Duality to Power Circuits. IEEE Transactions on Power Electronics. – 1992. – Vol. 7, No. 2. P. 374–384.
4. J. Bao, W. Bao, S. Wang, Z. Zhang. Multilevel Current Source Inverter Topologies Based on the Duality Principle. Applied power electronics conference and exposition APEC 2010. 2010. P. 1097–1100.
5. J. Bao, W. Bao, Z. Zhang J. Generalized multilevel current source inverter topology with self-balancing current. Journal of Zhejiang University-Science (Computers & Electronics). – 2010. Vol. 11. P. 555–561.
6. Z. Bai, Z. Zhang. Conformation of Multilevel Current Source Converter Topologies Using the Duality Principle. IEEE Transactions on Power Electronics. 2008. Vol. 23, No. 5. P. 2260–2267.
7. Баховцев И. А. Внутренние характеристики трехфазных мостовых автономных инверторов напряжения и тока с ШИМ. – Научный вестник НГТУ № 1 (46). – 2012. С. 117–126.
8. Кривицкий С. О., Эпштейн И. И. Динамика частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами. – М.: Энергия, 1970. – 153 с.
9. J. R. Espinoza, G. Joós, J. I. Guzmán, L. A. Morán, R. P. Burgos. Selective Harmonic Elimination and Current/Voltage Control in Current/Voltage-Source Topologies: A Unified Approach. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2001. Vol. 48, No. 1. P. 71–81.
10. Баховцев И. А. Анализ и синтез энергооптимальных способов управления инверторами с ШИМ [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.susu.ru/ru/dissertation/d-21229805/bahovcev-igor-anatolevich>.
11. A. Iqbal, E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic. Generalized sinusoidal PWM with harmonic injection for multi-phase VSIs. Proc. IEEE Power Elec. Spec. Conf. PESC, Jeju, Korea. 2006. P. 2871–2877.
12. Круз К. А. Основы электротехники, в 2-х томах. Т.2. – М.-Л.: Гос. Энерг. Изд-во, 1946. – 636 с.

Приложение

Пример 1. Расчет АИН и АИТ с дуальными нагрузками

Дано: Нагрузка АИН звезда с параметрами: $\cos(\varphi) = 0,9$, $Z_n = 2,0$ Ом. Выходная частота автономных инверторов $f = 50$ Гц, глубина модуляции $M = 1,0$.

Параметры нагрузки для модели АИН:

$$R = Z_n \cos(\varphi) = 2,0 \cdot 0,9 = 1,8 \text{ Ом};$$

$$L = \frac{x_L}{2\pi f} = \frac{Z_n \sin \varphi}{2\pi f} = \frac{2,0 \sqrt{1-0,9^2}}{2\pi \cdot 50} = 2,776 \text{ Ом}.$$

Параметры нагрузки для модели АИТ. Нагрузка – проводимость от сопротивления АИН, схема соединения – треугольник. Параметры АИТ выделим звездочкой:

$$Z_n^* = \frac{1}{Z_n} = \frac{1}{2,0} = 0,5 \text{ Ом};$$

$$R^* = Z_n^* \cos \varphi = 0,5 \cdot 0,9 = 0,45$$

$$L^* = \frac{x_L^*}{2\pi f} = \frac{Z_n^* \sin \varphi}{2\pi f} = \frac{0,5 \cdot \sqrt{1-0,9^2}}{2\pi \cdot 50} = 0,694 \text{ мГн};$$

$$C^* = \frac{\sin \varphi}{\pi f Z_n^*} = \frac{\sqrt{1-0,9^2}}{2\pi \cdot 50} = 5,55 \text{ мкФ.}$$

Выходные характеристики АИТ/АИН:

Пусть: $U_6 = E_d = 100 \text{ В}$, $I_6 = I_d = 100 \text{ А}$. Поскольку численное значение базовых величин для АИН и АИТ совпадают, численные значения выходных характеристик у АИТ будут одинаковы с ниже приведенными:

$$U_{(1)m} = \frac{\sqrt{3} U_6 M}{2} = \frac{100 \cdot \sqrt{3}}{2} = 86,8 \text{ В};$$

$$U_{1(m)} = U_6 \sqrt{\frac{\sqrt{3} M}{\pi}} = 100 \cdot \sqrt{\frac{\sqrt{3}}{\pi}} = 74,26 \text{ В.}$$

Результаты моделирования в *PSIM*:

– АИН: $U_{(1)m} = 86,6 \text{ В}$; $U = 74,31 \text{ В}$.

– АИТ: $I_{(1)m} = 86,6 \text{ А}$; $I = 74,26 \text{ А}$.

Входные характеристики АИН:

$$I_6 = \frac{E_d}{2\sqrt{2} Z_n} = \frac{100}{2\sqrt{2} \cdot 2,0} = 17,8 \text{ А};$$

$$I_d = I_6 \frac{3M^2}{2\sqrt{2}} \cos \varphi = 17,68 \cdot \frac{3 \cdot 0,9}{2\sqrt{2}} = 16,88 \text{ А};$$

$$ID = I_6 \sqrt{\frac{\sqrt{3} M^3 (1 + 4 \cos^2 \varphi)}{2\pi}} =$$

$$= 17,68 \cdot \sqrt{\frac{\sqrt{3} \cdot (1 + 4 \cdot 0,9)}{2\pi}} = 19,11 \text{ А.}$$

Входные характеристики АИТ: В силу того, что для АИТ сопротивление нагрузки является проводимостью по отношению к сопротивлению нагрузки АИН, а также в силу равенства выходных значений источников питания инверторов, то при расчете входные характеристики АИТ совпадут с дуальными характеристиками АИН. Основная проверка в данном случае заключается в правильности расчета подключенных конденсаторов в инверторе тока.

Результаты моделирования в *PSIM*:

– АИН: $I_d = 16,94 \text{ А}$; $ID = 19,19 \text{ А}$;

– АИТ: $U_d = 16,88 \text{ В}$; $UD = 19,12 \text{ В}$.

Пример 2. Расчет выходных и входных характеристик АИТ

Дано: $\cos(\varphi) = 0,9$; $Z_n^* = 2,0 \text{ Ом}$, схема соединения нагрузки – треугольник, $f = 50 \text{ Гц}$, $M = 1,0$. $I_d = 100 \text{ А}$.

По аналогии с Примером 1 параметры нагрузки в модели АИТ в *PSIM* будут равны:

$$R^* = 1,8 \text{ Ом}; L^* = 2,775 \text{ Ом.}$$

Величина емкости конденсаторов равна:

$$C^* = \frac{\sin \varphi}{\pi f Z_n^*} = \frac{\sqrt{1-0,9}}{50 \cdot \pi \cdot 2,0} = 1,387 \text{ мкФ.}$$

Базовое напряжение будет равно:

$$U_6 = \frac{E_d \cdot Z_n^*}{2\sqrt{2}} = \frac{100 \cdot 2,0}{2\sqrt{2}} = 70,71 \text{ В};$$

$$E_d = U_6 \frac{3M^2}{2\sqrt{2}} \cos \varphi = \frac{70,71 \cdot 3}{2\sqrt{2}} \cdot 0,9 = 67,50 \text{ В};$$

$$ED = U_6 \sqrt{\frac{\sqrt{3} M^3 (1 + 4 \cos^2 \varphi)}{2\pi}} =$$

$$= 70,71 \cdot \sqrt{\frac{\sqrt{3} (1 + 4 \cdot 0,9^2)}{2\pi}} = 76,45 \text{ А.}$$

Результаты моделирования АИТ в *PSIM*:

$$E_d = 67,50 \text{ В}; ED = 76,44 \text{ В.}$$

Поскольку источник питания АИТ и параметры управления по сравнению с Примером 1 не изменились, то выходные данные АИТ также не изменятся.

Если приведенная в Примере 2 нагрузка с теми же значениями параметров будет соединена в трехлучевую звезду, то перед расчетом необходимо преобразовать параметры нагрузки для схемы соединения в треугольник (увеличить их в три раза) и скорректировать емкость конденсатора (уменьшить в три раза). Затем выполнить расчет требуемых характеристик АИТ. Нетрудно заметить, что в этом случае величины E_d и ED будут в три раза больше по сравнению с данными, полученными в Примере 2.

Аналогично выше приведенному были выполнены расчет и моделирование в *PSIM* пятифазных топологий АИ, которые также подтвердили правильность выведенных для АИН соотношений и приведенной методики их переноса на дуальные переменные автономного инвертора тока.

Баховцев Игорь Анатольевич, д. т. н., доцент, профессор кафедры “Электроника и электротехника” Новосибирского государственного технического университета (НГТУ), тел.: (383) 346-08-66, +7(913) 919-31-59, e-mail: baxovcev@corp.nstu.ru.

С. М. Коротков, А. В. Лукин

ПРАКТИЧЕСКИЙ ОПЫТ ПЕРЕВОДА ИЗДЕЛИЯ ВМПС60 НА ОТЕЧЕСТВЕННУЮ ЭЛЕМЕНТНУЮ БАЗУ

S. M. Korotkov, A. V. Lukin

В последние годы все больше внимания уделяется переводу изделий электронной промышленности на отечественную элементную базу. В статье описаны проблемы, возникающие у производителя электронной аппаратуры, в том числе источников вторичного питания различного назначения, включая военное, при переходе с импортной элементной базы на отечественную. На конкретном примере сетевого преобразователя военного назначения ВМПС60 показаны возможности замены конкретных электронных компонентов, включая транзисторы, конденсаторы, магнитные сердечники и т. д.

Ключевые слова: элементная база, сетевой источник питания, накопительный электролитический конденсатор, фильтр помех, магнитный сердечник.

Practical Experience of the VMPS60 Product Transition to the Domestic Element Base

In recent years more and more attention is being paid to electronic industry products transition to domestic element base. The article describes the problems encountered by manufacturers of electronic equipment, including secondary power sources for various purposes, including military, while transition from an imported element base to a domestic one. Possibilities of electronic components replacing, including transistors, capacitors, magnetic cores etc. is demonstrated on a concrete example of the VMPS60 power grid converter.

Key words: element base, power grid power source, storage electrolytic capacitor, noise filter, magnetic core.

Несколько лет назад вышло постановление, предписывающее перевести всю продукцию оборонного назначения на отечественную элементную базу. Наша база еще до прихода демократии была не очень конкурентноспособной, а с открытием нашего рынка для зарубежной продукции вся промышленность, выпускающая комплектующие для электронной техники, должна была просто умереть. Тем не менее, в настоящее время наблюдается следующая картина.

Рынок заполнен достаточно дешевыми импортными электронными компонентами хорошего качества и не очень, на любой вкус и кошелек. Можно также приобрести и новинки с наивысшими характеристиками, естественно, и цена их также высока. Отечественная промышленность выживает только благодаря жесткому указанию изготавливать изделия оборонного назначения только из отечественных материалов и комплектующих. Сравнительно небольшой объем продаж при этом компенсируется высокими ценами. Для выпуска конкурентноспособной продукции необходимо новейшее оборудование и технологии, которые сами собой возникнуть не могут, а готовое оборудование нам продают не самой последней генерации, дабы не получить себе конкурентов. Чтобы сделать прорыв в этой области, нужны время и огромные капиталовложения.

Исходя из вышеизложенного становится понятным, что радиодетали отечественного производства по своим параметрам всегда будут уступать зарубежным, следовательно, перевод изделий с импортной элементной базы на отечественную должен неизменно сопровождаться не только увеличением цены изделия, за счет большей стоимости комплектующих, но и снижением характеристик изделий за счет проигрыша в характеристиках тех же комплектующих.

Тем не менее, поскольку не вся продукция военного назначения делается на самой передовой элементной базе, есть образцы военной техники, сделанной на базе бюджетной коммерческой продукции, которую возможно перевести на отечественную элементную базу без ухудшения параметров. При этом цена изделия все равно значительно возрастет.

В рамках данной концепции, в 2019 г. В “ММП-Ирбис” была предпринята попытка перевести серию сетевых источников ВМПС60 военного назначения на отечественную элементную базу. Выбор был в немалой степени обусловлен тем, что в сетевых преобразователях почти половину объема занимают входной и выходной фильтры помех и накопительные электролитические конденсаторы, в связи с чем заметного проигрыша по объему не предвиделось, то есть, можно было ожидать сохранения характеристик преобразователя без увеличения объема корпуса.

Ожидания оправдались практически полностью – изготовленный в тех же габаритах образец на отечественной элементной базе практически не уступает по электрическим характеристикам своему прототипу.

Сразу стоит заметить, что для изготовления и тестирования опытного образца не все примененные комплектующие были отечественного производства. Главной задачей было испытать в действии отечественные компоненты на ключевых позициях в то время, как авторы нимало не сомневались в успехе замены импортных ЧИП-резисторов и большинства позиций керамических ЧИП-конденсаторов.

В конечном итоге был изготовлен опытный образец ВРМС60-1 (рис. 1а) – полный аналог модуля ВМПС60-1 (рис. 2) (выход 5 В/10 А). Его комплектация отечественными аналогами ключевых компонентов

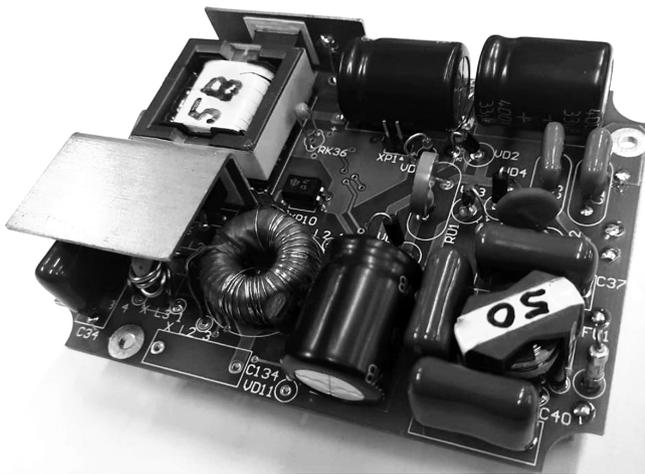


Рис. 1 Образец, собранный на отечественной элементной базе

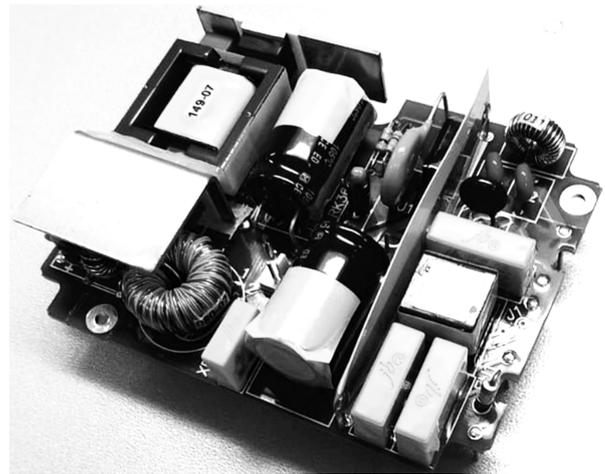


Рис. 2. Прототип на импортной элементной базе

и материалов растянулась на несколько лет, и чтобы увидеть готовый продукт еще в этой жизни, пришлось пойти на некоторый компромисс. Во-первых, не все из примененных комплектующих, произведенных в России, и примененных в отечественном аналоге, относятся к категории ВП. Во-вторых, мы так и не дождалась появления в производстве отечественного аналога сердечника EFD25. Продав больше года, так и не получив долгожданного отечественного сердечника, для завершения этапа сборки модуля пришлось воспользоваться сердечником из феррита марки P4 китайского производства

Итак, какая же есть альтернатива импортным компонентам в основных узлах схемы.

Во входном фильтре в качестве X-конденсаторов были успешно применены конденсаторы K73-24в. Роль Y-конденсаторов выполнили конденсаторы K15-20б. В качестве терморезистора, ограничивающего бросок пускового тока, применен терморезистор TP-15, а от выбросов входного напряжения защищает отечественный варистор ВР-9б. Дроссель входного фильтра изначально изготавливался на отечественном сердечнике Ш4 × 8. Впоследствии, из-за проблем, связанных с прекращением производства двухсекционных каркасов, для него пришлось искать замену, и был применен сердечник EP13. После довольно продолжительных поисков нам удалось раздобыть отечественный комплект из сердечника KB6 и двухсекционного каркаса. Размеры нового дросселя больше, чем у прототипа, тем не менее, за счет удачной компоновки других крупногабаритных компонентов, все удалось разместить в прежнем корпусе.

Не удалось подобрать аналог входному диодному мосту и двум накопительным конденсаторам номиналом 47 мкФ × 400 В размером 16 × 31. Пришлось использовать четыре отдельных диода КД209Б и три конденсатора K50-9б 33 мкФ × 400В размером 16 × 20. Положительная сторона такого разбиения состоит в дополнительной гибкости в разводке, которая позволила разместить данные компоненты оптимальным

образом и выкроить дополнительное место для увеличившегося входного дросселя.

При модернизации силовой части в качестве силового ключа хорошо подошел МОП-транзистор 2ПЕ222В1. В цепочке ограничения максимального напряжения на ключе задействованы конденсатор K73-17 и диод КД247Д. На вторичной стороне в качестве силового выпрямительного диода применен диод 2Д273БС (в исполнениях с другими выходными напряжениями планируется применить 2Д273ГС и КД641АС). Силовой выходной дроссель намотан на кольцевом сердечнике П140-4 К17 × 10 × 6,5. Здесь сразу прибавились технологические сложности при намотке. В отличие от импортных сердечников с хорошим гладким изолирующим покрытием, отечественные кольца из голого прессованного пермаллоя необходимо сначала покрывать несколькими слоями защитного покрытия, иначе есть очень большой риск получить межвитковое замыкание через острые кромки сердечника.

Дроссель выходного фильтра намотан на ферритовом кольцевом сердечнике M2500HMC1 К10 × 6 × 4,5 с теми же дополнительными защитными мерами.

Трудности возникли с выходными танталовыми конденсаторами. В применяемых в ВМПС60 конденсаторах в корпусе D серии 293D марки Vishay и их аналогах от других производителей, максимальная величина эквивалентного последовательного сопротивления по справочным данным составляет 0,6 ... 0,7 Ом, для исполнения 4,7 мкФ × 50В — 1,2 Ом. Типовое значение составляет около 20% от этой величины, и на это можно реально рассчитывать. Что касается отечественных аналогов, то по справочным данным немного уступают по максимальному сопротивлению конденсаторы серий K53-77, K53-69, K53-68. Что касается типовых значений, то информации по запасу нет. Практически идеально подошли бы конденсаторы из заявленной на сайте ОАО «Элеконд» серии K53-71. Однако при попытке получить образцы на пробу выяснилось (это было в 2019 г.), что на момент запроса проводились

поисковые работы по подбору поставщиков основных материалов для производства и их апробированию. Также сообщалось, что соответствующих материалов в РФ не производят. Поиски планировали завершить в 2019 г., однако, судя по безуспешным попыткам отыскать на момент написания статьи указанные конденсаторы в продаже в интернете, их до сих пор нет.

В изготовленном образце стоят конденсаторы K53-68 “D” – 10В-150мкФ с максимальным сопротивлением, как у импортного прототипа. При этом пульсации выходного напряжения соответствуют пульсациям в ВМПС60-1. Насколько это будет повторяться при производстве, можно установить только по результатам того самого массового производства.

Наконец, главным камнем преткновения при переводе силовой части на отечественные рельсы стал силовой трансформатор. Исходя из конструкции, единственным подходящим типоразмером сердечника является EFD25. В прежние времена на всех выставках на стенде АО “Ферроприбор” раздавали рекламные каталоги продукции, в которых фигурировал магнитный материал 2500НМС7, который по потерям в нормальных климатических условиях даже превосходил известную марку N87 и ее аналоги. Правда при 100 С, потери были больше на 30%, но это было вполне приемлемо, если учесть, что большую часть потерь создавали обмотки трансформатора. Фигурировал в каталоге и сердечник EFD25, в том числе из указанного материала. Однако, при попытке приобрести такой сердечник выяснилось, что существует он только в каталоге, а для реального производства необходима пресс-форма, для изготовления которой потребуются достаточно крупные капиталовложения, которые по состоянию на текущий момент, так никто и не сделал. В конце концов, чтобы испытать в действии все остальное, был применен сердечник из китайского материала P4.

При модернизации схемы управления практически не было проблем с аналогами маломощных транзисторов и диодов – всю номенклатуру заменили диоды 2Д707АС9 и 2ДШ142АС9, а также транзисторы 2Т3129Б9 и 2Т3130А9.

Чуть сложнее оказалось с микросхемами. К1033Е-У16ДТ оказался достойной заменой классической УС3844Д. С заменой TL431 в корпусе для поверхностного монтажа оказалось сложнее. В итоге остановились на микросхеме К142ЕН19АПКБ в корпусе ТО-92 (КТ-26). К сожалению, не удалось найти микросхемы с начальным разбросом опорного напряжения 0,5%, что не позволяет обеспечить уставку выходного напряжения модулей $\pm 1\%$ без дополнительной регулировки. Оптопара АОТ174Б ничем не уступает зарубежному аналогу. Единственный недостаток – отсутствие версии в корпусе для автоматизированного поверхностного монтажа.

Практически нет проблем с заменой чип-резисторов на резисторы серии P1-12. Единственный нюанс – отсутствие резисторов с допустимым отклонением $\pm 0,1\%$,

что окончательно не обеспечивает массовый выпуск изделий с разбросом начальной установки выходного напряжения $\pm 1\%$ без дополнительной регулировки.

Намного интереснее происходит замена керамических чип-конденсаторов. Здесь так просто заменить импортный конденсатор на аналогичный конденсатор серии К10-69В или К10-84В не всегда получается – необходим творческий подход. Во-первых, отечественный ряд ТКЕ весьма отличается от зарубежного, и если МП0 можно зачесть как эквивалент NР0, то не во всех случаях отечественные конденсаторы Н20 или Н30 можно считать полноправной заменой конденсаторам Х7R. Здесь для каждого конкретного конденсатора необходимо рассматривать условия применения и допустимые пределы изменения емкости.

Во-вторых, ряд номиналов зарубежных конденсаторов шире, чем у отечественных, в области больших значений емкости. Например, нет никаких проблем с импортными конденсаторами 1206-Х7R-50В-2,2 мкФ и даже 4,7 мкФ. В то же время для данного напряжения и типоразмера в серии К10-83В даже для конденсаторов с ТКЕ Н30 максимальная доступная емкость – 0,22 мкФ, а в серии К10-69В – 0,15 мкФ. Если необходим конденсатор большей емкости, надо применять более крупные типоразмеры. Но даже в типоразмере 2220 максимальные емкости для пятидесятивольтовых конденсаторов Н30 составляют соответственно 1,5 мкФ и 1 мкФ. Наконец, как это ни странно, ограничения по емкости есть и для малых емкостей (менее 1000 пФ). Если у зарубежных конденсаторов практически для всех самых ходовых типоразмеров от 0402 до 1206 ряд начинается едва ли не с единиц пикоФарад, то в отечественных сериях существуют огромные пробелы между группами номиналов. Нельзя, для примера, найти отечественный конденсатор размером 0603 680 пФ – 50В. Поэтому при переходе на отечественные чип-конденсаторы практически невозможно обойтись без переработки печатной платы с изменением размера конденсаторов, а также с добавлением дополнительных конденсаторов, особенно, если печатная плата одна на несколько исполнений с разными выходными напряжениями. Процесс поиска решения данной задачи может быть довольно долгим, но интересным, поскольку данная работа – творческая.

Наконец, в качестве заливочного компаунда можно применить Силагерм 2113 марка А.

В конечном итоге, собранный образец показал характеристики не хуже, чем у серийного изделия ВМПС60-1. Отсюда можно сделать вывод, что с технической точки зрения, перевод модулей серии ВМПС60 на отечественную элементную базу возможен. При этом возможны следующие ухудшения характеристик:

– возможно увеличение пульсаций выходного напряжения, так как пока нет статистики по типовым значениям эквивалентного последовательного сопротивления для отечественных танталовых конденсаторов. Если же рассчитывать на максимальные значения

сопротивления, приведенные в справочных данных, то ожидаемые пульсации будут больше, чем заявлено для ВМПС60;

– без дополнительной регулировки выходного напряжения, которую нельзя делать по правилам сборки изделий военного назначения, начальная уставка выходного напряжения может увеличиться до $\pm 2,5 \dots 3\%$;

– по аналогии со сравнительными расчетами надежности модуля ВМП15 на отечественной и импортной элементной базе, проведенными ранее в [1], ожидаемая наработка на отказ блоков с отечественной комплектацией будет в 2–3 раза ниже, что может быть достаточным для отечественной аппаратуры.

Данная статья не затрагивает такие аспекты, как цена нового изделия и сроки изготовления, так как эти вопросы связаны с закупкой отечественных комплектующих, в процессе которой всплывает множество

нюансов и разных подводных камней. Эти вопросы требуют отдельного исследования, и являются темой для отдельной статьи.

Главным препятствием для выпуска нового изделия остается отсутствие в производстве отечественного сердечника EFD25 для силового трансформатора.

Литература

1. Лукин А. В., Кастров М. Ю., Герасимов А. А. Сравнительный анализ DC-DC модулей питания на отечественной и импортной элементной базе. – Практическая силовая электроника, 2013. Вып. 50. С. 2–5.

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

Д. А. Шевцов, Д. М. Шишов, Н. Г. Мананникова, М. А. Подгузова

СТАБИЛИЗИРОВАННЫЙ ИСТОЧНИК ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С ПРЯМО-ОБРАТНОХОДОВЫМ ОДНОТРАНЗИСТОРНЫМ СИЛОВЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫМ КАСКАДОМ

D. A. Shevtsov, D. M. Shishov,
N. G. Manannikova

В статье показаны особенности применения предложенного авторами ранее силового каскада для построения источника вторичного электропитания (ИВЭП) как замкнутой системы автоматического управления напряжением с подчиненным регулированием по току, а также основные способы запуска системы управления стабилизированным ИВЭП.

Ключевые слова: стабилизированный источник вторичного электропитания, замкнутая система автоматического управления, прямо-обратноходовой преобразователь; однотранзисторный силовой каскад, компьютерная модель.

Stabilized Secondary Electric Power Source with Forward-Flyback One-Transistor Power Converting Stage

The article demonstrates the possibilities of earlier proposed by the authors power stage application for designing the secondary electric power source (SEPS) as a closed automated voltage control system with the slave-type current regulation, as well as basic techniques for turning-on control system of the stabilized secondary electric power source.

Key words: stabilized secondary electric power source, closed automated control system, forward-flyback converter, one-transistor power stage, simulation model.

Одним из основных функциональных узлов преобразователей электроэнергии является силовой каскад. Известные структуры силовых каскадов для построения однотактных однотранзисторных прямо-обратноходовых преобразователей были рассмотрены ранее в [1]. Они обладают рядом недостатков:

- необходимость применения RCD -цепей для снятия перенапряжений, обусловленных наличием индуктивности рассеяния обмоток трансформатора;
- применение RCD -цепей, обеспечивая работоспособность силового каскада, снижают КПД устройства, из-за рассеяния энергии;
- если ИВЭП многоканальный, то наличие индуктивности рассеяния обуславливает большую перекрестную нестабильность между каналами.

Для устранения этих недостатков в [1] была предложена новая структура силового каскада однотактного однотранзисторного прямо-обратноходового преобразователя, на основе которой была разработана компьютерная модель стабилизированного источника вторичного электропитания (ИВЭП).

Управление однотранзисторным прямо-обратноходовым преобразователем можно осуществлять при помощи микросхемы ШИМ-контроллера серии UC1845 [2]. Эта микросхема удовлетворяет всем заданным требованиям: малое потребление мощности во время пуска, фронты переключений 40 ... 60 нс, имеет плоский корпус с малым тепловым сопротивлением, наличие минимального количества выводов. Более того, такая интегральная микросхема (ИМС) имеет необходимые функциональные возможности для создания схем управления сетевыми импульсными источниками питания. Применение такой микро-

схемы позволяет существенно уменьшить массу и габариты схемы управления, повысить надежность и существенно сократить сроки проектирования. Такой ШИМ-контроллер обеспечивает управление с подчиненным регулированием по току, что позволяет расширить область устойчивой работы, улучшить динамические характеристики ИВЭП и упростить схему токовой защиты [3].

Способы питания ШИМ-контроллера могут быть различные, например, при помощи источника вторичного электропитания или дополнительных подпитывающих обмоток. Для выбора метода питания ИМС были проведены исследования на модели, представленной на рис. 1.

На тестовой схеме проведено исследование влияния коэффициента связи между обмотками трансформатора на перекрестную нестабильность между каналами. Перекрестная нестабильность определялась согласно выражению:

$$\delta U = \frac{U_{H1} - U_{H2}}{U_{H1}}, \quad (1)$$

где U_{H1} – напряжение на выходе первого канала,
 U_{H2} – напряжение на выходе второго канала.

Результаты проведенного исследования – зависимость перекрестной нестабильности между каналами от коэффициента связи при разных соотношениях нагрузок каналов – приведены на рис. 2.

Нагрузку первого канала $R1$ принимали равной 10 Ом и 20 Ом, нагрузку второго канала $R11$ – 1000 Ом и 2000 Ом. Изменение параметров нагрузки необходимо для получения различного выходного напряжения, и, как следствие, разных параметров перекрестной нестабильности между каналами. Анализируя полу-

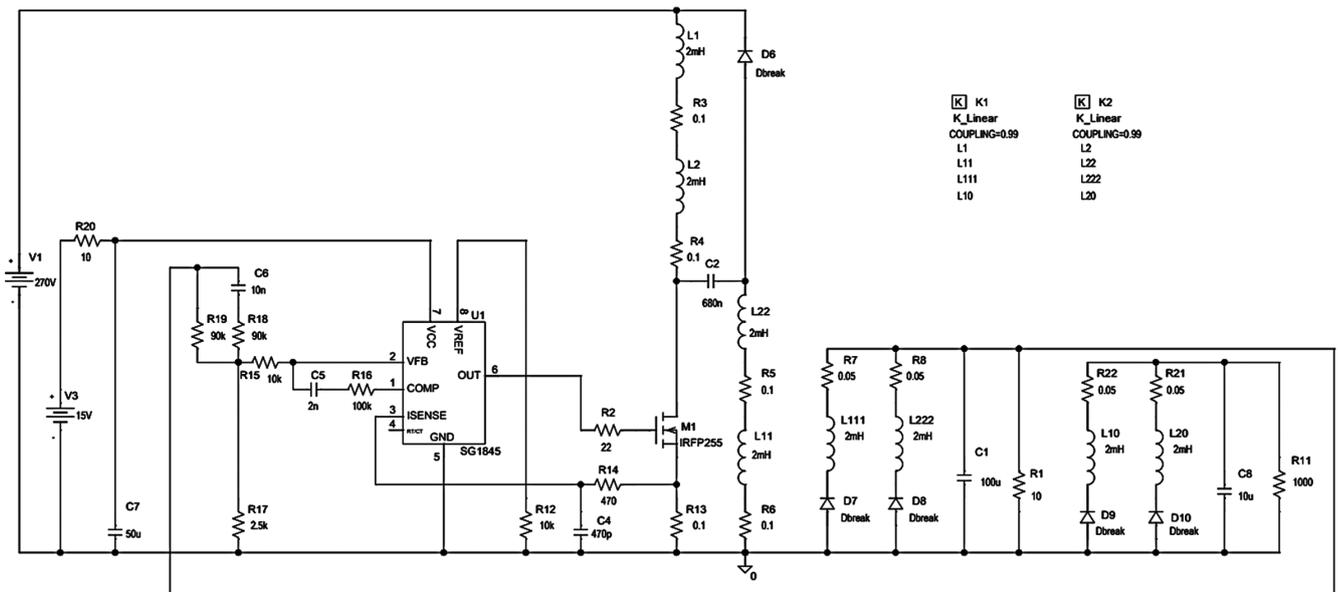


Рис. 1. Имитационная компьютерная модель стабилизированного ИВЭП в программе OrCAD

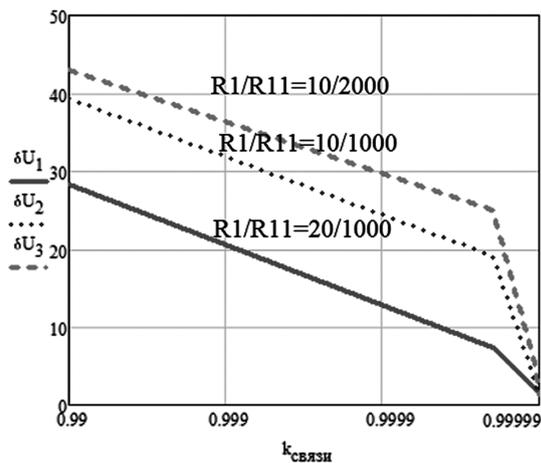


Рис. 2. Влияние коэффициента связи на перекрестную нестабильность

ченные результаты, можно сделать вывод о том, что традиционные методы питания ШИМ-контроллера от дополнительного ИВЭП или дополнительной обмотки не работают при низком коэффициенте связи между обмотками и широком диапазоне изменения тока нагрузки.

Одним из способов запуска системы управления и защиты (СУЗ) стабилизированного ИВЭП является применение пускового резистора, пускового конденсатора, реле напряжения питания и подпитывающих обмоток. Структура ИВЭП с такой схемой запуска показана на рис. 3.

Основным недостатком предложенной структуры является то, что она работоспособна при хорошем коэффициенте связи между обмотками (коэффициент связи должен быть не менее 0,9999) и при изменении тока нагрузки в узком диапазоне.

При изменении тока в широком диапазоне и коэффициенте связи между обмотками трансформатора

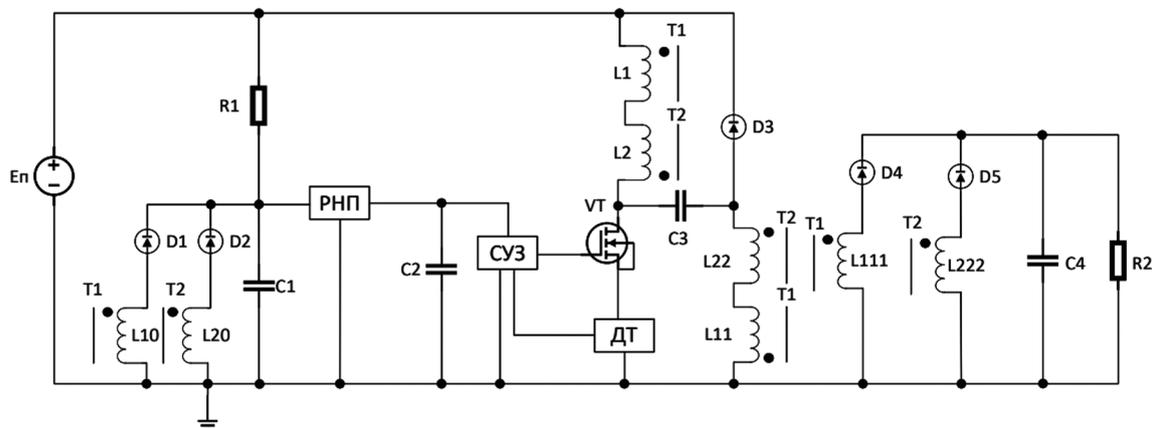


Рис. 3. Структура ИВЭП с пусковым конденсатором и резистором (РНП – реле напряжения питания; СУЗ – схема управления и защиты; ДТ – датчик тока)

менее 0,99 ... 0,999 напряжение на подпитывающих обмотках будет меняться в широких пределах, даже когда стабилизируется на нагрузке. При малом токе нагрузки возникнет перенапряжение, что может вывести схему управления и защиты (СУЗ) из строя, а при большом – нехватка напряжения, вследствие чего СУЗ отключится и возникнет “икающий режим”, представленный на рис. 4.

Для устранения вышеуказанных недостатков авторами предложена альтернативная схема запуска и питания СУЗ с непрерывным стабилизатором напряжения (НСН), который обеспечивает поддержание постоянного напряжения на нагрузке при воздействии различных дестабилизирующих факторов. Структурная схема стабилизированного ИВЭП представлена на рис. 5.

Схема работает следующим образом. От первичного источника питания (E_n) через пусковой резистор R1 заряжается пусковой накопительный конденсатор C1. Во время процесса зарядки конденсатора реле напряжения питания потребляет малый ток, который по своему значению намного меньше тока через резистор R1. После зарядки конденсатора до напряжения срабатывания реле, оно включается

и подает питание на НСН, который, в свою очередь, питает СУЗ стабилизированным напряжением. Схема управления и защиты запускает силовой преобразовательный каскад, который потребляет энергию, накопленную на конденсаторе C1, вследствие чего напряжение на C1 начнет уменьшаться. Для предотвращения разрядки конденсатора до напряжения отпущения РНП необходимы подпитывающие обмотки L10 и L20, энергия с которых поступает на C1. При широком диапазоне изменения тока нагрузки и плохом коэффициенте связи (0,99 ... 0,999) напряжение на конденсаторе C1 будет меняться в широком диапазоне, но на СУЗ это не повлияет вследствие наличия НСН.

Предложенная авторами схема была исследована с помощью имитационного компьютерного моделирования в программе OrCAD. Модель схемы узла пуска системы управления стабилизированным ИВЭП представлена на рис. 6. В блоке РНП с помощью резисторов R20 и R19 формируется напряжение срабатывания реле. Каскад, собранный на резисторах R20, R25, R19 и микросхеме TL431 определяет напряжение отпущения реле. Микросхема TL431 – регулируемый стабилитрон, который используется в качестве источника опорного напряжения. Резистор R25 задает гистерезис реле. Непрерывный стабилизатор постоянного напряжения включается транзистором Q3. НСН построен на транзисторе Q1 и стабилитроне D20.

Модель стабилизированного ИВЭП с узлом пуска системы управления представлена на рис. 7, а временные диаграммы, подтверждающие ее работоспособность, – на рис. 8. Питание осуществляется напряжением 270 В согласно ГОСТ Р 54073-2017 [4], нагрузка с сопротивлением 20 Ом потребляет мощность 400 Вт. Моделирование показало, что на однотактном однотранзисторном прямо-обратноходовом каскаде можно получить достаточно большую выходную мощность. Из рис. 8 видно, что пока напряжение на входе РНП не достигнет порогового значения, схема управления ИВЭП держит транзистор силового каскада запертым. Как только напряжение вырастает

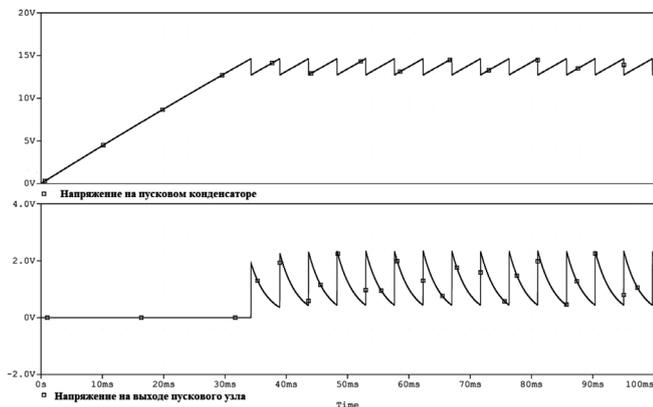


Рис. 4. Временные диаграммы при “икающем” режиме работы узла пуска

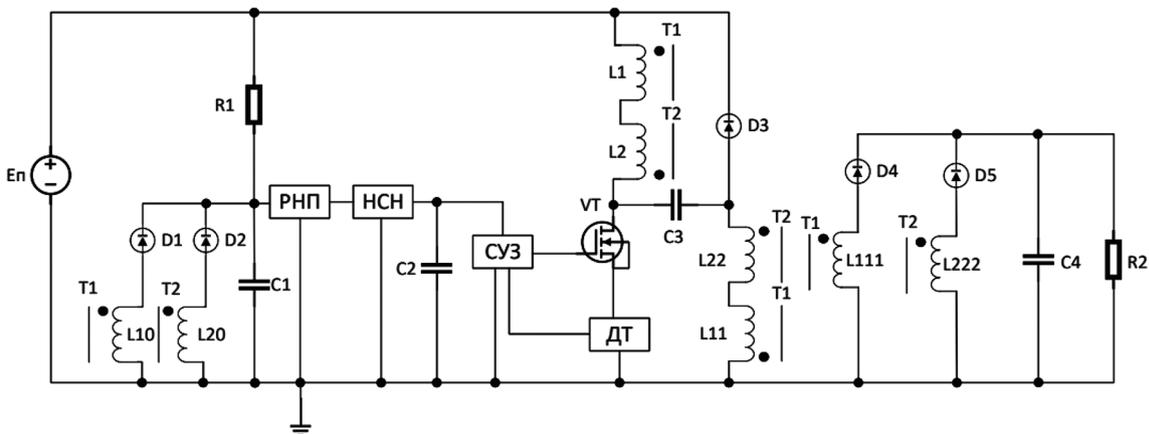


Рис. 5. Структура стабилизированного ИВЭП с НСН в узле пуска

(РНП – реле напряжения питания; СУЗ – схема управления и защиты; ДТ – датчик тока; НСН – непрерывный стабилизатор напряжения)

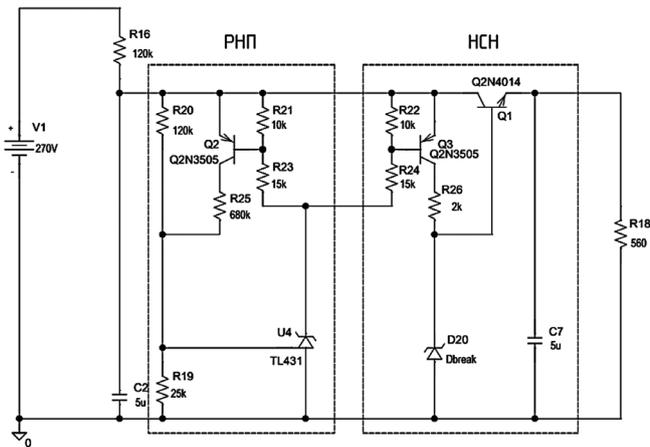


Рис. 6. Предложенная схема узла пуска системы управления стабилизированным ИВЭП. Компьютерная модель в OrCAD

до нужного уровня, включается в работу НСН, преобразователь запускается и выходит на установившийся режим.

При анализе графиков, представленных на рис. 8, определено, что время выхода на режим составляет 8,5 мс, переходный процесс протекает без перерегулирования. Размах пульсаций выходного напряжения составляет 50 мВ, а частота равна 20 кГц.

Заключение

Разработан и исследован стабилизированный источник вторичного электропитания (ИВЭП) на основе предложенного в [1] прямо – обратного силового каскада. С помощью имитационного компьютерного моделирования проведен анализ процессов в схеме ИВЭП. Показано, что схема остается работоспособной

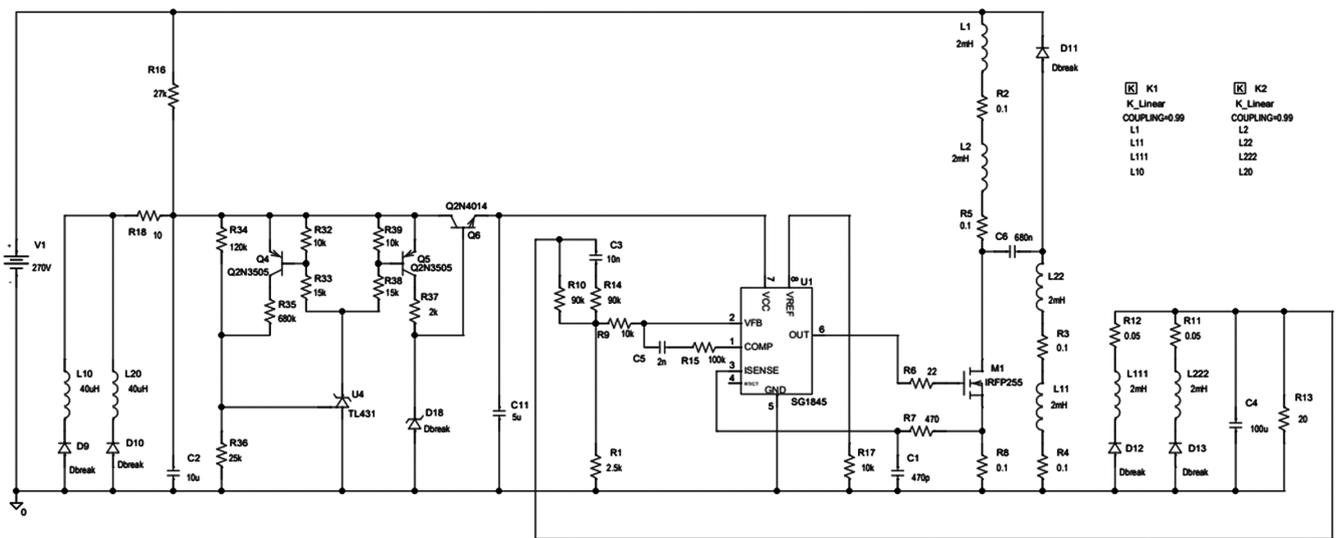


Рис. 7. Имитационная компьютерная модель ИВЭП с реле напряжения питания и непрерывным стабилизатором в узле пуска в программе OrCAD

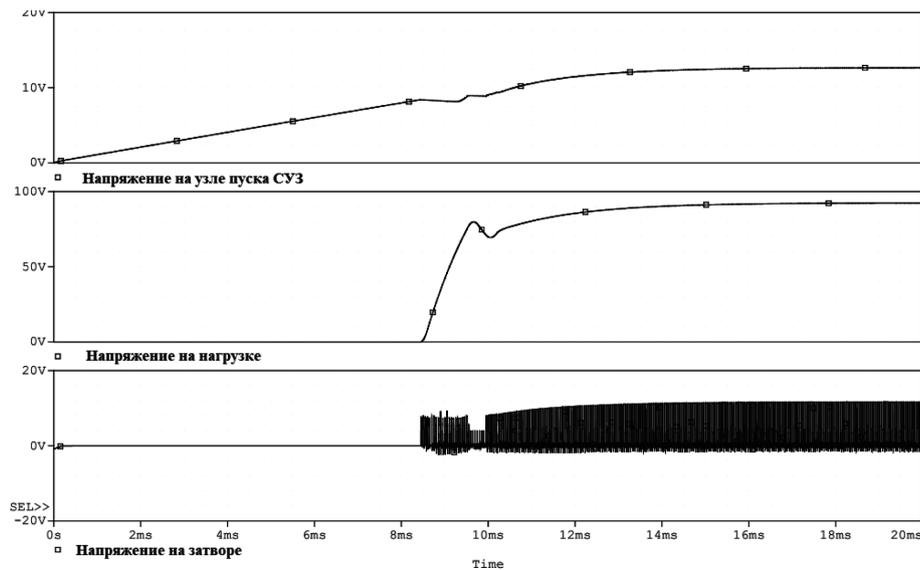


Рис. 8. Временные диаграммы при пуске ИВЭП и выходе его на режим

даже при плохом коэффициенте связи между обмотками трансформатора.

Литература

1. *Д. А. Шевцов, Д. М. Шишов, Н. Г. Мананникова.* Новая структура силового каскада однотактного однотранзисторного обратно-прямоходового преобразователя напряжения. — Практическая силовая электроника, 2021, № 4 (84), С.17 – 22.
2. Интегральные микросхемы: Микросхемы для линейных источников питания и их применение. — М.: ДОДЭКА, 1997 г., 224 с.
3. *Шевцов Д. А.* Справочное пособие по зарубежным ИМС управления импульсными источниками вторичного электропитания. — АО “Звезды и С”, Москва.
4. ГОСТ Р 54073-2017 “Системы электроснабжения самолетов и вертолетов”.
5. *Р. Севернс, Г. Блум.* Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. Перевод с англ. под ред. Л. Е. Смольникова. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — 294 с. : ил.
6. *А. Г. Поликарпов, Е. Ф. Сергиенко.* Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. — М.: Радио и связь, 1989. - 158 с. : ил
7. *Ю. И. Конев, Г. Н. Гулякович, К. П. Полянин* и др. Микроэлектронные электросистемы. Применения в радиоэлектронике — М.: Радио и связь, 1987. — 240 с.
8. *А. А. Бас, В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин.* Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом. — М.: Радио и связь, 1987. — 160 с. : ил.
9. *В. С. Моин.* Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — 374 с.: ил.
10. *П. Четти.* Проектирование ключевых источников электропитания. Перевод с англ. С. Ф. Коняхина; Под ред. В. С. Моина. — М.: Энергоатомиздат, 1990. - 238 с. : ил.

Шевцов Даниил Андреевич, д. т. н., профессор кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(499) 158-45-59;

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

Мананникова Наталья Григорьевна, студент 1-го курса магистратуры кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(985) 640-24-32, e-mail: mnatalie2102@mail.ru;

Подгузова Мария Андреевна, студент 1-го курса магистратуры кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(987) 520-22-79, e-mail: marya.podguzova@yandex.ru.

Е. В. Машуков, А. А. Притулкин, Д. А. Шевцов

ОСОБЕННОСТИ ГОРЕНИЯ И МЕТОДЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО АВАРИЙНОГО ДУГОВОГО РАЗРЯДА

*E. V. Mashukov, A. A. Pritulkin,
D. A. Shevtsov*

**Arc Burning Specifics and Techniques
for Series Arc-Fault Detecting**

В статье дана классификация методов обнаружения последовательных аварийных дуговых разрядов. Рассмотрена группа методов, которые могут быть реализованы в составе автоматов защиты и коммутации авиационных сетей переменного тока с функцией гашения дуги. Проанализирован процесс горения последовательной дуги для электродов из различных материалов, описаны характерные свойства дугового разряда. Предложен метод обнаружения дуги в авиационных сетях, для которых характерно наличие вибраций. Представлены схематические решения для четырех методов обнаружения дуги по наличию хаотического шума и результаты имитационного компьютерного моделирования этих методов.

Ключевые слова: *дуговой разряд, имитационная компьютерная модель методов обнаружения последовательных дуговых разрядов, автомат защиты сети переменного тока с функцией гашения дуги.*

The article presents classification of series arc-faults detection techniques, and considers a group of techniques, which may be implemented as a part of the circuit breaking-and-switching unit with arc fault circuit interrupt (AFCI) function in aviation AC mains. The authors analyzed the burning process of the series arc for electrodes made from various materials, described characteristic features of the arc discharge, and proposed an arc detecting technique in aviation power grids, for which the presence of vibrations is characteristic. The article presents schematic solutions for the four arc-fault detection techniques by the presence of chaotic noise and results of these techniques computer simulation.

Key words: *arc-fault, simulation computer models of series arc-faults detecting techniques, AC circuit breaking-and-switching unit with arc-fault circuit interrupt (AFCI) function.*

Опубликованные на данный момент исследования методов обнаружения аварийного дугового разряда с точки зрения применения в авиационных сетях можно классифицировать на несколько групп. К первой группе относятся методы, применение которых потребует существенной модернизации авиационных систем электроснабжения (внедрение оптических, тепловых, электромагнитных датчиков или электрические методы обнаружения дуги, предполагающие установку дополнительных датчиков и прокладку дополнительных сигнальных или силовых проводов). Ко второй группе относятся методы, которые реализовываются в виде блоков обнаружения аварийной дуги, внедряемые в состав модернизированных автоматов защиты и коммутации авиационных электрических сетей.

Вторую группу методов обнаружения дуги можно разделить на две подгруппы. Методы первой подгруппы используют для обнаружения дуги её характерные признаки: наличие широкополосного шума, хаотические изменения параметров шума, наличие скачков тока и др. К достоинствам этой группы методов можно отнести их универсальность к нагрузкам, роду тока и характеру дуги. К недостаткам — высокая чувствительность к помехам. Методы обнаружения дуги, относящиеся ко второй подгруппе, основаны на сравнении аварийных электрических процессов в фидерах с нормальными процессами. К достоинствам данных методов можно отнести нечувствительность к помехам, малая вероятность ложных отключений исправных участков сети. К недостаткам — отсутствие универсальности метода к типам нагрузки, не-

обходимость проведения глубокого анализа с целью разработки точных моделей процессов нормальной коммутации для всех применяемых авиационных нагрузок. Таким образом, при разработке блоков обнаружения последовательной дуги для применения в составе отечественных аппаратов защиты и коммутации авиационных сетей переменного тока предпочтительнее использовать методы обнаружения дуги по её характерным признакам.

Особенности горения последовательного дугового разряда в сетях переменного тока с различными материалами электродов

Процессы зажигания и горения последовательного дугового разряда между двумя медными шаровыми электродами с приведением осциллограмм тока и напряжения на дуге для каждой стадии горения дуги подробно представлены в [1].

В процессе исследования последовательного дугового

разряда между медным и алюминиевым электродом был обнаружен ряд существенных отличий. Зажигание последовательной дуги происходило легче, чем при медных электродах, горение дуги более устойчивое, присутствовало искрообразование, происходил существенный разогрев электродов. Незначительное увеличение расстояние между электродами при горении дуги не приводило к срыву плазменного столба (что

наблюдалось для дуги между медными электродами). Зажигание дуги происходило при меньших токах нагрузки, при этом на осциллограммах тока и

напряжения на дуге наблюдались характерные признаки, аналогичные признакам при горении дуги между медными электродами

При испытании дугового разряда между медным и стальным электродом также наблюдалось образование дуги, однако зажигание было затруднено. В основном возникновение последовательной дуги было спонтанным и происходило при настройке микрометра. Конкретные особенности, позволяющие однозначно зажечь дугу в заданный отрезок времени выявлены не были. После зажигания, горение дуги было устойчивым, с искрообразованием, незначительные колебания расстояния между электродами приводило к прекращению горения дуги. Наблюдался значительный нагрев электродов. При этом подтвердились результаты проведенных зарубежных исследований [3], в которых при горении последовательной дуги на осциллограммах тока и напряжения (рис. 1) отсутствовали характерные ее признаки, а именно: наличие скачков тока, «полки» напряжения, хаотического широкополосного шума. Поведение тока и напряжения характерно для участка цепи с большим сопротивлением.

Следует отметить, что на летательных аппаратах всегда присутствует вибрации от работы силовой установки и различных механизмов, частота которых лежит в пределах от 5 до 2000 Гц. Учитывая данный факт, были проведены дополнительные испытания по зажиганию последовательного дугового разряда между медным и стальным электродами на вибрационном стенде, частота которого лежала в диапазоне частот вибраций каркаса ЛА. По результатам испытаний установлено,

что при горении дуги в условиях действия вибраций в каналах тока и напряжения возникает хаотический широкополосный шум (рис. 2). Таким образом, вне зависимости от того, между электродами какого материала возникает последовательный дуговой разряд, наличие постоянной вибрации вызывает в каналах тока и напряжения хаотический широкополосный шум, по которому можно однозначно обнаружить возникновение последовательного дугового разряда.

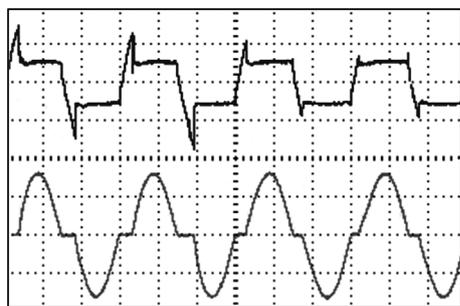
Методы обнаружения последовательного дугового разряда по хаотическому шуму и их схемотехническая реализация

Хаотический широкополосный шум можно обнаружить большим количеством способов, для схемотехнической реализации было выбрано четыре:

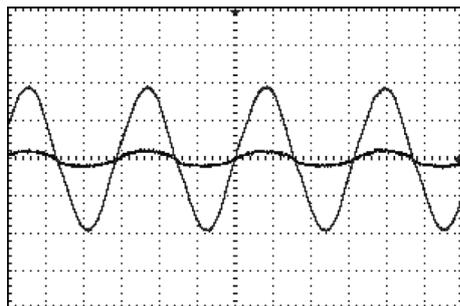
- метод обнаружения хаотического шума с помощью фазочастотного детектора;
- метод обнаружения хаотического шума с помощью амплитудного детектора;
- метод обнаружения хаотического шума с помощью ШИМ-детектора;
- метод обнаружения хаотического шума с помощью амплитудно-частотного детектора.

Обнаружение хаотического шума с помощью фазочастотного детектора (ФЧД)

Принцип действия блока хаотического шума основан на том факте, что в любом хаотическом сигнале присутствует изменение его несущей частоты, фазы и амплитуды, которые являются аперiodическими и

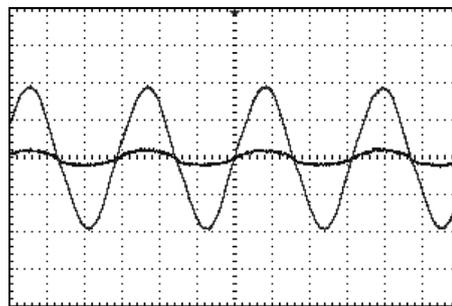


а

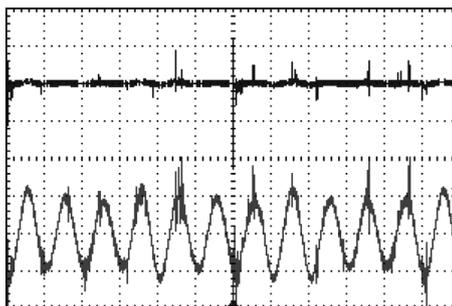


б

Осциллограммы напряжения (верхняя) и тока (нижняя) при горении последовательной дуги между медными (а) и медным и стальным электродами (б)



а



б

Рис. 2. Осциллограммы напряжения (верхняя) и тока (нижняя) при горении последовательной дуги между медным и стальным электродами без вибраций (а) и при наличии вибраций (б)

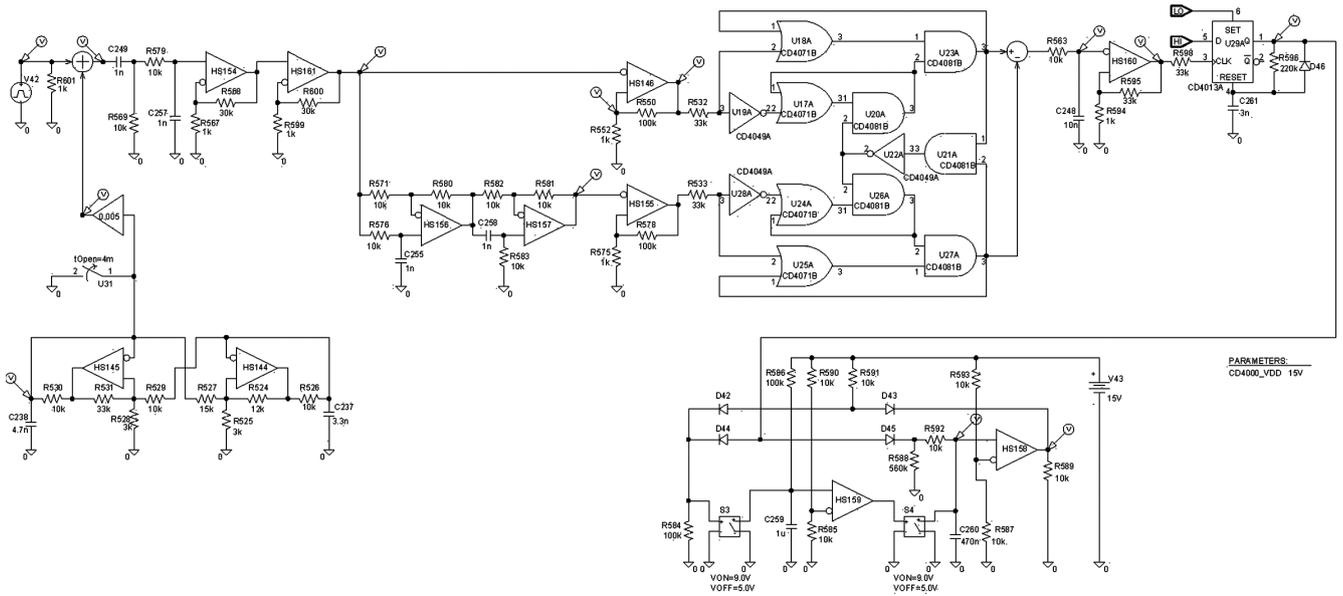


Рис. 3. Имитационная компьютерная модель блока распознавания хаоса с помощью ФЧД

которые можно отследить, используя инерционное звено 2-го порядка. Допустим, производится сравнение периодического сигнала без хаотического шума с точно таким же сигналом, пропущенным через инерционное звено второго порядка (со сдвигом фазы в 180°). Поскольку сигнал периодический, то частота прямого сигнала и пропущенного через фазовое звено не будет отличаться. Если во всем спектре хаотического сигнала выделить сигнал с определенной частотой и пропустить через инерционное второго порядка, то на выходе (за счет наличия изменений в частоте, фазе и амплитуде) частота данного сигнала будет отличаться от частоты сигнала на входе в фазовое звено. Таким образом, наличие фазочастотного детектора сравнивающего прямой сигнал с датчика тока с выходным сигналом инерционного звена второго порядка позволяет однозначно индицировать наличие хаотического шума в канале тока. Следовательно, однозначно индицировать наличие дугового разряда. Имитационная компьютерная модель блока распознавания представлена на рис. 3.

В представленной схеме источником периодического сигнала служит источник напряжения V42, который формирует меандр. Вместо меандра может быть использован источник синусоидального напряжения, на работу схемы это не влияет. Хаотический шум формируется генератор хаоса, построенным на основе двух мультивибраторов (HS145, HS144) с перекрестной связью.

В состав блока распознавания дуги входят следующие части:

- полосо-пропускающий фильтр (“окно прозрачности”), построенный на ОУ HS154 и HS161;
- фазовое звено второго разряда, построенное на ОУ HS156 и HS157;
- фазочастотный детектор, выполненный на основе

- логических элементов U19, U28, U16, U17, U20 – U27;
- фильтр низких частот, выполненный на основе конденсатора C248 и резистора R563;
- реле с гистерезисом на базе ОУ HS160;
- мультивибратор на триггере U29;
- интегратор.

Интегратор в схеме выполнен на базе нескольких ОУ (HS158, HS159) и обратных связей на линейных компонентах, позволяющих при отсутствии сигнала о наличии дуги сбросить счетчик интегратора. Задача интегратора состоит в подсчете количества импульсов, поступающих на вход. Как только число импульсов достигнет порогового значения, задаваемого резисторами R593, R587, интегратор формирует сигнал на отключение АЗК. Результаты моделирования работы схемы представлены на рис. 4.

На графиках видно, что по истечении 4 мс. от начала моделирования происходит начинается имитация горения дуги, а именно появляется хаотический шум,

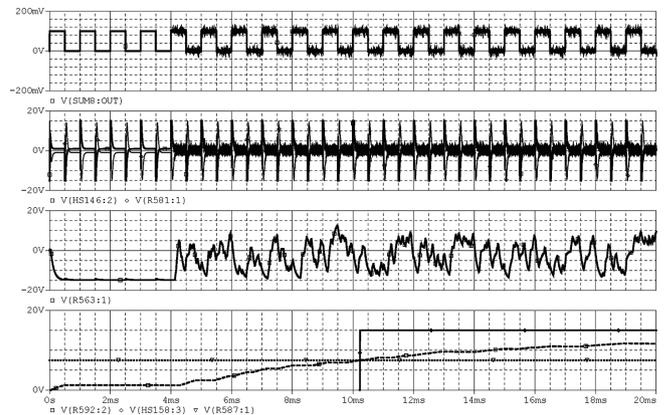


Рис. 4. Результаты моделирования работы блока распознавания хаоса с помощью ФЧД

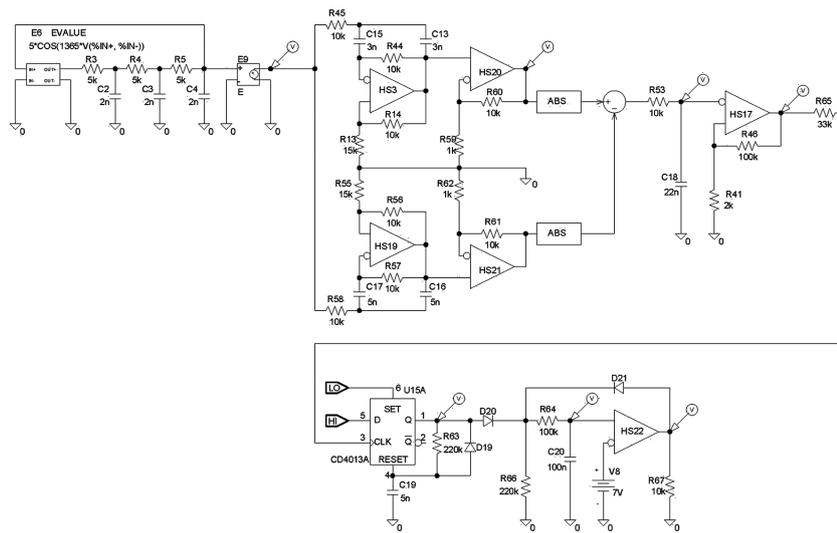


Рис. 5. Имитационная компьютерная модель блока распознавания хаоса с помощью АМ-детектора

который является ключевым индикатором для блока распознавания. На графике 1 представлен периодический сигнал с наложенным хаотическим шумом. На графике 2 представлены сигналы с выхода полосопропускающего фильтра (прямой и прошедший через фазовое звено второго порядка). На графике 3 представлен сигнал на выходе фазочастотного детектора. Обращает внимание тот факт, что при отсутствии хаоса сигнал с ФЧД является знакопостоянным. Как только в канале тока возникает хаос, сигнал с ФЧД становится знакопеременным, что вызывает работу одновибратора и интегратора. На графике 4 изображен сигнал с интегратора (штриховая линия), пороговый сигнал (точечная линия) и выходной сигнал с блока регистрации дуги. Отметим, что в течении 6 мс, пока идет работа фазо-частотного детектора, сигнал на отключение АЗК в блоке регистратора не формируется, происходит подсчет количества импульсов. При достижении порогового значения в 7 В (задается резисторами R593, R587) происходит подача сигнала на отключение АЗК. Таким образом, конструкция блока регистрации дуги позволяет избежать ложных срабатываний.

Обнаружение хаотического шума с помощью амплитудного детектора (АМ-детектора)

В хаотическом шуме присутствуют широкий частотный спектр гармонических сигналов с разными весовыми коэффициентами, у которых с течением времени изменяются как амплитуда, так частота и фаза. Метод распознавания дуги по наличию хаоса с помощью АМ-детектора основан на сравнении амплитуд сигналов двух разных частот. При наличии хаоса, амплитуда обоих сигналов будет спонтанно изменяться, следовательно при постоянно будут резонировать разные сигналы. При подаче одного сигнала на положительный вход схемы, а другого – на отрицательный выходной сигнал будет знакопеременным. При отсутствии хаоса амплитуда обоих сигналов не будет

изменяться хаотически выходной сигнал схемы будет знакопостоянным. Имитационная компьютерная модель блока представлена на рис. 5.

На схеме источником хаотического сигнала является генератор хаоса, построенный на основе математического блока с рекуррентивной последовательностью. Датчик тока имитирован источником напряжения, регулируемый ток, (элемент E2). Сигнал с датчика тока раздваивается на два полосопропускающих фильтра (ППФ) (один на ОУ HS3 и HS20, другой – на ОУ HS19 и HS21), каждый из которых настроен на свою частоту. Выходной сигнал с каждого ППФ проходит через арифметический оператор “модуль” и попадает на арифметический оператор “вычитание”. На выходе арифметического оператора расположен компаратор с петлей гистерезиса (чтобы уменьшить влияние помех). Выход с компаратора подключен к одновибратору, далее через интегратор на схему, формирующую выходной положительный сигнал на отключение АЗК при достижении результата интегрирования определенного уровня, задающегося источником напряжения V8. Результаты

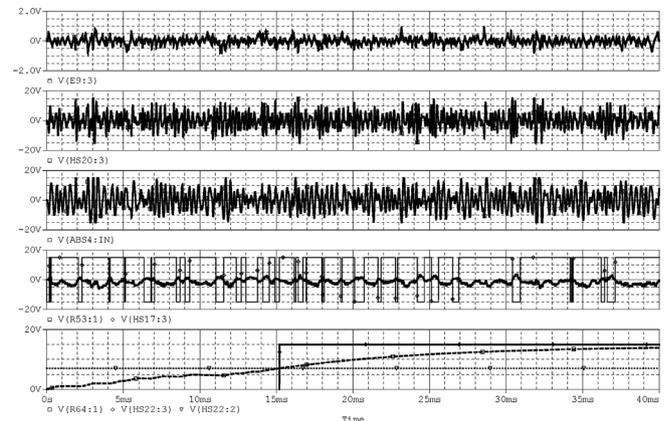


Рис. 6. Результаты моделирования работы блока распознавания хаоса с помощью АМ-детектора

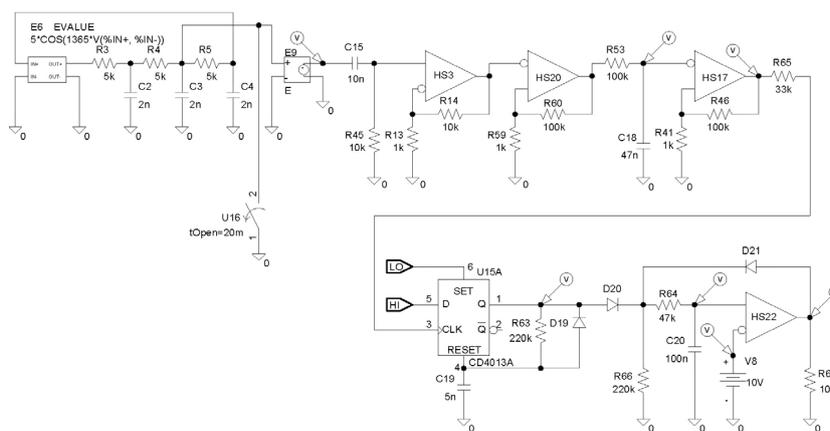


Рис. 7. Имитационная компьютерная модель блока распознавания дуги по хаотическому шуму с помощью ШИМ-детектора

моделирования работы схемы представлены на рис. 6.

График 1 показывает сигнал с генератора хаоса, на котором отчетливо наблюдается наличие хаотического шума. График 2 и 3 показывает сигналы на выходе с полосо-пропускающих фильтров 1 и 2. Сигналы имеют разную частоту, но также наблюдается хаотическое изменение их параметров. На графике 4 изображен выходной сигнал, прошедший арифметический оператор “модуль” и арифметический оператор “вычитание”. Очевидно, что сигнал является знакопеременной функцией, что характерно только для хаотического сигнала на входе. Второй сигнал — сигнал с выхода компаратора, оборудованного петлей гистерезиса. На графике 5 изображен сигнал с интегратора (штриховая линия), пороговый сигнал (точечная линия) и выходной сигнал с блока регистрации дуги, который подается в схему управления при наличии дугового разряда. Отметим, что в течении 15 мс, пока идет хаотический сигнал, сигнал на отключение АЗК в блоке регистратора не формируется, а происходит подсчет количества импульсов. Только по достижении порогового значения в 7 В происходит подача сигнала на отключение АЗК. Таким образом конструкция блока регистрации дуги позволяет избежать ложных срабатываний.

Обнаружение хаотического шума с помощью ШИМ-детектора

Метод распознавания хаотического шума с помощью ШИМ-детектора работает следующим образом. При наличии входного сигнала с датчика тока без хаоса время импульса и время паузы четко регламентировано и заранее известно. Хаотический шум вносит дополнительные сигналы в канал тока с небольшой амплитудой, но с более высокими плавающими частотами. Таким образом, если выделить из сигнала тока хаотический шум и попустить через ШИМ-детектор, то на выходе будет сформирован сигнал с частотой и коэффициентом заполнения существенного большим, чем у базового сигнала с датчика тока без хаотического шума. Имитационная компьютерная модель блока представлена на рис. 7.

В состав блока распознавания дуги входят следу-

ющие части:

- дифференциатор с неинвертирующим усилителем, построенный на конденсаторе C15, резисторе R45 и ОУ HS3;
- два усилителя с петлей гистерезиса на ОУ HS20 и HS17;
- фильтр низких частот на базе конденсатора C18 и резистора R53;
- мультивибратор на триггере U15;
- интегратор импульсов на базе диода D20, конденсатора C20 и резисторах R64 и R66, совмещенным с формирователем сигнала на отключение АЗК на ОУ HS22.

Нормально-замкнутый ключ U16 предназначен для включения генератора хаоса в строго заданное время от начала моделирования. В начальный момент времени ключ замкнут, выход с генератора хаоса соединен с землей, на вход блока распознавания хаотический шум не подается. Спустя заданное время ключ размыкается, таким образом реализована подача на вход блока распознавания дуги хаотического шума.

Положительный выходной сигнал с ОУ HS22 на отключение АЗК формируется при достижении результата интегрирования определенного уровня, задающегося источником напряжения V8. Результаты

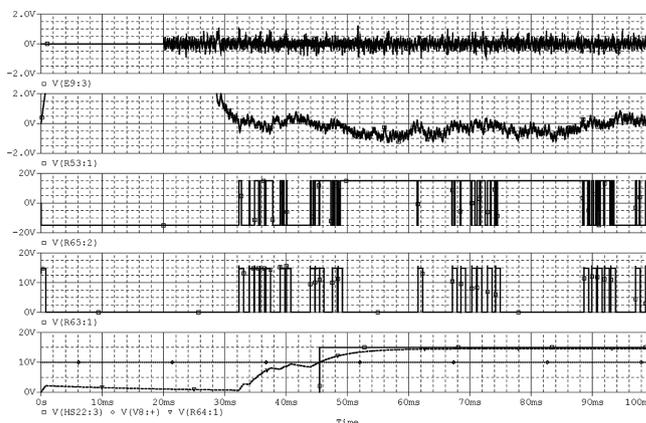


Рис. 8. Результаты моделирования работы блока распознавания хаоса с помощью ШИМ-детектора

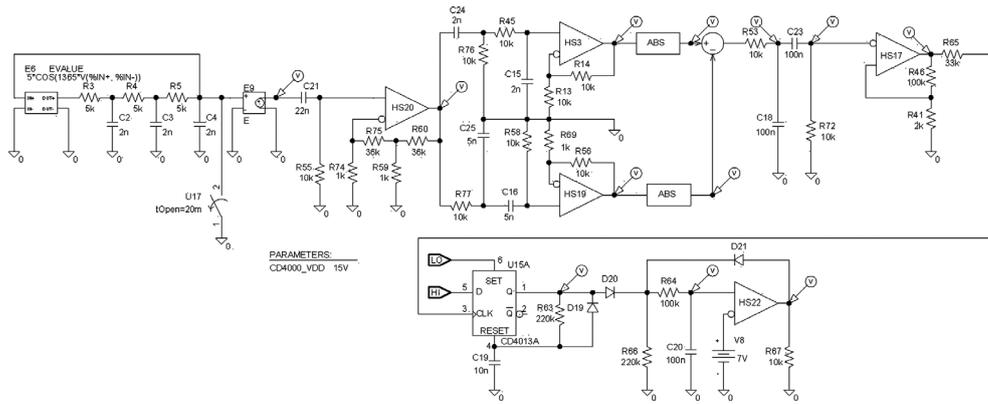


Рис. 9. Имитационная компьютерная модель блока распознавания хаоса с помощью АЧ-детектора

моделирования работы схемы представлены на рис. 8.

На графиках видно, что генератор хаоса начинает свою работу через 20 мс от начала расчета. График 1 показывает сигнал с генератора хаоса, на котором отчетливо наблюдается наличие хаотического шума. График 2 и 3 показывает сигналы на выходе с дифференциатора и усилителя с петлей гистерезиса. Сигналы являются знакопеременными и имеют частоту и коэффициент заполнения отличный от сигнала с датчика тока без хаоса. На графике 4 изображен выходной сигнал с компаратора, оборудованного петлей гистерезиса. На графике 5 изображен сигнал с интегратора (штриховая линия), пороговый сигнал (точечная линия) и выходной сигнал с блока регистрации дуги, который подается в схему управления при наличии дугового разряда. Отметим, что в течении 25 мс, пока идет хаотический сигнал, сигнал на отключение АЗК в блоке регистратора не формируется, а происходит подсчет количества импульсов. Только по достижении порогового значения в 10 В происходит подача сигнала на отключение АЗК. Таким образом конструкция блока регистрации дуги позволяет избежать ложных срабатываний.

Обнаружение хаотического шума с помощью АЧ-детектора

Метод распознавания хаотического шума на основе АЧ-детектора основан на сравнении двух сигналов, прошедших через фазовые звенья второго порядка с разными характеристиками. При отсутствии хаоса данные сигналы будут изменяться с одинаковой частотой, но с разными фазами. Дифференциал от их суммы будет знакопостоянной функцией. При наличии хаоса, возникает смещение частот сигнала с датчика тока при прохождении через фазовое звено, таким образом сигналы, прошедшие через фазовые звенья второго порядка с разными характеристиками, будут изменяться не только с разной фазой, но и с разной частотой. Дифференциал суммы данных сигналов будет знакопеременной функцией, таким образом он является показателем наличия хаотического шума в цепи тока. Имитационная компьютерная модель блока

представлена на рис. 9. Результаты моделирования работы схемы представлены на рис. 10.

На графиках видно, что генератор хаоса начинает свою работу через 20 мс от начала расчета. График 1 показывает сигнал с генератора хаоса, на котором отчетливо наблюдается наличие хаотического шума. График 2 показывает сигналы на выходе с фазовых звеньев второго порядка, прошедшие математический блок “модуль”. Сигналы являются знакопостоянными и проходят через сумматор. На графике 3 изображен выходной сигнал с дифференциатора, который берет дифференциал с суммы графиков, прошедших через фазовое звено. При отсутствии хаоса сигналы с обоих фазовых звеньев будут изменяться с одинаковой частотой, но с разными фазами. При этом дифференциал с этих сигналов будет знакопостоянным сигналом. При наличии хаоса, сигналы будут изменяться с колеблющейся частотой, таким образом их дифференциал будет знакопеременным, что и наблюдается на графике 3. На графике 4 изображен сигнал с компаратора, оборудованного петлей гистерезиса. На графике 5 изображен сигнал с интегратора (штриховая линия), пороговый сигнал (точечная линия) и выходной сигнал с блока регистрации дуги, который подается в схему

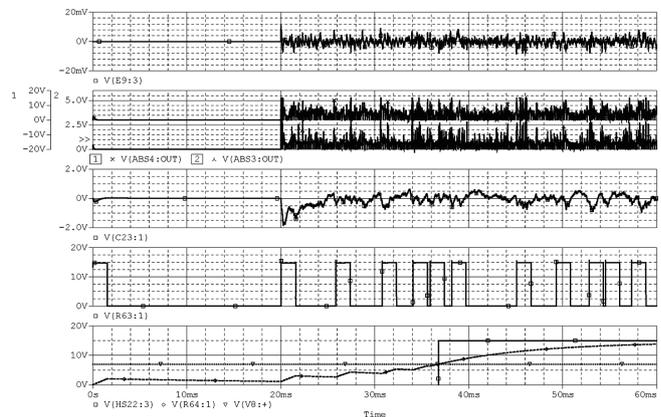


Рис. 10. Результаты моделирования работы блока распознавания хаоса с помощью АЧ-детектора

управления при наличии дугового разряда. Отметим, что в течении 15 мс, пока идет хаотический сигнал, сигнал на отключение АЗК в блоке регистратора не формируется, а происходит подсчет количества импульсов. Только по достижении порогового значения в 10 В происходит подача сигнала на отключение АЗК. Таким образом конструкция блока регистрации дуги позволяет избежать ложных срабатываний.

Имитационное компьютерное моделирование указанных методов обнаружения дуги по хаотическому шуму доказывает работоспособность предлагаемых схем.

Литература

1. А. А. Притулкин. О свойствах последовательного аварийного дугового разряда в сетях переменного тока. — Практическая силовая электроника, 2021, № 2 (82), С.39–44.
2. Giovanni Artale, Antonio Cataliotti, Valentina Cosentino, Giuseppe Privitera. Experimental characterization of series arc faults in AC and DC electrical circuits. 2014 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings – 2014.
3. Series electrical faults and characterization. IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings – 2006.
4. Е. В. Машуков, Д. А. Шевцов, Г. М. Ульященко. Устройства защиты авиационных электросетей от аварийных дуговых разрядов. — М.: Изд-во МАИ, 2016. — 160 с.
5. Конев Ю. И., Ермошин В. М. Системы электрооборудования ЛА. Учебное пособие. — М.: Изд-во МАИ, 1997. — 96 с.

Машуков Евгений Владимирович, д. т. н., профессор, профессор кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (499) 158-45-59; e-mail: kaf306@mai.ru;

Притулкин Алексей Андреевич, аспирант кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), инженер конструктор 1 категории ОКБ «Сухого», e-mail: shaulung@yandex.ru:

Шевцов Даниил Андреевич, д. т. н., профессор, профессор кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (499) 158-45-59; e-mail: kaf306@mai.ru;

А. Г. Струговец, Е. И. Крутских, И. М. Журавлев

АНАЛИЗ ЗАВИСИМОСТИ ВЕЛИЧИНЫ ТОКОВОЙ НАГРУЗКИ ТРАНЗИСТОРНОГО КЛЮЧА ШУНТОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЭНЕРГИИ ОТ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ И ХАРАКТЕРИСТИК СОЛНЕЧНОЙ БАТАРЕИ

A. G. Strugovets, E. I. Krutskikh,
I. M. Zhuravlyov

Analysis of a Shunt Converter Transistor Switch Current Loading Dependence on the Circuit Parameters and Solar Array Characteristics

В статье исследована зависимость изменения тока транзистора шунтового преобразователя от параметров схемы и характеристик солнечной батареи. Получены уравнения, связывающие значения амплитуды и среднего токов транзисторного ключа с паразитной емкостью и выходным напряжением солнечной батареи. Проведена верификация результатов расчета с применением макетного образца шунтового преобразователя.

Ключевые слова: космический аппарат, солнечная батарея, шунтовой стабилизатор, преобразователь параллельного типа.

The article studied the dependence of the transistor current changing of a shunt transducer on the circuit parameters and solar array characteristics. The authors obtained the equations associating magnitudes of amplitude and average current through the transistor switch with parasitic capacitance and output voltage of the solar array. Verification of computational results was being performed with the breadboard sample of the shunt transducer.

Key words: spacecraft, solar array, shunt stabilizer, parallel type converter.

Секционированные солнечные батареи (СБ) являются первичным источником электропитания для подавляющего числа космических аппаратов (КА), что делает преобразователь энергии СБ критически важным узлом энергопреобразующей аппаратуры (ЭПА) КА. Одним из наиболее часто применяемых схемотехнических решений для преобразования энергии СБ КА является S3R, он же шунтовой стабилизатор (ШС) с дискретным управлением (рис. 1, панель СБ представлена в виде источника тока J_{SA} с паразитной выходной емкостью C_{SA}) [1–3].

Принцип работы ШС (S3R) заключается в закорачивании секции БС транзистором VT при превышении и размыкании при снижении выходного напряжения относительно заданных уровней на нагрузке R_{LOAD} . Дроссель L выполняет роль токоограничения при коммутации транзистора VT, диод VD блокирует возможность разряда выходного фильтра C_{OUT} . Таким образом, широкое распространение ШС вызвано простотой управления и минимальным количеством элементов силовой части преобразователя по сравнению с гальванически развязанными преобразователями.

При проектировании ШС энергии СБ необходимо учитывать особенности эксплуатации КА, а именно — выбор рабочей точки на нелинейной вольтамперной характеристике (ВАХ) (рис. 2). Учитывая требования по обеспечению заданного уровня электропитания (САС) КА, с учетом временной деградации и температурных смещений, СБ КА проектируются с учетом обеспечения заданной выходной мощности в конце САС в точке максимальной мощности ВАХ СБ. Соответственно, токовая нагрузка транзисторного ключа ШС в начале САС значительно превосходит таковую

в конце САС [4–6]. Цель настоящей статьи состоит в получении аналитического выражения, описывающего зависимость токовой нагрузки транзистора от параметров преобразователя и характеристик СБ.

Высокие требования к надежности работы ЭПА КА вынуждают разработчиков ШС энергии СБ обеспечивать элементам наиболее благоприятные условия работы, такие как минимальная токовая нагрузка и те-

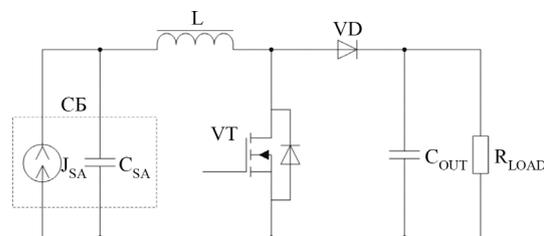


Рис. 1. Принципиальная схема силовой части ШС

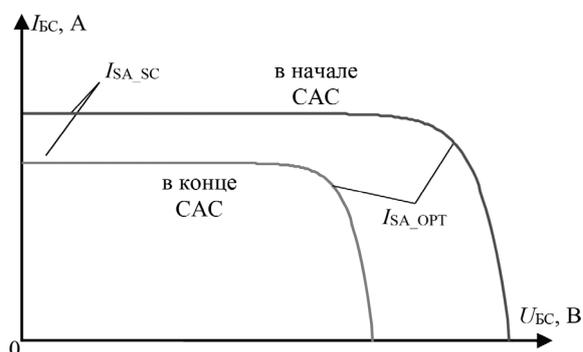


Рис. 2. ВАХ солнечной батареи:
 I_{SA_SC} – ток короткого замыкания СБ;
 I_{SA_OPT} – ток СБ в точке максимальной мощности

пловыделение, что, учитывая нелинейность источника питания, является нетривиальной задачей, особенно на этапе замыкания транзисторного ключа (рис. 3). Наиболее нагруженным режимом работы ШС, при работе в статичном режиме, является последовательное чередование периодов замкнутого и разомкнутого состояния транзистора [1, 4, 6].

Наличие паразитной выходной емкости C_{SA} приводит к образованию колебательного контура LC_{SA} , в момент коммутации транзистора. Данное условие нужно принимать во внимание при проектировании ШС, поскольку колебательный контур обладает прямой зависимостью тока контура от его добротности, т. е. как от характеристик СБ, так и от характеристик элементов схемы. Наиболее сильно данный эффект проявляется при коммутации на частоте резонанса контура, что ограничивает максимальную частоту коммутации ШС.

Изменение амплитуды и формы тока, протекающего через замкнутый транзисторный ключ, можно условно разделить на четыре интервала (рис. 4). Для удобства восприятия, совместим момент замыкания транзистора с началом координат. Соответственно, в начальный момент времени, ток транзистора скачком изменяет величину с нуля до I_{SA_OPT} (ток дросселя при разомкнутом транзисторе, равный току СБ в точке максимальной мощности).

Интервал $0-t_1$ описывает процесс накачки энергией дросселя, где t_1 – момент времени, когда амплитуда тока транзистора максимальна. На предыдущем этапе, через дроссель протекал постоянный ток, равный

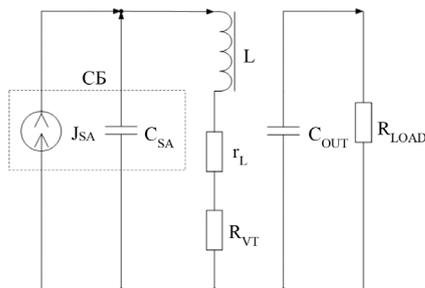


Рис. 3. Схема ШС при замкнутом транзисторном ключе: L – индуктивность дросселя ШС; r_L – активное последовательное сопротивление дросселя ШС; R_{VT} – сопротивление сток-исток транзистора

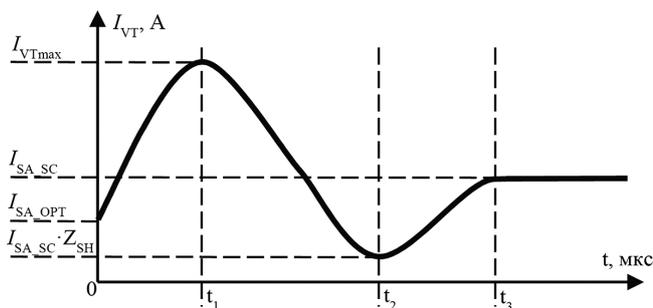


Рис. 4. Диаграмма изменения тока транзистора I_{VT}

току в точке максимальной мощности СБ I_{SA_OPT} . После замыкания транзисторного ключа, к дросселю прикладывается разница между выходным напряжением СБ (равным напряжению на нагрузке U_{OUT} плюс прямое падение напряжения на диоде VD, которым можно пренебречь) и падением напряжения на замкнутом транзисторе при протекании тока I_{SA_OPT} . При этом увеличение тока транзистора происходит как за счет роста тока СБ, вызванного переходом СБ с точки максимальной мощности на ветвь тока, так и за счет тока разряда паразитной выходной емкости солнечной панели C_{SA} . С учетом вышесказанного, максимальную амплитуду тока через транзистор можно определить как

$$I_{VTmax} = I_{SA_SC} + C_{SA} \frac{U_{OUT} - I_{SA_OPT} R_{VT}}{\delta_1};$$

$$\delta_1 = \frac{L Q_{SA}}{\rho_{SA}} = Q_{SA} \sqrt{LC_{SA}}.$$

где δ_1 – постоянная времени дросселя, зависящая от добротности колебательного контура;

Q_{SA} – добротность колебательного контура;

ρ_{SA} – волновое сопротивление колебательного контура.

Длительность интервала $0-t_1$ можно определить через цикл (дальнейшие формулы приведены для расчета и выполнены в *MathCAD 15.0*):

$$t_{VT1} = \begin{cases} t_1 \leftarrow 10^{-10} \text{ c} \\ \text{while } U_{OUT} \cdot \left(1 - e^{-\alpha_1 \frac{\delta_2}{(1-Q_{SA}) t_1}}\right) > I_{SA_OPT} \cdot Z_{SH}; \\ \quad t_1 \leftarrow t_1 + T_{STEP} \\ t_1 \end{cases}$$

$$\delta_2 = \frac{L}{Z_{SH}},$$

где t_1 – переменная, равная длительности интервала $0-t_1$;

α_1 – эмпирический коэффициент, учитывающий влияние паразитных параметров схемы;

δ_2 – постоянная времени дросселя, зависящая от сопротивления шунтирующей ветви;

Z_{SH} – импеданс шунтирующей ветви, равный

$$Z_{SH} = \sqrt{R_{vt}^2 + r_L^2 + (2\pi f_w L)^2},$$

T_{STEP} – шаг расчета.

Для дальнейшего рассмотрения, необходимо принять допущение, что рассматривается ШС с добротность контура $Q_{SA} < 1$. Ограничение обусловлено тем, что при коммутации транзисторного ключа с добротностью контура Q_{SA} более единицы наблюдаются высокочастотные колебания напряжения на сток-исток, вносящие дополнительные нелинейности в процесс анализа и расчета.

Изменение мгновенного и среднего значений тока транзистора на интервале $0-t_1$, с учетом влияния дросселя на форму тока, можно получить с помощью уравнений:

$$I_{VTt_1} = \begin{cases} I_{SA_SC} + I_{VTmax} \cdot e^{-\beta_1 \frac{\delta_1}{(1-Q_{SA})t}} & \text{if } t \leq t_{VTt_1}, \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$I_{VTavg t1} = \frac{1}{t_{VTt_1}} \cdot \int_0^{t_{VTt_1}} I_{VTt_1} dt.$$

где β_1 – эмпирический коэффициент, учитывающий влияние паразитных параметров схемы.

Интервал t_1-t_2 описывает процесс рассеивания энергии, запасенной в дросселе, где t_2 – момент времени, когда амплитуда тока транзистора минимальна. После того, как ток транзисторного ключа достигнет максимума, тока разряда паразитной выходной емкости солнечной панели окажется недостаточной для поддержания тока транзистора на уровне I_{VTmax} . Учитывая, что ток короткого замыкания (КЗ) СБ I_{SA_SC} значительно меньше, чем ток I_{VTt_1} , начнется процесс снижения тока транзистора. В случае, если источник питания идеален, провал тока отсутствует и моменты времени t_2 и t_3 совпадают. Для случая, когда применяется реальный источник питания, обладающий выходной емкостью, происходит процесс перераспределения тока. При этом будет поддерживаться процесс разряда паразитной выходной емкости C_{SA} до момента, пока ток транзистора не достигнет величины, пропорциональной току в точке максимальной мощности и добротности.

Длительность интервала $0-t_2$ можно определить через цикл:

$$t_{VTt_2} = \begin{cases} t_2 \leftarrow 10^{-10} \text{ с} \\ \text{while } I_{VTt_1}(t_{VTt_1}) \cdot \left[1 - e^{-\frac{\alpha_2 \delta_2}{t_2}} \right] \geq \left(\frac{Q_{SA}}{1-Q_{SA}} \right) \cdot I_{SA_OPT} \\ \quad t_2 \leftarrow t_2 + T_{STEP} \\ t_2 + t_{VTt_2} \end{cases}$$

где t_2 – переменная, равная длительности интервала $0-t_2$;

$I_{VTt_1}(t_{VTt_1})$ – ток транзистора в момент времени t_{VTt_1} ;
 α_2 – эмпирический коэффициент, учитывающий влияние нелинейного изменения тока СБ.

Изменение мгновенного и среднего значений тока транзистора на интервале t_1-t_2 , с учетом влияния дросселя на форму тока, можно получить с помощью уравнений:

$$I_{VTt_2} = \begin{cases} I_{VTt_1}(t_{VTt_1}) \cdot \left[1 - e^{-\frac{\beta_2 \delta_2}{t_2}} \right] & \text{if } t_{VTt_1} \leq t \leq t_{VTt_2}; \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$I_{VTavg t_2} = \frac{1}{t_{VTt_2} - t_{VTt_1}} \cdot \int_{t_{VTt_1}}^{t_{VTt_2}} I_{VTt_2} dt,$$

где β_2 – эмпирический коэффициент, учитывающий влияние нелинейного изменения тока СБ.

Интервал t_2-t_3 описывает окончание переходного процесса и стабилизацию выходного тока СБ на уровне тока КЗ, где t_3 – момент времени, когда ток солнечной панели прекращает изменение формы. На момент начала интервала, паразитная емкость солнечной панели C_{SA} заряжена до напряжения, выше падения напряжения на транзисторном ключе. Соответственно, происходит окончательный процесс разряда паразитной выходной емкости C_{SA} и перераспределение всего тока СБ в шунтирующую ветвь.

Длительность интервала $0-t_3$ можно определить через цикл:

$$t_{VTt_3} = \begin{cases} t_3 \leftarrow 10^{-10} \text{ с} \\ \text{while } I_{VTt_2}(t_{VTt_2}) + I_{SA_SC} \cdot e^{-\frac{\alpha_3 \delta_3}{t_3}} < I_{SA_SC}, \\ \quad t_3 \leftarrow t_3 + T_{STEP} \\ t_3 + t_{VTt_2} \end{cases}$$

где t_3 – переменная, равная длительности интервала $0-t_3$;

$I_{VTt_2}(t_{VTt_2})$ – ток транзистора в момент времени t_{VTt_2} ;
 α_3 – эмпирический коэффициент, учитывающий влияние перераспределения тока СБ между паразитной емкостью и шунтирующей ветвью.

Соответственно, с учетом влияния дросселя на форму тока изменение мгновенного и среднего значений тока транзистора на интервале t_2-t_3 , можно получить с помощью уравнений:

$$I_{VTt_3} = \begin{cases} I_{VTt_2}(t_{VTt_2}) + I_{SA_SC} \cdot e^{-\frac{\delta_3 \beta_3}{t_3}} & \text{if } t_{VTt_2} \leq t \leq t_{VTt_3}, \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

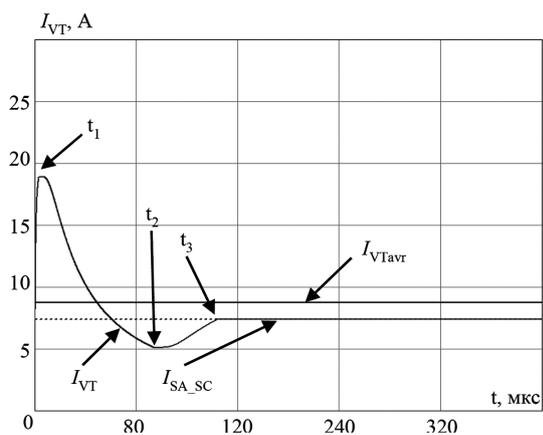
$$I_{VTavg t_3} = \frac{1}{t_{VTt_3} - t_{VTt_2}} \cdot \int_{t_{VTt_2}}^{t_{VTt_3}} I_{VTt_3} dt,$$

где β_3 – эмпирический коэффициент, учитывающий влияние перераспределения тока СБ между паразитной емкостью и шунтирующей ветвью.

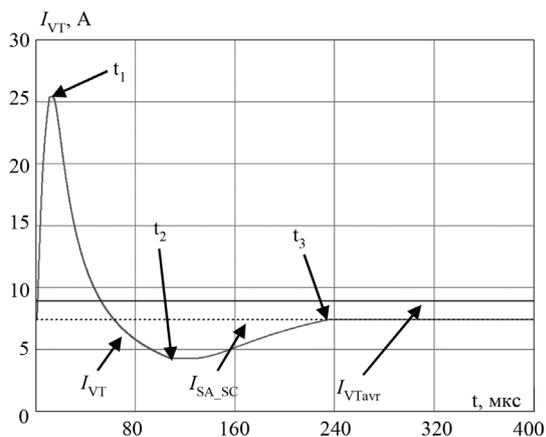
На интервале t_3-t_4 (где t_4 – момент времени, в который происходит размыкание транзистора, на рис. 4 не указан), мгновенное и среднее значение тока транзистора неизменны и равны току КЗ СБ I_{SA_SC} :

$$I_{VTt_4} = I_{VTavg t_4} = \begin{cases} I_{SA_SC} & \text{if } t > t_{VTt_3}, \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

Решив систему уравнений I_{VTt_1} , I_{VTt_2} , I_{VTt_3} , I_{VTt_4} , получим диаграмму тока транзисторного ключа I_{VT} после шунтирования СБ (рис. 5). Для построения графика использовались следующие значения:

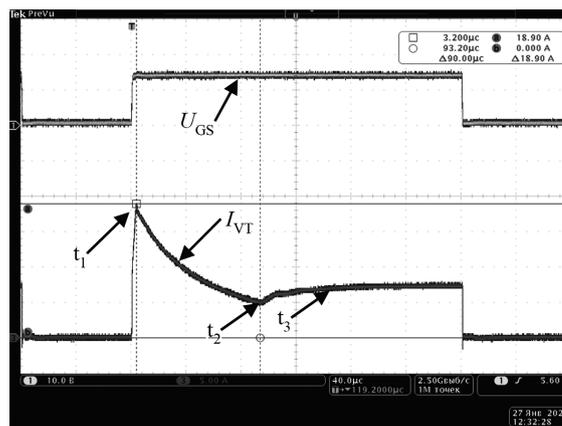


а

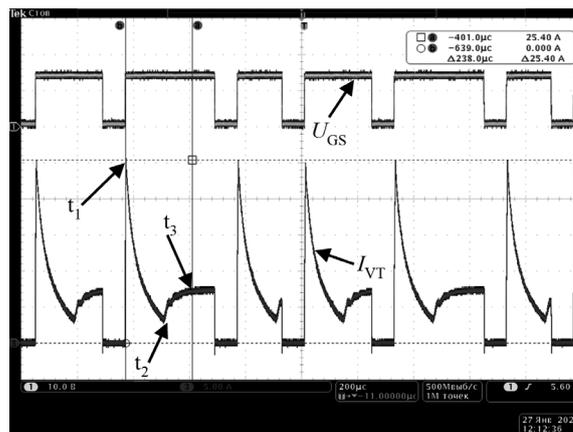


б

Рис. 5. Диаграмма тока транзистора:
а – при $C_{SA} = 200$ нФ; б – при $C_{SA} = 400$ нФ



а



б

Рис. 6. Осциллограммы ШС при шунтировании СБ:
а – при $C_{SA} = 200$ нФ; б – при $C_{SA} = 400$ нФ

$L = 44$ мкГн, $r_L = 100$ мОм, $R_{VT} = 18$ мОм, $Q_{SA} = 0,52$ (рис. 5а) и $Q_{SA} = 0,37$ (рис. 5б),
 $U_{OUT} = 100$ В, $f_W = 6,25$ кГц, $I_{SA_SC} = 7,4$ А,
 $I_{SA_OPT} = 6,6$ А, $\alpha_1 = 0,38$ (рис. 5а) и $\alpha_1 = 0,15$ (рис. 5б),
 $\beta_1 = 0,38$ (рис. 5а) и $\beta_1 = 1,7$ (рис. 5б),
 $\alpha_2 = 5,8$ (рис. 5а) и $\alpha_2 = 4,8$ (рис. 5б),
 $\beta_2 = 4,8$ (рис. 5а) и $\beta_2 = 1,5$ (рис. 5б),
 $\alpha_3 = 10$ (рис. 5а) и $\alpha_3 = 9$ (рис. 5б), $\beta_3 = 10$;
(рис. 5а) и $\beta_3 = 9$ (рис. 5б).

Как видно из диаграммы, увеличение паразитной выходной емкости в два раза привело к увеличению амплитуды тока транзистора в $25,4$ А/ $18,9$ А $\approx 1,30$ раза. Проинтегрировав ток транзистора I_{VT} на интервале времени равном одному периоду рабочей частоты, получим среднее значение тока транзистора $I_{VTavr} = 8,75$ А (рис. 5а) и $I_{VTavr} = 8,92$ А (рис. 5б). Таким образом, наличие паразитной выходной емкости СБ приводит к увеличению среднего тока за один период работы в $I_{VT}/I_{SA_SC} = 8,75$ А/ $7,4$ А = $1,18$ раз (рис. 5а) и $I_{VT}/I_{SA_SC} = 8,92$ А/ $7,4$ А = $1,21$ раз (рис. 5б) относительно тока КЗ СБ ($7,4$ А). Соответственно, при равных условиях применения, тепловыделения транзисторного ключа увеличится в $(I_{VT}/I_{SA_SC})^2 = 1,182 = 1,39$ раз (рис. 5а) и $(I_{VT}/I_{SA_SC})^2 = 1,212 = 1,46$ раз (рис. 5б). Снижение

токовой нагрузки и тепловыделения транзистора, до уровня соответствующего току КЗ СБ, достигается при усреднении I_{VT} не менее, чем за пять периодов рабочей частоты.

Экспериментальные данные

На рис.6 приведены осциллограммы работы макетного образца ШС энергии СБ со следующими параметрами:

- имитатор солнечной батареи (Keysight E4360A с двумя модулями E4362A): $U_{SA_OPT} = 101$ В, $I_{SA_OPT} = 6,6$ А, $I_{SA_SC} = 7,4$ А;

- преобразователь: $L = 44$ мкГн (магнитопровод МП-60), $r_L = 100$ мОм, $f_W = 6,25$ кГц, $R_{VT} = 18$ мОм, $U_{OUT} = 100$ В, $Q_{SA} = 0,52$ (рис.6а) и $Q_{SA} = 0,37$ (рис. 6б).

Результаты сравнения осциллограмм работы и рис. 5 показывают, что процессы совпадают качественно, при этом различие между расчетными и экспериментальными данными не превышает 5%.

Заключение

Проведенный анализ процессов, протекающих в шунтовом преобразователе энергии солнечной батареи, показал, что усреднение тока транзистора на

одном периоде рабочей частоты, с учетом реальных параметров схемы и характеристик СБ, дает величину более чем на 10% выше тока КЗ СБ. Полученные уравнения позволяют провести предварительную оценку токовой нагрузки и тепловыделения для шунтирующего транзистора, с учетом паразитных характеристик солнечной панели. Сравнение результатов расчета с экспериментальными данными показало расхождение не более 5%, что является достаточным для применения в методиках инженерного анализа и расчета.

Литература

1. А. С. Асочаков, А. А. Дружинин, И. М. Журавлев, А. А. Лопатин. Алгоритмы управления многоканальным шунтовым стабилизатором напряжения с цифровой системой автоматического управления. – Доклады ТУСУР. 2021, № 2, Т.24. С.84–90
2. А. Г. Струговец, М. Е. Хлыстунов, И. М. Журавлев. Анализ дискретных способов управления шунтовым преобразователем мощности солнечной батареи. Материалы XXV Международной научно-практической конференции “Решетневские чтения”. – Красноярск, 2021. Ч.2. С.346–348.
3. A.M. Kamel, Amged S. El-Wakeel, Usama R. AbouZayed. Sequential Switching Shunt Regulator for Satellite Power Control System. IOSR-JEEE. 2017. Vol.12. P. 78–83.
4. Carlos L. Salinas. A hybrid sequential switching shunt regulator (HS3R) for satellites // International Journal of Information and Electronics Engineering. 2013. Vol. 3, No. 5. P. 453-456.
5. Ausias Garrigós, Jose A. Carrasco, Jose M. Blanes, Esteban Sanchis. Modeling the Sequential Switching Shunt Series Regulator. IEEE Power Electronics Letters. 2005. Vol. 3, No. 1. P. 7-13.
6. E. Mostacciolo, L. Iannelli, S. Sagnelli, F. Vasca, R. Luisi, V. Stanzione. Modeling and power management of a leo small satellite eps. European Control Conference. Limassol, Cyprus. 2018. P. 2738-2743.

Крутских Евгений Ильич, заместитель главного конструктора проектирования и испытаний радиоэлектронной аппаратуры АО ‘ИСС’, e-mail: krutskikh@iss-reshetnev.ru;

Струговец Андрей Григорьевич, начальник группы разработки алгоритмов и циклограмм испытаний блоков, узлов и приборов энергопреобразующей аппаратуры АО ‘ИСС’, e-mail: strugovetsag@iss-reshetnev.ru;

Журавлев Иван Михайлович, инженер-конструктор 2 категории базового центра системного проектирования бортовой аппаратуры космических аппаратов АО ‘ИСС’, e-mail: zhuravlevim@iss-reshetnev.ru.

Е. Г. Ананьев, Ю. М. Иньков

КРИТЕРИИ ВЫБОРА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ КОМПОНЕНТОВ ВХОДНОГО ТЯГОВОГО СТАТИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПЕРСПЕКТИВНОГО ЭЛЕКТРОПОЕЗДА ПОСТОЯННОГО ТОКА С ПОВЫШЕННЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ В КОНТАКТНОЙ СЕТИ

E. G. Ananьев, Yu. M. Inkov

При проектировании статических преобразователей электроэнергии особое внимание должно быть уделено выбору полупроводниковых компонентов. Поскольку в статье речь идет о входном тяговом статическом преобразователе (ВТСП) для перспективного электроподвижного состава (ЭПС) постоянного тока с напряжением 24 кВ в контактной сети, то этот вопрос особенно актуален.

В связи с этим, определены основные критерии по выбору полупроводниковых компонентов такого преобразователя, проведены анализ современных силовых полупроводниковых приборов ведущих мировых производителей и предварительная оценка потерь мощности при различных частотах коммутации.

Ключевые слова: *перспективный электропоезд, постоянный ток, повышенное напряжение 24 кВ, выбор полупроводниковых приборов, потери мощности, потери проводимости, коммутационные потери, IGBT, MOSFET.*

При проектировании статических преобразователей электроэнергии для электроподвижного состава и выборе полупроводниковых приборов принимают во внимание такие основные показатели как величина установленной мощности, быстродействие, а также полные потери, которые определяют коэффициент полезного действия преобразователя. В свою очередь, величина КПД должна соответствовать определенному заданному значению.

Объектом исследования является входной тяговый статический преобразователь (ВТСП) перспективного электроподвижного состава постоянного тока с напряжением 24 кВ в контактной сети, обобщенная структура которого представлена в [1], поэтому минимальная величина суммарного КПД рассматриваемой системы электрической тяги должна быть не меньше соответствующих значений для существующих систем.

Снижение потерь мощности в контактной сети при повышении напряжения является очевидным фактом. Еще в 1950-х годах было доказано, что применение системы электрической тяги постоянного тока с напряжением 12 кВ позволяет снизить потери мощности до уровня, характерного для системы электрической тяги переменного тока 25 кВ.

Кроме того, внедрение новой системы электрической тяги должно сопровождаться повышением энергетиче-

Selection Criteria for Semiconductor Components for the Input Traction Static Converter of a Prospective DC Electric Train with Increased Catenary System Voltage

When designing static power converters, special attention should be paid to the semiconductor components selection. As long as the article concerns the input traction static converter (ITSC) for prospective DC electric rolling stock with a voltage of 24 kV in the catenary system, this issue is of special relevancy.

In this regard, the main criteria for the semiconductor components selection of the said converter were determined, an analysis of modern power semiconductor devices from leading world manufacturers, as well as preliminary assessment of power losses at various switching frequencies were performed.

Key words: *prospective electric multiple unit, direct current, increased voltage of 24 kV, selection of semiconductor devices, power losses, conduction losses, switching losses, IGBT, MOSFET*

ской эффективности по сравнению с существующими, поэтому предварительно критериями оценки к. п. д. ВТСП (с учетом снижения потерь мощности в системе тягового электроснабжения) можно принять соответствующие величины для современного ЭПС переменного тока 25кВ. Целесообразность данного выбора можно оценить, если сравнить структуры тягового электропривода по числу компонентов. Также для упрощения анализа можно допустить, что в обоих случаях на ЭПС в качестве тяговых применены асинхронные тяговые двигатели короткозамкнутым ротором.

Силовая цепь перспективного ЭПС постоянного тока содержит следующие компоненты электрооборудования: сетевой фильтр (СФ), сетевой четырехквadrантный преобразователь (сетевой 4qs-модуль) (СП), промежуточный главный трансформатор (ПГТ), тяговый четырехквadrантный преобразователь (тяговый 4qs-модуль) (ТП), фильтр промежуточного звена постоянного тока (ПФ), тяговый автономный инвертор напряжения (ТИ), тяговые двигатели (ТД).

Важно отметить необходимость обсуждения вопроса о конкретизации терминологии для компонентов ВТСП. Выше перечисленные наименования приняты по следующим соображениям.

Сетевой 4qs-модуль, расположенный со стороны контактной сети относительно промежуточного

главного трансформатора и подключенный к его первичной(сетевой) обмотке, является автономным инвертором напряжения в режиме тяги и выпрямителем в режиме рекуперации.

Тяговый $4qs$ -модуль, расположенный со стороны тягового и вспомогательного оборудования относительно промежуточного главного трансформатора и подключенный ко его вторичной(тяговой) обмотке, является выпрямителем в режиме тяги и автономным инвертором напряжения в режиме рекуперации.

Промежуточный главный трансформатор содержит первичную сетевую обмотку, и несколько вторичных: тяговую питающую как тяговое, так и вспомогательное оборудование, а также обмотку для отопления вагонов.

Приведенная структура перспективного ЭПС постоянного тока схожа со структурой ЭПС переменного тока, за исключением наличия в силовой цепи сетевого $4qs$ -модуля.

Суммарный КПД перспективного ЭПС можно представить в следующем виде:

$$\eta_{24} = \eta_{24} \eta_{сф} \eta_{пт} \eta_{тп} \eta_{пф} \eta_{ти} \eta_{тд}$$

Сравнительным критерием является величина КПД ЭПС переменного тока с напряжением 25 кВ в контактной сети, по отношению к которой КПД ЭПС постоянного тока с напряжением 24 кВ в контактной сети не должен быть ниже:

$$\eta_{24} \geq \eta_{25},$$

где η_{24} – КПД ЭПС постоянного тока с напряжением 24кВ в контактной сети;

η_{25} – КПД ЭПС переменного тока с напряжением 25кВ в контактной сети.

Коэффициент полезного действия современного ЭПС переменного тока составляет $\eta_{25} = 0,84-0,86$.

Коэффициент полезного действия современного ЭПС постоянного тока при напряжении 3 кВ в контактной сети составляет $\eta_3 = 0,87-0,89$.

Для количественной сравнительной оценки потерь мощности необходимо определить прототип перспективного ЭПС, а поскольку рассматриваемая система электрической тяги особенно актуальна для высокоскоростного пассажирского движения, то в качестве прототипа можно принять электропоезд ЭВС-1 производства компании “*Siemens*” выходной мощностью 8МВт и коэффициентом полезного действия при работе от тяговой сети переменного тока 25кВ, равным 0,84.

Поскольку ВТСП представляет собой понижающий преобразователь постоянного напряжения с промежуточным главным трансформатором, то сетевой $4qs$ -модуль преобразует электроэнергию постоянного напряжения 24кВ в электроэнергию переменного напряжения той же амплитудной величины. Силовые полупроводниковые приборы сетевого $4qs$ -модуля должны быть рассчитаны на напряжение указанной величины. В настоящее время, карбид-кремниевые полевые транзисторы *SiC Trench Mosfet* выдерживают

прямое напряжение в закрытом состоянии до 3,3 кВ, а широко используемые на электроподвижном составе *IGB*-транзисторы до 6,5 кВ. Таким образом, необходимое количество полупроводниковых приборов должно быть значительно увеличено.

Существуют два основных способа реализации сетевого $4qs$ -модуля: последовательное соединение нескольких модулей, последовательное соединение полупроводниковых ключей с применением многоуровневой структуры в виде ячеек в составе одного модуля. В первом случае каждый сетевой $4qs$ -модуль может быть подключен как к сетевой обмотке отдельного, так и к индивидуальной сетевой обмотке одного главного трансформатора. В зависимости от принятой топологии сетевого $4qs$ -модуля, тяговый $4qs$ выполняется аналогичным образом.

В том случае, если ВТСП содержит несколько главных трансформаторов, то число сетевых $4qs$ -модулей, соединенных последовательно, и тяговых $4qs$ -модулей, соединенных параллельно, одинаково, при этом величины токов и напряжений в цепи каждого отдельного $4qs$ -модуля, как тягового, так и сетевого одинаковы. Это позволяет унифицировать используемые полупроводниковые компоненты. Если силовая цепь ВТСП содержит один главный трансформатор, то число тяговых $4qs$ определяется допустимой номинальной величиной тока в полупроводниковых ключах.

Соотношение выбранного числа полупроводниковых элементов, действующих и амплитудных величин токов и напряжений, на которые они рассчитаны, а также их характеристики в значительной степени определяют суммарные потери, а значит и коэффициент полезного действия сетевого и тягового $4qs$ -модулей.

Выбор типа полупроводниковых ключей зависит также от характера электромагнитных процессов в ВТСП.

Поскольку речь идет, в первую очередь, о высокоскоростном ЭПС, то при увеличении числа компонентов электрооборудования в силовой цепи, необходимо учитывать ограничения по осевой нагрузке, определяющей динамические воздействия на рельсовый путь, а значит и по весу тягового оборудования. Уменьшение веса трансформатора достигается повышением частоты напряжения, при условии сохранения или уменьшения потерь в магнитопроводе (1) (3). Сетевой $4qs$ -модуль в режиме тяги и тяговый $4qs$ -модуль в режиме рекуперативного торможения являются независимыми автономными инверторами напряжения и позволяют принять частоту коммутации желаемой величины, выбор которой также ограничен величиной потерь мощности в полупроводниковых приборах.

С учетом выше сказанного, выбор силовых полупроводниковых ключей может быть ограничен биполярными транзисторами с изолированным затвором (*IGBT*) и полевыми транзисторами (*MOSFET*), а также их модификациями.

В табл. 1 представлены основные характеристики силовых полупроводниковых приборов опубликован-

ные на официальных сайтах ведущих мировых производителей: биполярные транзисторы с изолированным затвором на основе кремния (*IGBT*), запираемые тиристоры (*GTO*), запираемые тиристоры с интегрированным управлением (*IGCT*), полевые транзисторы на основе кремния с каналом *N*-типа (*N-MOSFET*), полевые транзисторы на основе карбид-кремния с планарной структурой (*SiC MOSFET*) и с измененной структурой подложки (*SiC Trench MOSFET*) с уменьшенным зарядом затвора и сопротивлением канала R_{ds} [4].

GTO и *IGCT* эффективны в преобразователях большой мощности, частота коммутации в которых не превышает 1 кГц. Традиционные *IGBT* на основе кремния, как указывают сами производители, эффективны при частоте коммутации до 5 кГц.

IGB-транзисторы, сочетая преимущества биполярных и полевых транзисторов в виде небольших потерь мощности в режиме проводимости и управления напряжением затвора, имеют дополнительные коммутационные потери (пиковый ток при открытии, хвостовой ток) из-за движения неосновных носителей заряда, что, однако, позволяет снизить потери в режиме проводимости [5].

Сопротивление *N-MOSFET* существенно возрастает при высоких напряжениях и потери становятся выше, чем у *IGBT*, поэтому в основном их производят на напряжение до 600 В.

SiC MOSFET модули обладают более широкой запрещенной зоной, что влияет на конструкцию транзистора и максимальное напряжение сток-исток. Потери проводимости значительно ниже, чем у *IGBT*, особенно при небольших нагрузках. Отсутствие неосновных носителей заряда в режиме проводимости исключает хвостовой ток при выключении транзистора. Потери при включении также малы за счет меньших пиковых токов. Кроме того, *SiC MOSFET* позволяют с помощью сопротивления затвора легко управлять величиной du/dt .

Недавно на рынке силовой электроники также появились так называемые гибридные модули *Hybrid SiC*, обеспечивающие существенное снижение потерь мощности при умеренном росте стоимости и содержащие кремниевый *IGB*-транзистор с карбид-кремниевым антипараллельным диодом [6].

В общем случае, полные потери мощности P_s в полупроводниковых приборах подразделяют на потери проводимости в открытом состоянии P_{cond} , коммутационные потери при включении P_{on} и выключении P_{off} , потери при восстановлении встречно-параллельного диода P_{rr} и потери от токов утечки в закрытом состоянии транзисторов.

В современных полупроводниковых модулях *MOSFET* и *IGBT* потери от токов утечки в закрытом состоянии ключей незначительны, поэтому суммарные потери можно выразить следующим образом:

$$P_s = P_{cond} + P_{on} + P_{off} + P_{rr} = I_F V_c d + f(E_{on} + E_{off}),$$

В приведенной формуле энергия, выделяемая в полупроводниковом ключе в открытом состоянии:

$$E_{cond} = \int_0^t V_{CE}(i) \cdot i(t) dt.$$

Потери мощности *IGB*-транзистора с учетом коэффициента заполнения, значение которого без учета мертвого времени при коэффициенте заполнения $D = 0,5$:

$$P_{cond} = I_C \cdot V_{CE} \cdot D.$$

Потери мощности при коммутации транзистора:

$$P_{sw} = f_{sw} (E_{on} + E_{off}).$$

Потери мощности полевого транзистора в открытом состоянии обычно вычисляют, используя величину сопротивления сток-исток в открытом состоянии ключа:

$$P_{cond} = I_o^2 \cdot R_{cond} \cdot D.$$

Коммутационные потери полевого транзистора также можно найти, зная длительности спада и нарастания тока:

$$P_{sw} = I_o \cdot V_{IN} \cdot (t_r + t_f) \cdot f_{sw}.$$

В табл. 2 представлены результаты расчета полных потерь для некоторых силовых полупроводниковых приборов, представленных в табл. 1 при различных частотах коммутации и сопоставлены с величиной потерь P_{max} , которую способен рассеять ключ, без учета потерь при восстановлении обратного диода и потерь от токов утечки ключа в закрытом состоянии.

Поскольку потери в полупроводниковых ключах зависят фактической величины постоянного тока и эти зависимости присутствуют в технической документации, то для наглядности расчет потерь мощности произведен не при номинальном токе I_n , на который рассчитан ключ, а действующее значение тока в сетевой обмотке ПГТ I_{1n} . При этом примем допущение, что при отпирании ключей к сетевой обмотке прикладывается напряжение прямоугольной формы, тогда получим::

$$I_{1n} = \frac{(P_k + P_n) \cdot [1 + (1 - \eta)]}{V_{kc}},$$

где $P_k = 2000$ кВт – выходная мощность одного моторного вагона;

$P_n = 290$ кВт – мощность вспомогательного оборудования одной секции (моторный и прицепной вагоны);

$V_{kc} = 24$ кВ – напряжение контактной сети;

$\eta = 0,84$ – КПД нового ЭПС.

Подставим принятые значения с учетом того, что каждый моторный вагон содержит отдельный ПГТ, и получим величину тока для расчета потерь

Таблица 1. Силовые IGBT и MOSFET модули ведущих мировых производителей

Изготовитель	Тип	U, В	I, А	P _{сmax} ³ , кВт	Оптовая цена, USD	V _{сэф} /сарт В	P _{сmax} ³ , кВт	E _{он, J/P³} 25/125С°	E _{офф, J/P³} 25/125С°	t _{d(он)} ³ , мкс	t _{d(офф)} ³ , мкс	t _r ³ , мкс	t _f ³ , мкс	C _{ies} ³ , нФ	C _{оит} ³ , нФ	Q _G ³ , нК	L _{ссе} ³ , нГн	R _{θ(25-100)} ³ , МОм	
Infineon	IGBT	3300	200	660	—	5,1/3,9	2,2	0,3	0,23	0,28	1,6	0,19	0,2	25	—	4	58	—	
			400	1320	—	5,1/4	4,8	0,47/0,73	0,43/0,51	0,28	1,6	0,19	0,2	50	—	8	25	—	
			500	1650	1200	2,75	—	0,8	—	—	—	—	—	—	—	—	—	18	—
			1000	3300	1500	2,75	—	1,4	—	—	—	—	—	—	—	—	—	18	—
		4500	400	1800	—	—	0,8	1,2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	25	—
		800	3600	2400	6/2,8	1,6	3,1/4,1	2,8/3,4	0,6	7	0,2	0,4	185	—	26,5	20	—	—	
		6500	1800	8100	4000	6/2,4	4	5,8/8,1	7,1/9	0,29	7,2	0,23	0,21	297	—	47	6	—	—
		250	1625	2000	6/3,5	1	1,4/2,2	1,2/1,4	0,64	7,3/7,6	0,19	0,45	69	—	10	25	—	—	
	400	2600	2600	6/3,5	1,6	2,3/3,5	2/2,3	0,65	7,3/7,6	0,19	0,45	110	—	17	20	—	—		
	N-MOSFET	600	52	31,2	10	—	0,3	0,150/0	—	—	0,026	0,097	0,02	0,005	2,7	0,05	24	—	45–100
	650	101	322	35	—	0,42	0,6	0,003	—	—	0,08	0,22	0,04	0,008	9,9	0,2	0,25	—	15–29
	CoolSiC TrenchMofset	1200	250	300	700	1,75	—	0,005	0,006	0,067	0,129	0,03	0,045	14,7	0,9	0,5	20	6–8,5	—
Sic Mosfet	1200	250	300	320	1,75	—	0,005	0,006	0,066	0,134	0,03	0,045	14,7	0,88	0,5	20	7,5	—	
	—	500	600	900	1,5	—	0,024	0,02	0,075	0,023	0,08	0,052	39,7	2,2	1,34	20	2,1–3,3	—	
Mitsubishi Electric	Sic Mosfet	1200	600	1020	—	3,3/2,4	6,9	0,3	0,17	0,6	1	0,2	0,2	70	10	3,3	—	1,5	
		1700	2400	4080	—	2/1,6	13,8	0,5/0,8	1/1,25	1,5	6,35	0,5	0,32	817	17,8	51	12	—	
	IGBT	1700	600	1020	—	3,3/2,4	6,9	0,3	0,17	0,6	1	0,2	0,2	70	10	3,3	—	1,5	
			2400	4080	—	2/1,6	13,8	0,5/0,8	1/1,25	1,5	6,35	0,5	0,32	817	17,8	51	12	—	
		3300	400	1320	—	3,45/3,4	4,68	0,6	0,5	1	3	0,2	—	60	6	5	54	—	
			1000	3300	—	6,2/3	10,4	1,5/1,95	1,5/1,8	1	2,8	0,29	0,35	140	8,7	10,7	16,5	—	
			1800	5940	—	2,4/2,3	17,8	3/3,4	2,45/3,1	0,9	3,1	0,5	0,45	208	14	13,5	8	—	
		4500	600	2700	—	3,6	7,5	3	1,5	2,4	6	1,2	1,2	108	8	—	—	—	
	1200	5400	—	3,5	11,9	5,5	4,5	0,95	3,8	0,3	0,45	175	11	—	—	—			
	6500	200	1300	—	4	2,9	1,5	1,2	1	9	0,4	0,5	41	2,5	—	—	—		
		600	3900	—	4	8,9	4,5	4,25	1	8	0,4	0,5	124	7,6	—	—	—		
	GTO	3600	1000	3600	—	4	3,5	2,8	4	8	30	—	—	—	—	—	—	—	
IGCT	6500	180	1170	—	5,4	—	0,4	1,1	5	—	—	—	—	—	—	—	—		
		330	2145	—	5	—	0,55	1,8	5	—	—	—	—	—	—	—	—		
Hitachi	IGBT	1200	400	480	—	1,7	—	0,02	0,05	0,2	0,8	—	0,5	16	—	—	—	—	
			600	1020	—	2	—	0,2	0,45	1	1,4	0,02	1,7	30	—	—	—	—	
			1000	1700	—	1,8	—	0,4	0,38	0,5	2	0,1	0,8	76	—	—	—	—	
			3600	6120	—	2	—	1,4	3	1	1,7	0,4	0,8	177	—	—	8	—	
		3300	250	825	—	2,7	2,5	0,5	0,5	2,5	4	—	—	33	3,3	2,8	—	—	
			500	1650	—	3	—	0,75	0,8	0,8	3,75	0,25	0,75	65	—	—	—	—	
			1000	3300	—	2,5	—	2,2	1,5	3	4	2	1,8	130	—	—	18	—	
			1800	5940	—	2,4	—	3,8	3,3	0,8	2,2	0,8	0,3	132	—	—	7	—	
		4500	400	1800	—	4,5	1,96	2,4	1,4	4	3,5	3	1,5	28	2,3	4,8	—	—	
			1000	4500	—	3,5	—	4	3,4	0,5	2,5	—	—	55	—	—	15	—	
			1500	6750	—	3,5	—	5	5	0,5	2,6	—	—	83	—	—	10	—	
			6500	500	3250	—	4,3	—	3,7	2,8	3,9	6,4	3,2	3,1	87	—	—	—	—
1000	6500	—	4	—	6	7,2	1,3	4,3	0,3	1,5	80	—	—	—	—				
Sic Mosfet	3300	800	2640	—	2,25	—	0,9	0,35	1,5	1,7	0,5	0,25	230	—	2150	10	—		
ABB	IGBT	1700	1800	3060	1600	2,5	11	0,6	0,7	0,3	1	0,25	0,25	166	16,5	15,1	10	—	
			250	825	1100	2,8	2,45	0,5	0,5	0,45	1,25	0,2	0,3	25,2	2,1	1,8	125	—	
		3300	500	1650	1600	2,8	4,8	0,8	0,9	0,4	1,5	0,13	0,33	50	4,2	3,7	24	—	
			1800	5940	2200	2,6	—	4,25	4,25	1	3,5	0,3	0,45	239	—	18	8	—	
		4500	2000	9000	6600	3,8	20,8	9,3	9,3	0,7	4,5	0,53	0,8	186	13,4	9,6	9,6	—	

Таблица 1. Силовые IGBT и MOSFET модули ведущих мировых производителей (продолжение)

Изготовитель	Тип	U, В	I, А	P _{max} ¹ , кВт	Оптовая цена, USD	V _{ce th} /sat ¹ , В	P _{smax} ² , кВт	E _{on,J/P} ³ , 25/125С°	E _{off,J/P} ³ , 25/125С°	t _{d(on)} ⁴ , мкс	t _{d(off)} ⁴ , мкс	t _r ⁵ , мкс	t _f ⁵ , мкс	C _{ies} ⁶ , нФ	C _{out} ⁶ , нФ	Q _G ⁷ , нК	L _{sce} ⁸ , нГн	P _{db(25-150)} ⁹ , МОм
ABB	IGBT	6500	400	2600	1800	5	7,35	2,3/2,8	1,4/2,1	0,67	1,6	0,23	0,8	95,3	4,41	5,3	20	—
			1000	6500	3000	4	—	5,5	5,5	0,5	5,6	1,6	0,4	101		8,3	18	—
ROHM	SiC Mosfet	1200	95	114	75	2	0,43	632 · 10 ⁻⁶	243 · 10 ⁻⁶	0,029	0,067	0,04	0,028	2,88	0,24	0,178	—	28,6
	SiC-Dmosfet	1700	250	425	1550	1,95	1,8	0,02/0,017	0,007/0,01	0,05	0,23	0,05	0,1	30	25	—	13,3	—
IXYS	IGBT	1200	780	936	—	2,1	—	0,006	0,023	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Электро-выпармитель	IGBT	1700	400	680	—	2	—	—	—	0,4	1		0,23	—	—	—	—	—
		3300	200	660	—	3,4	—	—	—	0,64	1,7	1,6	0,2	—	—	—	—	—
			1200	3960	—	3,4	—	—	—	—	0,62	1,7	0,42	0,2	—	—	—	—

Таблица 2. Результаты расчета потерь мощности в полупроводниковых приборах при токе 100 А

Изготовитель	Тип	U, В	I, А	P _{max} ¹ , кВт (D = 0,5)	P [кВт], при I _н = 111 А															
					f, Гц	50		1000		2500		5000		7500		10000		20000		
					P _{cond} ² , кВт (D = 0,5)	P _{sw} ³ , кВт	P _s ³ , кВт	P _{sw} ³ , кВт	P _s ³ , кВт	P _{sw} ³ , кВт	P _s ³ , кВт	P _{sw} ³ , кВт	P _s ³ , кВт	P _{sw} ³ , кВт	P _s ³ , кВт	P _{sw} ³ , кВт	P _s ³ , кВт	P _{sw} ³ , кВт	P _s ³ , кВт	
Infineon	IGBT	3300	200	2,2	0,28	0,026	0,31	0,53	0,81	1,31	1,60	2,63	2,91	3,94	4,22	5,25	5,53	10,5	10,8	
			400	4,8	0,22	0,036	0,26	0,72	0,94	1,80	2,02	3,60	3,82	5,40	5,62	7,20	7,42	14,4	14,6	
		4500	800	16	0,15	0,100	0,25	2,00	2,15	5,00	5,15	10,00	10,15	15,00	15,15	20,00	###	40,0	40,2	
			1800	40	0,12	0,225	0,35	4,50	4,62	11,25	11,37	22,50	22,62	33,75	33,87	45,00	###	90,0	90,1	
		6500	250	10	0,26	0,100	0,36	2,00	2,26	5,00	5,26	10,00	###	15,00	15,26	20,00	20,26	40,0	40,3	
			400	16	0,22	0,120	0,34	2,40	2,62	6,00	6,22	12,00	12,22	18,00	###	24,00	24,22	48,0	48,2	
	N-Mosfet	650	102	1,2	0,17	0,020	0,192	0,406	0,578	1,015	1,187	2,030	###	3,045	3,217	4,060	4,232	8,12	8,3	
	CoolSiC Trench Mosfet	1200	250	—	0,05	0,000	0,050	0,005	0,055	0,014	0,063	0,027	0,077	0,041	0,090	0,054	0,104	0,108	0,158	
Mitsubishi Electric	HybridSiC	1200	300	1,9	0,26	0,001	0,26	0,02	0,28	0,06	0,31	0,11	0,37	0,17	0,43	0,23	0,48	0,46	0,7	
	SiC Mosfet	1700	300	1,2	0,09	0,002	0,10	0,03	0,12	0,08	0,17	0,15	0,24	0,23	0,32	0,30	0,39	0,60	0,7	
	IGBT	1700	400	3,8	0,17	0,025	0,19	0,49	0,66	1,23	1,39	2,45	2,62	3,68	3,84	4,90	5,07	9,80	10,0	
			2400	13,8	0,08	0,020	0,10	0,40	0,48	1,00	1,08	2,00	2,08	3,00	3,08	4,00	4,08	8,00	8,1	
	3300	400	4,7	0,22	0,033	0,25	0,65	0,87	1,63	1,84	3,25	3,47	4,88	5,09	6,50	6,72	13,0	13,2		
		1800	17,8	0,10	0,100	0,20	2,00	2,10	5,00	5,10	10,00	10,10	15,00	15,10	20,00	20,1	40,0	40,1		
	4500	600	7,5	0,24	0,085	0,33	1,70	1,94	4,25	4,49	8,50	8,74	12,75	12,99	17,00	17,2	34,0	34,2		
		6500	200	2,9	0,37	0,110	0,48	2,20	2,57	5,50	5,87	11,00	11,37	16,50	16,87	22,00	22,4	44,0	44,4	
			600	8,9	0,26	0,163	0,43	3,25	3,51	8,13	8,39	16,25	###	24,38	24,64	32,50	32,8	65,0	65,3	
	Hitachi	IGBT	1200	400	—	0,15	0,002	0,15	0,05	0,20	0,12	0,27	0,24	0,39	0,36	0,51	0,48	0,63	0,96	1,11
3300			250	2,5	0,22	0,035	0,26	0,70	0,92	1,75	1,97	3,50	3,72	5,25	5,47	7,00	7,22	14,0	14,2	
4500			200	2	0,31	0,050	0,36	1,00	1,31	2,50	2,81	5,00	5,31	7,50	7,81	10,00	10,3	20,0	20,3	
SiC Mosfet		3300	800	—	0,04	0,007	0,05	0,14	0,18	0,34	0,38	0,68	0,72	1,01	1,05	1,35	1,39	2,70	2,7	
HybridSiC	1700	1800	—	0,12	0,035	0,16	0,70	0,82	1,75	1,87	3,51	3,63	5,26	5,38	7,01	7,13	14,0	14,1		
ABB	IGBT	3300	500	4,8	0,16	0,027	0,18	0,53	0,69	1,33	1,48	2,65	2,81	3,98	4,13	5,30	5,46	10,6	10,8	
			1800	—	0,11	0,053	0,16	1,05	1,16	2,63	2,74	5,25	5,36	7,88	7,99	10,50	10,61	21,0	21,1	
		4500	2000	20,8	0,11	0,103	0,21	2,05	2,16	5,13	5,24	10,25	10,36	15,38	15,49	20,50	###	41,0	41,1	
			400	7,4	0,29	0,080	0,37	1,60	1,89	4,00	4,29	8,00	8,29	12,00	12,29	16,00	16,29	32,0	32,3	
		6500	1000	—	0,17	0,120	0,29	2,40	2,57	6,00	6,17	12,00	12,17	18,00	18,17	24,00	24,17	48,0	48,2	
ROHM	SiC Mosfet	1200	95	0,43	0,11	0,000	0,11	0,00	0,11	0,00	0,11	0,00	0,11	0,00	0,11	0,00	0,12	0,01	0,12	
	SiC-Dmosfet	1700	250	1,8	0,06	0,001	0,06	0,02	0,08	0,05	0,11	0,10	0,16	0,15	0,20	0,20	0,25	0,39	0,45	

мощности:

$$I_{\text{ин}} = \frac{[(2000 + 290) \cdot 10^3] \cdot (2 - 0,84)}{24000} = 111 \text{ А.}$$

Максимальная величина полных потерь мощности, при которых полупроводниковый ключ способен сохранять свою работоспособность:

$$P_S \leq P_{S \text{ max}}.$$

Величина полных потерь мощности в полупроводниковых ключах P_{S24} выбранной топологии ВТСП не должна превышать заданной величины P_{S25} , рассчитанной по характеристикам прототипа:

$$\sum_{n=1}^n P_{S24} \leq \sum_{n=1}^n P_{S25}.$$

где n – суммарное число полупроводниковых приборов.

Заключение

1. Основными критериями по выбору полупроводниковых приборов для ВТСП являются:

– суммарная величина потерь мощности, равная произведению количества полупроводниковых ключей и полных потерь в каждом из них;

– величина полных потерь мощности, которую способен рассеивать полупроводниковый ключ, не превышая предельно допустимой температуры нагрева;

– характер электромагнитных процессов, определяющий максимальные отклонения величин напряжений и токов от номинальных в рабочем и аварийном режимах.

2. По представленным в табл. 2 результатам можно сделать вывод о том, что существуют различные комбинации выбора конкретного полупроводникового ключа, полные потери которого зависят от соотношения

таких параметров как максимальные величины напряжения и тока в длительном режиме работы на которые рассчитан ключ, так и отношение фактического тока к максимальному, что требует более точной оценки на этапе проектирования принятой топологии ВТСП.

Литература

1. *Ананьев Е. Г., Иньков Ю. М.* Сравнительная оценка потерь холостого хода тягового высокочастотного трансформатора перспективного электропоезда постоянного тока с повышенным напряжением 24 кВ в контактной сети. – Практическая силовая электроника, 2021, № 4, С. 23–31.
2. *Гапанович В. А., Назаров А. С., Яговкин А. Н., Янченко Е. Г., Шульдин С. В., Назаров О. Н.* Технические особенности высокоскоростного поезда Velaro RUS. – Техника железных дорог 2009, № 1, С. 37–48.
3. *Глызин И. И.* Повышение энергоэффективности тяговых электроприводов со статическими преобразователями электроэнергии и асинхронными тяговыми двигателями: дисс. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. – М., 2020. 122 с.
4. Применение мощных полевых МОП-транзисторов с двойным N-каналом в синхронных преобразователях постоянного тока Силовая Электроника, 2014, № 1, С. 12–16.
5. CoolSiC™ MOSFET: a revolution for power conversion systems By Dr. Peter Friedrichs, Infineon Technologies AG Neubiberg, Germany 2020.
6. *Андрей Колпаков.* SEMIKUBE Ну SiC: первые шаги в мире карбида кремния. – Силовая электроника, 2019, № 5, С. 18–22.

Ананьев Евгений Германович, аспирант кафедры “Электропоезда и локомотивы” ФГАОУ “Российский университет транспорта” (РУТ(МИИТ)), e-mail: Evgeniy.ananьев.95@mail.ru.

Иньков Юрий Моисеевич, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры “Электропоезда и локомотивы” ФГАОУ “Российский университет транспорта” (РУТ(МИИТ)).

С. Р. Климова

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ СТАТИЧЕСКИХ ИСТОЧНИКОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

S. R. Klimova

Energy Indicators of Static AC Sources

В статье рассмотрены вопросы, связанные с энергетическими показателями статических источников переменного тока. Рассмотрена структура источников бесперебойного питания (ИБП), представлены входные, выходные и нагрузочные характеристики ИБП и проеден их анализ.

Ключевые слова: сеть, преобразователь, байпас, корректор коэффициента мощности, источник бесперебойного питания, инвертор, аккумуляторная батарея.

The article deals with the issues associated with energy indicators of static AC sources. The structure of the uninterruptible power sources (UPS) was considered, The UPS input, output and loading characteristics are presented and their analysis is performed.

Key words: power grid, converter, bypass, power factor corrector, uninterruptible power source, inverter, battery.

Статические источники переменного тока представляют собой источники бесперебойного питания (ИБП) и характеризуют эффективность использования и потребления электрической энергии, а также нагрузочные и перегрузочные свойства системы.

Состав источника бесперебойного питания

Структура источника бесперебойного питания показана на рис. 1. В состав ИБП входят:

1. СЕТЬ – первичная входная сеть переменного тока 50 Гц.
2. БП – цепь байпаса 50 Гц.
3. К – силовой ключ цепи БП.
4. В – КKM – выпрямитель и корректор коэффициента мощности.
5. ИНВ – инвертор.
6. ЗУ – зарядное устройство.
7. АБ – аккумуляторная батарея.
8. Н – нагрузка.

Структурная схема ИБП содержит четыре основных канала передачи энергии:

- цепь двойного преобразования энергии от сети;
- цепь байпас (БП), обеспечивающая прямую передачу энергии от сети к нагрузке;

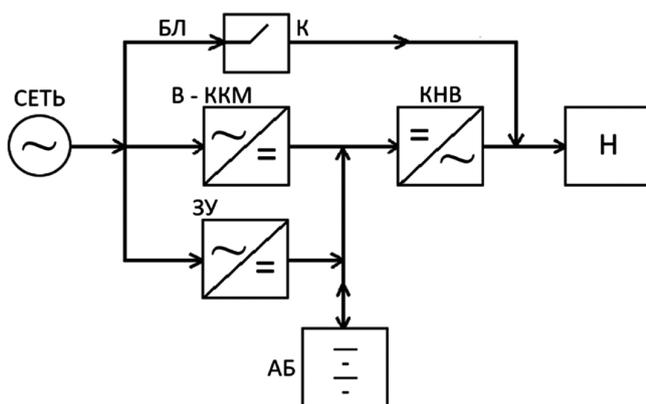


Рис. 1. Структура источника бесперебойного питания

- цепь заряда АБ от сети;
- цепь передачи энергии АБ в нагрузку.

Передача энергии в нагрузку одновременно разрешена только по одному из входов ИБП.

Основные понятия и соотношения

Полная мощность характеризует величину загрузки сети подключенным оборудованием и равна произведению действующих значений напряжения и тока: $S = UI$ [ВА], определяется тремя составляющими мощностями:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + T^2},$$

где P – активная мощность [Вт],
 Q – реактивная мощность [вар],
 T – мощность искажения [ВА].

В случае линейных нагрузок $T = 0$.

Коэффициент искажения синусоидальности характеризует степень отклонения формы периодической кривой от синусоидальной [1]

$$K_{\text{и}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1},$$

где I_1 – действующее значение основной гармоники;
 n – номер гармоники.

Коэффициент нелинейности

$$K_{\text{нн}} = \frac{I_1}{I} < 1,$$

где $I = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}$ – действующее значение несинусоидального тока;

n – номер гармоники тока. Таким образом,

$$K_{\text{нн}} = \frac{1}{\sqrt{1 + K_{\text{и}}^2}}.$$

Коэффициент мощности характеризует эффективность потребления энергии:

$$K_p = \frac{P}{S} = K_{\text{ни}} \cdot \cos \varphi_1,$$

где φ_1 – фазовый сдвиг между первыми гармониками напряжения и тока.

Коэффициент амплитуды (крест-фактор) представляет собой отношение пикового значения тока к действующему:

$$K_a = \frac{I_{\text{пик}}}{I}.$$

Для синусоидального тока $K_a = \sqrt{2}$.

Коэффициент нагрузки – это отношение полной мощности нагрузки к номинальной мощности нагрузки (потребителя):

$$K_n = \frac{S_n}{S_{\text{ном}}} \cdot 100\%.$$

Энергетический коэффициент K_3 определяет соотношение потребляемой ИБП и отдаваемых в нагрузку полных мощностей.

При выполнении условия $K_3 \geq K_{\text{рн}}$ ИБП потребляет из сети полную мощность, равную или меньше, чем ИБП отдает в нагрузку. Энергетический коэффициент является одним из показателей, определяющих целесообразность применения ИБП с двойным преобразованием энергии для оптимизации энергопотребления при нагрузках с низким коэффициентом мощности.

Входные характеристики ИБП

Номинальная входная полная мощность ($S_{\text{вх.ном}}$) – полная мощность, загружающая сеть при 100% коэффициента нагрузки и стандартных условиях эксплуатации. Различают входную мощность, потребляемую при заряженной АБ ($S_{\text{вх.мин}}$) и мощность при форсированном заряде батареи ($S_{\text{вх.макс}}$), превышающее первое значение на 25 ... 30%.

Номинальная входная активная мощность ($P_{\text{вх.ном}}$) характеризует энергопотребление на входе ИБП при номинальной нагрузке.

Коэффициент входной мощности ($K_{\text{р.вх}}$) – характеризует соотношение между полной и активной входными мощностями при номинальном входном напряжении и 100% коэффициента нагрузки.

Значение максимального входного тока определяет выбор автомата защиты ИБП.

Ток короткого замыкания инвертора ($I_{\text{кз}}$) – характеризует способность инвертора отдавать ток при внешнем коротком замыкании. Согласно [2] инвертор должен обеспечить $I_{\text{кз}} = 2I_{\text{ном}}$ в течение 0,1 с.

Выходные характеристики ИБП

Номинальная полная выходная мощность ($S_{\text{вых.ном}}$) – предельная полная мощность, которую инвертор может отдать в линейную нагрузку с коэффициентом мощности $K_{\text{р.вых}}$ при стандартных условиях эксплуатации ИБП [3].

Коэффициент выходной мощности ($K_{\text{р.вых}}$) соответствует тому значению коэффициента мощности нагрузки, при которой обеспечивается максимальная эффективность потребления нагрузкой электроэнергии от ИБП.

Внешняя характеристика ИБП определяет степень статической точности выходного напряжения ИБП, зависящей от выходного сопротивления инвертора [4].

Нагрузочная характеристика ИБП представляет нелинейную зависимость коэффициента передачи полной мощности от коэффициента мощности нагрузки:

$$K_S^o = f(K_{\text{р}}).$$

Вид нагрузочной характеристики зависит от типа нагрузки. Различают линейные активно-индуктивные RL , активно-емкостные RC и нелинейные нагрузки типа RCD , представляющие неуправляемые выпрямители с емкостным фильтром. Коэффициент амплитуды тока таких нагрузок достигает значения 2,5–3 при коэффициенте мощности 0,7–0,8. При чисто активной нагрузке R коэффициент передачи мощности соответствует значению $K_{\text{р.вых}}$. При нелинейной нагрузке коэффициент передачи мощности снижается. Значение коэффициента передачи полной мощности в RL -нагрузку достигает 100% при равенстве его коэффициенту мощности инвертора.

Современные инверторы с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) выходного напряжения обладают низким внутренним сопротивлением и малыми значениями коэффициента искажения синусоидальности выходного напряжения (менее 3%) при коэффициенте амплитуды тока менее трех [4].

На рис. 2 представлены типовые нагрузочные характеристики при RL , RC и RCD видах нагрузок и коэффициенте мощности $K_{\text{р}} = 0,8$. Здесь принят коэффициент передачи полной мощности в нагрузку [5] равный

$$K_S = \frac{S_{\text{макс}}}{S_{\text{ном}}} \cdot 100\%.$$

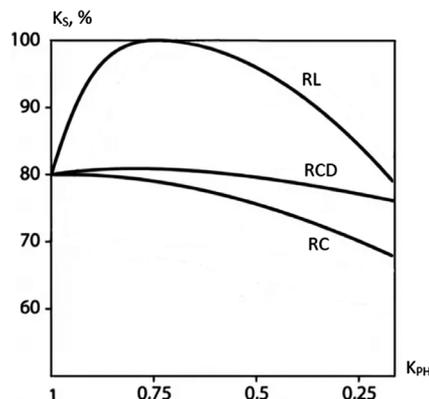


Рис. 2. Нагрузочные характеристики при RL -, RC - и RCD -нагрузках

Реактивная составляющая мощности и высоко-частотные гармонические составляющие мощности искажения на выходе инвертора будут обмениваться между нагрузкой и выходным фильтром инвертора. Емкость фильтра, кроме обеспечения снижения до необходимого уровня коэффициента искажения синусоидальности выходного напряжения, выполняет функцию компенсатора реактивной мощности при работе на индуктивные нагрузки. Значения составляющих мощности в системе зависят от коэффициента мощности нагрузки, причем выходной коэффициент мощности инвертора может отличаться от коэффициента мощности нагрузки. При равенстве этих коэффициентов система будет отдавать максимальную полную мощность в нагрузку при номинальном значении активной мощности [6].

Коэффициент передачи полной мощности в нагрузку K_s коррелируется с понятием коэффициента снижения выходной мощности K_d (*Derating Factor*), указывающим на процент допустимой мощности нагрузки, которую можно подключить к инвертору, не вызывая перегрузки системы [7]. Коэффициент снижения мощности зависит от характера нагрузки, параметров выходного фильтра и установленного производителем коэффициента мощности инвертора. В табл. 1 приведен пример значений коэффициентов снижения мощности при принятом коэффициенте мощности инвертора 0,8 и различных значениях коэффициентов мощности нагрузки [8].

Таблица 1. Зависимость коэффициента передачи мощности K_s от коэффициента мощности нагрузки K_n

Характер нагрузки	K_n	K_s , %
Индуктивный	0,70	88
	0,75	94
	0,80	100
	0,85	100
	0,90	100

Резистивный	1,00	100
Емкостной	0,70	94
	0,75	87
	0,80	80
	0,85	74
	0,70	68
	0,75	62

Литература

- ГОСТ 13109-97. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.
- ГОСТ 27699-88. Системы бесперебойного питания приемников переменного тока. Общие технические условия.
- UPS and Power Protection Solution. Design Guide, MGE UPS Systems, MGE 159, 1998.
- Jean N. Fiorina. Inverters and Harmonics. MGE UPS Systems, MGE 159, 1993.
- В. Климов, С. Климова. Энергетические показатели источников бесперебойного питания переменного тока, – Электронные компоненты, № 4, 2004.
- В. Климов, А. Москалев. Коэффициент мощности и нагрузочная характеристика ШИМ-инвертора в системах бесперебойного питания, – Силовая электроника, № 3, 2007.
- В. Климов. Частотно-энергетические параметры ШИМ-инверторов систем бесперебойного питания, Силовая электроника, № 4, 2009.
- В. П. Климов. Современные направления развития силовых преобразователей переменного тока. – Практическая силовая электроника, № 25, 2007.

Климова Светлана Ростиславовна, старший преподаватель кафедры “Теоретическая электротехника”, Московского авиационного института (национального исследовательского университета), klimovasvetlana470@gmail.com.

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

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

Для публикации статьи необходимо предоставить

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

Статья должна содержать

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

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

Документы в бумажном виде должны быть отправлены по адресу: 111033, г. Москва, Золоторожский Вал, 11, стр. 26, ООО “ММП-Ирбис”.

Требования к оформлению статей

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

Стоимость размещения полноцветной рекламы в журнале “Практическая силовая электроника”

Формат	Размер, мм	Стоимость, руб.
0,5 А4	190 × 130	1500
А4	210 × 290	2250
3-я стр. обложки	210 × 290	3300
4-я стр. обложки	210 × 290	3900
2-я стр. обложки	210 × 290	5400

Требования к рекламным макетам

Формат .tif, .eps (конвертирование в кривые), 300 dpi, СМΥК.

График выхода журнала

1-й выпуск года (№ 1)	2-й выпуск года (№ 2)	3-й выпуск года (№ 3)	4-й выпуск года (№ 4)
2-я декада марта	2-я декада июня	2-я декада сентября	2-я декада декабря
Срок подачи рекламы – до 3-го числа каждого месяца выхода			

Подробная информация о журнале “Практическая силовая электроника” представлена на сайте:
www.mmp-irbis.ru