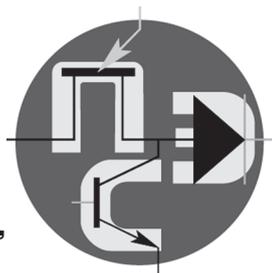


Периодический научно-технический журнал

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



Практическая Силовая Электроника

ISSN 1996-7888

№ 1 (69)/2018

Главный редактор

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

Заместитель главного редактора

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

Редакционный совет

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Подписано в печать 03.03.2018. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

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

Подписной индекс в каталоге Роспечати: 33154

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

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

Содержание

Г. А. Белов, А. А. Павлова

Анализ резонансного преобразователя постоянного напряжения типа LLC методом основной гармоники..... 2

В. В. Ваняев, Е. А. Копелович, М. М. Троицкий

Расчет транзисторно-конденсаторных источников ускоряющего напряжения гиротронов 11

С. В. Аверин, Ле Дык Тьеп

Анализ алгоритмов перехода результирующих векторов при реализации векторной ШИМ..... 19

Фам Ван Бьен

Исследование динамических процессов вентильно-индукторного двигателя мощностью 2000 кВт на математической модели 24

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

Особенности разработки устройств светодиодного освещения (Окончание, начало в №№ 3 (67), 4 (68) 2017) 29

Ю. Н. Либенко, В. А. Колосов

Проведение испытаний РЭА на воздействие высоковольтных импульсов напряжения по цепям электропитания..... 34

Д. А. Шевцов, А. С. Полетаев

Преобразователь напряжения для подсистемы удаления льда беспилотного летательного аппарата 42

В. М. Бардин, А. А. Воронков, Д. В. Пьянзин

Зависимость тока короткого замыкания в транзисторном инверторе от факторов электрической цепи 46

Г. С. Мыцык, Д. В. Горякин

Бесконтактная машинно-электронная генерирующая система на основе асинхронной машины и активного выпрямителя 49

Требования к авторам 56

Компьютерная верстка: В. В. Крючков

Г. А. Белов, А. А. Павлова

АНАЛИЗ РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ТИПА LLC МЕТОДОМ ОСНОВНОЙ ГАРМОНИКИ

G. A. Belov,
A. A. Pavlova

Рассмотрен резонансный преобразователь постоянного напряжения (ППН) типа LLC, которому в зарубежной литературе уделяется большое внимание. Методом основной гармоники выведены основные расчетные соотношения для ППН с учетом активных сопротивлений LC-контра и использованием широко распространенной в отечественной литературе T-образной эквивалентной схемы трансформатора. Учет активных сопротивлений потерь позволил получить выражение для расчета КПД преобразователя, отсутствующее в зарубежных публикациях. Известные из зарубежных публикаций расчетные соотношения получаются как частные случаи выведенных в предлагаемой статье.

Ключевые слова: резонансный преобразователь постоянного напряжения, условия резонанса, коэффициент передачи для индуктивного и емкостного режимов, рекомендации по расчету.

LLC type resonant DC-DC converter analysis by fundamental harmonic method

The authors analyze the LLC type DC-DC converter, to which much attention is paid in abroad publications. Basic design equations for the converter with account for active resistances of LC-circuit and employing of a transformer's equivalent T-circuit widely used in domestic literature were derived by fundamental harmonic method. The accounting for loss resistance allowed obtaining the equation for converter efficiency calculation missing in abroad publications. The design equations known from abroad publications come in as special cases of the equations derived in the article.

Key words: DC-DC resonant converter, resonance conditions, inductive and capacitive modes transfer ratio, computation guidelines.

Резонансные LLC преобразователи постоянного напряжения (ППН) отличаются возможностью получения высокого КПД, малых габаритов и массы при сравнительно высоких рабочих частотах. Резонансные ППН, работающие в режиме прерывистого тока в LC-контуре, когда индуктивность намагничивания трансформатора L_{μ} по крайней мере на два порядка превышает индуктивность рассеяния $L_s = L_{s1} + L'_{s2}$, были подробно рассмотрены ранее [1]. В настоящее время широко используются преобразователи, в которых индуктивность рассеяния соизмерима с индуктивностью намагничивания [4, 5].

Наиболее простым методом анализа и расчета таких преобразователей является метод основной гармоники [2], который основан на предположении о том, что передача энергии от источника входного напряжения $u_{вх}$ к нагрузке R через резонансный контур обусловлена первыми гармониками вызываемых в контуре напряжений и токов. Тогда ток в резонансном контуре i_k полагается чисто синусоидальным. Такой подход дает близкие к точным результаты при работе выше резонансной частоты в режиме непрерывного тока контура и весьма приближенные результаты на частотах переключений ниже резонансной (в режиме прерывистого тока). Следует отметить, что при использовании метода основной гармоники многие детали работы схемы на периоде переключений будут потеряны.

Предположим, что каждый из транзисторов VT1, VT2 несимметричной полумостовой схемы (рис. 1а) открывается на полпериода в противофазе с другим.

Выходное напряжение $u_{н}$ (рис. 1б) инверторного полумоста (рис. 1а) может быть представлено в виде ряда Фурье [3]

$$u_{н}(t) = \frac{U_{вх}}{2} + \frac{2}{\pi} U_{вх} \cdot \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{1}{n} \sin 2\pi n f t,$$

где $f = 1/T$ – частота переключений, первая гармоника ($n = 1$)

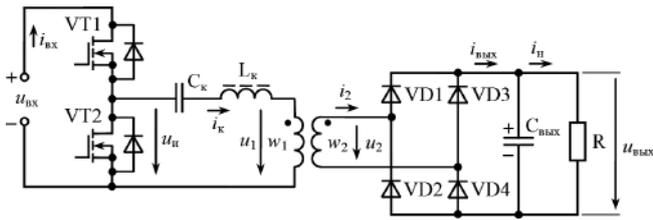
$$u_{н(1)}(t) = \frac{2}{\pi} U_{вх} \sin 2\pi f t. \quad (1)$$

Ток в резонансном контуре $i_k(t)$ предполагается синусоидальным

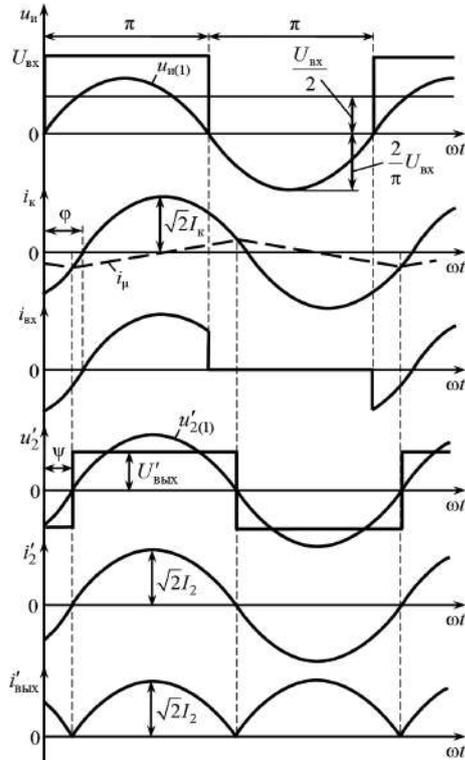
$$i_k(t) = \sqrt{2} I_k \sin(2\pi f t - \varphi), \quad (2)$$

где I_k – действующее значение тока контура, φ – фазовый сдвиг тока относительно первой гармоники напряжения $u_{н(1)}(t)$. Этот ток отстает от напряжения $u_{н(1)}(t)$ на угол $\varphi > 0$, если общее сопротивление контура носит индуктивный характер (индуктивный режим) (когда частота переключений больше резонансной частоты контура f_p), и опережает напряжение на угол $\varphi < 0$ при емкостном характере общего сопротивления контура (емкостной режим) ($f < f_p$).

Через источник входного напряжения $u_{вх}$ протекает входной ток $i_{вх}$ (рис. 1б), равный току контура на интервале $T/2$, когда проводит верхний транзистор VT1 (рис. 1а). В следующий полупериод входной ток равен нулю. Среднее значение входного тока определяется следующим образом:



а



б

Рис. 1. Схема силовой части несимметричного полумостового резонансного преобразователя (а); временные диаграммы, иллюстрирующие работу преобразователя в установившемся режиме (б)

$$\begin{aligned}
 I_{\text{вх.ср}} &= \frac{1}{T} \int_0^{T/2} i_k(t) dt = \frac{\sqrt{2}I_k}{T} \int_0^{T/2} \sin(2\pi ft - \varphi) dt = \\
 &= -\frac{\sqrt{2}I_k}{2\pi} \cos(2\pi ft - \varphi) \Big|_0^{T/2} = \\
 &= -\frac{\sqrt{2}I_k}{2\pi} [\cos(\pi - \varphi) - \cos \varphi] = \frac{\sqrt{2}I_k}{\pi} \cos \varphi.
 \end{aligned}$$

Таким образом,

$$I_{\text{вх.ср}} = \frac{\sqrt{2}I_k}{\pi} \cos \varphi. \tag{3}$$

Тогда активная мощность, потребляемая от источника входного напряжения, определяется выражением

$$P_{\text{вх}} = \frac{\sqrt{2}U_{\text{вх}} I_k}{\pi} \cos \varphi = U_{\text{и(1)}} I_k \cos \varphi, \tag{4}$$

где, согласно (1), величина

$$U_{\text{и(1)}} = \frac{\sqrt{2}U_{\text{вх}}}{\pi}$$

представляет собой действующее значение первой гармоники выходного напряжения инвертора.

Диоды VD1, VD4 выходного выпрямителя открываются в момент перехода тока во вторичной обмотке трансформатора через нуль с отрицательного значения на положительное, а диоды VD2, VD3 – в момент перехода тока во вторичной обмотке через нуль с положительного значения на отрицательное. Если не учитывать ток намагничивания трансформатора i_μ , эти моменты совпадают с моментами перехода через нуль тока i_k резонансного контура. В реальной схеме отпирание диодов выпрямителя и изменение полярности напряжения на вторичной обмотке u_2 происходят при переходе через нуль тока вторичной обмотки трансформатора, приведенное к первичной обмотке значение которого равно $i_2' = i_1 - i_\mu$, где $i_1 = i_k$ – ток в первичной обмотке трансформатора, совпадающий с током LC-контура i_k . В свою очередь, изменение тока намагничивания i_μ связано с напряжением u_2' .

Напряжение на вторичной обмотке трансформатора u_2 с учетом рис. 1б может быть представлено в виде ряда Фурье [3]

$$u_2(t) = \frac{4U_{\text{вых}}}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{1}{n} \sin(2\pi nft - \psi).$$

Первая гармоника этого напряжения определяется выражением

$$u_{2(1)}(t) = \frac{4U_{\text{вых}}}{\pi} \sin(2\pi ft - \psi), \tag{5}$$

где ψ – фазовый сдвиг первой гармоники относительно напряжения $u_{\text{и(1)}}(t)$, выходное напряжение преобразователя $u_{\text{вых}}$ принимается идеально сглаженным, $u_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} = \text{const}$.

Полагая ток i_2 синусоидальным и совпадающим по фазе с первой гармоникой напряжения на вторичной обмотке $u_{2(1)}$, найдем среднее значение выходного тока, совпадающее со средним значением тока нагрузки $I_{\text{н.ср}}$,

$$I_{\text{вых.ср}} = I_{\text{н.ср}} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} \sqrt{2}I_2 \sin 2\pi ftdt.$$

Из этого равенства получим

$$I_{\text{вых.ср}} = I_{\text{н.ср}} = \frac{2\sqrt{2}I_2}{\pi} = \frac{U_{\text{ввых}}}{R}, \tag{6}$$

где I_2 – действующее значение тока i_2 . Из этого равенства найдем

$$I_2 = \frac{\pi U_{\text{ввых}}}{2\sqrt{2}R}. \tag{7}$$

Поскольку напряжение $u_{2(1)}(t)$ и ток $i_2(t)$ находятся в фазе, входное сопротивление выходного выпрямителя на частоте переключений с учетом конденсатора $C_{\text{вых}}$ и сопротивления нагрузки R является чисто активным.

С учетом (5) и (7) найдем это входное сопротивление

$$R_{\text{вх.в}} = \frac{u_{2(1)}(t)}{i_2(t)} = \frac{8R}{\pi^2}. \quad (8)$$

Имеем также очевидное равенство для выходной мощности

$$P_{\text{ввых}} = I_2^2 R_{\text{вх.в}} = \left(\frac{\pi U_{\text{ввых}}}{2\sqrt{2}R} \right)^2 \frac{8R}{\pi^2} = \frac{U_{\text{ввых}}^2}{R}.$$

С учетом изложенного получаем линейную эквивалентную схему преобразователя для первых гармоник токов и напряжений (рис. 2). Здесь принята Т-образная эквивалентная схема трансформатора, в то время как во многих работах вся индуктивность рассеяния трансформатора $L_s = L_{s1} + L_{s2}'$ считается сосредоточенной на первичной стороне и не учитываются активные сопротивления обмоток r_1 и r_2' [4, 5].

Операторное входное сопротивление преобразователя (LC-контур) со стороны выходных зажимов инверторного полумоста

$$Z_{\text{вх.к}}(p) = \frac{1}{C_k p} + L_1 p + r_1 + \frac{L_\mu p (R'_{\text{вх.в}} + L'_{s2} p + r_2')}{R'_{\text{вх.в}} + r_2' + (L_\mu + L'_{s2}) p}, \quad (9)$$

где $L_1 = L_k + L_{s1}$ – суммарная индуктивность цепи первичной обмотки трансформатора.

Передаточная функция схемы на рис. 2 определяется выражением

$$W_{(1)}(p) = \frac{U'_{2(1)}(p)}{U_{\text{и}(1)}(p)} = \frac{R'_{\text{вх.в}} [(L_\mu p) \parallel (L'_{s2} p + r_2' + R'_{\text{вх.в}})]}{Z_{\text{вх.к}}(p) (L'_{s2} p + r_2' + R'_{\text{вх.в}})} = \frac{p L_\mu R'_{\text{вх.в}}}{Z_{\text{вх.к}}(p) [(L_\mu + L'_{s2}) p + r_2' + R'_{\text{вх.в}}]}. \quad (10)$$

Выражение (9) при подстановке $p = j\omega$ представляется в виде

$$Z_{\text{вх.к}}(j\omega) = \frac{1 - \omega^2 L_1 C_k}{j\omega C_k} + r_1 + \frac{j\omega L_\mu (R'_{\text{вх.в}} + r_2' + j\omega L'_{s2})}{R'_{\text{вх.в}} + r_2' + j\omega (L_\mu + L'_{s2})},$$

выделяя действительную r_k и мнимую X_k части из которого получаем

$$Z_{\text{вх.к}}(j\omega) = r_k + jX_k, \quad (11)$$

где

$$r_k = r_1 + \frac{\omega^2 L_\mu^2 (R'_{\text{вх.в}} + r_2')}{(R'_{\text{вх.в}} + r_2')^2 + \omega^2 (L_\mu + L'_{s2})^2},$$

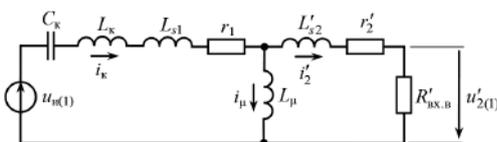


Рис. 2. Эквивалентная схема преобразователя для первых гармоник токов и напряжений

$$X_k = \frac{\omega^2 L_1 C_k - 1}{\omega C_k} + \frac{(R'_{\text{вх.в}} + r_2')^2 \omega L_\mu + \omega^3 L_\mu L'_{s2} (L_\mu + L'_{s2})}{(R'_{\text{вх.в}} + r_2')^2 + \omega^2 (L_\mu + L'_{s2})^2}.$$

Введем относительные параметры

$$\lambda_1 = \frac{L_1}{L_\mu}, \lambda_2 = \frac{L'_{s2}}{L_\mu}, \omega_H = \omega \sqrt{L_1 C_k}, Q = \frac{1}{R'_{\text{вх.в}} + r_2'} \sqrt{\frac{L_1}{C_k}},$$

получим

$$r_k = r_1 + \sqrt{\frac{L_1}{C_k}} \frac{\omega_H^2 Q}{\lambda_1^2 + \omega_H^2 Q^2 (1 + \lambda_2)^2};$$

$$X_k = \sqrt{\frac{L_1}{C_k}} \left\{ \frac{[\lambda_1 + \omega_H^2 Q^2 \frac{\lambda_2}{\lambda_1} (1 + \lambda_2)] \omega_H}{\lambda_1^2 + \omega_H^2 Q^2 (1 + \lambda_2)^2} + \frac{\omega_H^2 - 1}{\omega_H} \right\}. \quad (12)$$

Отметим, что в работе [5] вместо параметра λ_1 используется параметр $m = 1 + 1/\lambda_1$.

Для проверки выражений (12) рассмотрим случай холостого хода схемы, когда диоды выходного выпрямителя не открываются, $R_{\text{вх.в}} \rightarrow \infty$, $Q \rightarrow 0$. Тогда входное сопротивление LC-контура согласно рис. 2

$$Z_{\text{вх.к}}(j\omega) = j\omega L_1 - j \frac{1}{\omega C_k} + r_1 + j\omega L_\mu = j \frac{\omega^2 L_1 C_k - 1}{\omega C_k} + j\omega L_\mu + r_1,$$

откуда следует $r_k = r_1$,

$$X_k = \frac{\omega^2 L_1 C_k - 1}{\omega C_k} + \omega L_\mu = \sqrt{\frac{L_1}{C_k}} \left(\frac{\omega_H}{\omega_H - 1} + \frac{\omega_H}{\lambda_1} \right).$$

Из выражений (12) при $Q = 0$ получаем такие же выражения.

В случае $L_\mu \rightarrow \infty$, или практически когда индуктивность L_μ по крайней на два порядка больше $L_s = L_{s1} + L'_{s2}$, непосредственно из схемы на рис. 2 найдем $r_k = r_1 + r_2' + R'_{\text{вх.в}}$,

$$X_k = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_k} + \omega L'_{s2} = \sqrt{\frac{L_1}{C_k}} \left(\frac{\omega_H^2 - 1}{\omega_H} + \omega_H \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \right),$$

где $\frac{\lambda_2}{\lambda_1} = \frac{L'_{s2}}{L_{s1}}$.

Из выражения (12) при $\lambda_1 = 0, \lambda_2 = 0$ получим

$$r_k = r_1 + \sqrt{\frac{L_1}{C_k}} \frac{1}{Q} = r_1 + r_2' + R'_{\text{вх.в}},$$

$$X_k = \sqrt{\frac{L_1}{C_k}} \left(\frac{\omega_H^2 - 1}{\omega_H} + \omega_H \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \right).$$

Найдем нормированную резонансную частоту LC-контура из уравнения $X_k = 0$. С учетом (12) можем получить уравнение

$$\left[\lambda_1 + \omega_H^2 Q^2 \frac{\lambda_2}{\lambda_1} (1 + \lambda_2) \right] \omega_H^2 + \left[\lambda_1^2 + \omega_H^2 Q^2 (1 + \lambda_2)^2 \right] (\omega_H^2 - 1) = 0,$$

которое преобразуется к биквадратному

$$Q^2 (1 + \lambda_2) \left(1 + \lambda_2 + \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \right) \omega_H^4 + \left[\lambda_1 (1 + \lambda_1) - Q^2 (1 + \lambda_2)^2 \right] \omega_H^2 - \lambda_1^2 = 0, \quad (13)$$

откуда следует квадрат нормированной резонансной частоты (14).

Знание резонансной частоты важно, поскольку она дает границу между емкостным и индуктивным режимами LC-контра: ниже резонансной частоты сопротивление $Z_{\text{ВХ.К}}(j\omega)$ имеет емкостной характер, выше – индуктивный.

Решая уравнение (13) относительно Q^2 , найдем условие резонанса в другом виде

$$Q_p^2 = \frac{\lambda_1^2 (1 - \omega_H^2) - \lambda_1 \omega_H^2}{(1 + \lambda_2) \omega_H^2 \left[\frac{\lambda_2}{\lambda_1} \omega_H^2 + (1 + \lambda_2) (\omega_H^2 - 1) \right]}. \quad (15)$$

Частотная передаточная функция LC-контра получается из (10) при $p = j\omega$:

$$W_{(1)}(j\omega) = \frac{j\omega L_\mu R'_{\text{ВХ.В}}}{Z_{\text{ВХ.К}}(j\omega) \left[j\omega (L_\mu + L'_{s2}) + R'_{\text{ВХ.В}} + r'_2 \right]}.$$

Модуль частотной передаточной функции с учетом (11) принимает вид

$$M = |W_{(1)}(j\omega)| = \frac{\omega L_\mu R'_{\text{ВХ.В}}}{\sqrt{r_k^2 + X_k^2} \sqrt{(R'_{\text{ВХ.В}} + r'_2)^2 + \omega^2 (L_\mu + L'_{s2})^2}},$$

откуда с учетом относительных параметров следует

$$M = \frac{\omega_H R'_{\text{ВХ.В}} Q}{\sqrt{r_k^2 + X_k^2} \sqrt{\lambda_1^2 + \omega_H^2 Q^2 (1 + \lambda_2)^2}}.$$

Отсюда с учетом выражений (12) получим (*), где введены обозначения:

$$\bar{r}_1 = r_1 \sqrt{C_k / L_1}; \quad A = \lambda_1^2 + \omega_H^2 Q^2 (1 + \lambda_2)^2.$$

Это выражение преобразуется к виду (16), где $f(r_1, Q)$ – функция, зависящая от r_1 и определяемая выражением

$$f(r_1, Q) = \left[\lambda_1^2 + \omega_H^2 Q^2 (1 + \lambda_2)^2 \right] \left(\frac{\bar{r}_1}{\omega_H} \right)^2 + 2Q\bar{r}_1.$$

Для проверки выражения (16) предположим $L_\mu \rightarrow \infty$, тогда $\lambda_1 = \lambda_2 = 0$, но $\lambda_2 / \lambda_1 = L'_{s2} / L_1$. Тогда получим (**).

Такое же выражение получается из схемы на рис. 2, если из нее исключить ветвь с индуктивностью L_μ .

Подставив выражение (15) в равенство (16), после преобразований получим коэффициент передачи при резонансе

$$\omega_{\text{н.р}}^2 = \frac{Q^2 (1 + \lambda_2)^2 - \lambda_1 (1 + \lambda_1) + \sqrt{\left[Q^2 (1 + \lambda_2)^2 - \lambda_1 (1 + \lambda_1) \right]^2 + 4Q^2 \lambda_1^2 (1 + \lambda_2) \left(1 + \lambda_2 + \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \right)}}{2Q^2 (1 + \lambda_2) \left(1 + \lambda_2 + \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \right)}. \quad (14)$$

$$M = \frac{R'_{\text{ВХ.В}}}{(R'_{\text{ВХ.В}} + r'_2) \sqrt{\frac{1}{\omega_H^2} (\bar{r}_1 A + \omega_H^2 Q)^2 + \left[\lambda_1 + \omega_H^2 Q^2 \frac{\lambda_2}{\lambda_1} (1 + \lambda_2) + \frac{\omega_H^2 - 1}{\omega_H^2} A \right]^2}}, \quad (*)$$

$$M = \frac{R'_{\text{ВХ.В}}}{(R'_{\text{ВХ.В}} + r'_2) \sqrt{\left(1 + \lambda_1 - \frac{\lambda_1}{\omega_H^2} \right)^2 + Q^2 \left[\frac{\omega_H^2 - 1}{\omega_H^2} (1 + \lambda_2) + \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \omega_H \right]^2 + f(r_1, Q)}}, \quad (16)$$

$$Q^2 \left[\frac{\omega_H^2 - 1}{\omega_H^2} (1 + \lambda_2) + \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \omega_H \right]^2 = \frac{L_1}{(R'_{\text{ВХ.В}} + r'_2)^2 C_k} \left[\frac{\omega^2 L_1 C_k - 1}{\omega \sqrt{L_1 C_k}} + \frac{L'_{s2}}{L_1} \omega \sqrt{L_1 C_k} \right]^2 = \frac{[\omega^2 (L_1 + L'_{s2}) C_k - 1]^2}{(R'_{\text{ВХ.В}} + r'_2)^2 \omega^2 C_k^2};$$

$$1 + f(r_1, Q) = 1 + \omega_H^2 Q^2 r_1^2 \frac{C_k}{L_1 \omega_H^2} + 2r_1 \sqrt{\frac{C_k}{L_1}} \sqrt{\frac{L_1}{C_k}} \frac{1}{R'_{\text{ВХ.В}} + r'_2} = 1 + \frac{r_1^2}{(R'_{\text{ВХ.В}} + r'_2)^2} + \frac{2r_1}{R'_{\text{ВХ.В}} + r'_2} = \left(1 + \frac{r_1}{R'_{\text{ВХ.В}} + r'_2} \right)^2, \quad (**)$$

$$M = \frac{R'_{\text{ВХ.В}}}{\sqrt{(r_1 + r'_2 + R'_{\text{ВХ.В}})^2 + \left[\frac{\omega^2 (L_1 + L'_{s2}) C_k - 1}{\omega C_k} \right]^2}} = \frac{R'_{\text{ВХ.В}}}{\sqrt{r_k^2 + X_k^2}}.$$

$$M_p = \frac{R'_{BX.B}}{(R'_{BX.B} + r'_2) \sqrt{1 + \lambda_1 - \frac{\lambda_1}{(1 + \lambda_2)\omega_H^2} + f(r_1, Q)}}, \quad (17)$$

где функция $f(r_1, Q)$, оказывающая незначительное влияние, не преобразована.

В статьях [4, 5] используется схема замещения трансформатора, в которой не учитываются активные сопротивления обмоток трансформатора и считается, что вся индуктивность рассеяния сосредоточена в цепи первичной обмотки. При таких допущениях в полученных выражениях необходимо принять $r_1 = r'_2 = 0, L_{\Sigma 2}' = 0$. Тогда получаемые выражения совпадают с известными из [4].

При этом формулы (12) для расчета действительной и мнимой частей сопротивления $Z_{BX.K}(j\omega)$ упрощаются к виду

$$r_k = \sqrt{\frac{L_1}{C_k} \frac{\omega_H^2 Q}{\lambda_1^2 + \omega_H^2 Q^2}}; X_k = \sqrt{\frac{L_1}{C_k} \left(\frac{\lambda_1 \omega_H}{\lambda_1^2 + \omega_H^2 Q^2} + \frac{\omega_H^2 - 1}{\omega_H} \right)}, \quad (18)$$

формула (14) для расчета квадрата нормированной резонансной частоты принимает вид

$$\omega_{н.р}^2 = \frac{Q^2 - \lambda_1(1 + \lambda_1) + \sqrt{[Q^2 - \lambda_1(1 + \lambda_1)]^2 + 4Q^2\lambda_1^2}}{2Q^2}. \quad (19)$$

На рис. 3 представлены построенные по формуле (19) зависимости нормированной резонансной частоты контура $\omega_{н.р}$ от Q при различных значениях λ_1 . Из (19) следует, что при коротком замыкании нагрузки ($Q \rightarrow \infty$) нормированная резонансная частота $\omega_{н.р} = 1$.

Формула (15) при $\lambda_2 = 0$ принимает вид

$$Q_p^2 = \frac{\lambda_1}{1 - \omega_{н.р}^2} - \left(\frac{\lambda_1}{\omega_{н.р}} \right)^2, \quad (20)$$

известный из [4].

При резонансе сопротивление контура становится чисто вещественным, которое с учетом выражений (18) и (19) принимает вид (21).

Формула (16) для модуля частотной передаточной функции при $r_1 = r'_2 = 0, L_{\Sigma 2}' = 0$ также упрощается:

$$M = |W_{(1)}(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \lambda_1 - \frac{\lambda_1}{\omega_H^2}\right)^2 + Q^2 \left(\omega_H - \frac{1}{\omega_H}\right)^2}}. \quad (22)$$

На рис. 4 представлены зависимости коэффициента передачи $M = |W_{(1)}(j\omega)|$ от нормированной частоты переключений ω_H при различных значениях Q и постоянном $\lambda_1 = 0,2$. Как видно из (22), при

$$r_{к.р} = R'_{BX.B} \frac{\omega_{п.р}^2 Q^2}{\lambda_1^2 + \omega_{п.р}^2 Q^2} = \frac{R'_{BX.B} \left\{ Q^2 - \lambda_1(1 + \lambda_1) + \sqrt{[Q^2 - \lambda_1(1 + \lambda_1)]^2 + 4Q^2\lambda_1^2} \right\}}{2\lambda_1^2 + \left[Q^2 - \lambda_1(1 + \lambda_1) + \sqrt{(Q^2 - \lambda_1(1 + \lambda_1))^2 + 4Q^2\lambda_1^2} \right]} \quad (21)$$

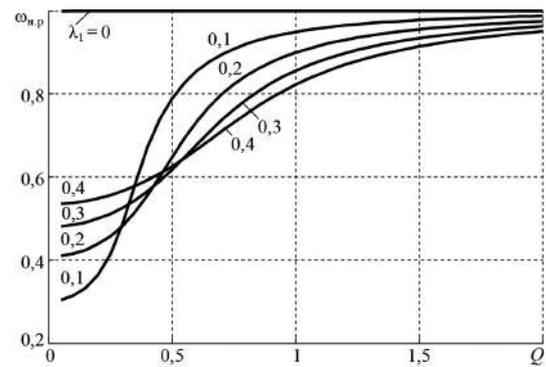


Рис. 3. Кривые для определения нормированной резонансной частоты

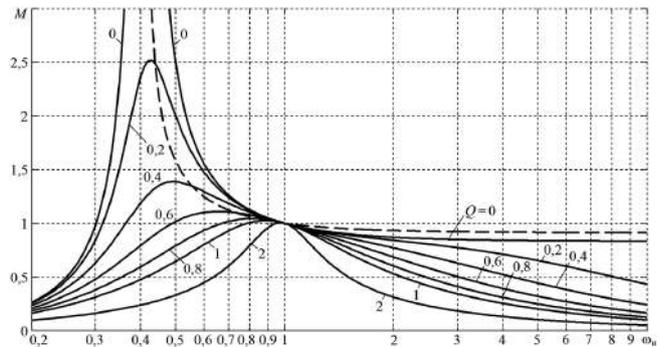


Рис. 4. Регулировочные характеристики преобразователя для $\lambda_1 = 0,2$

$\omega_H = 1$ имеем $M = |W_{(1)}(j\omega)| = 1$ независимо от значений Q . Это значение $|W_{(1)}(j\omega)|$ соответствует индуктивному характеру сопротивления контура, когда ток i_k отстает по фазе от напряжения $u_{н(1)}$, что является необходимым условием переключений при нулевом значении напряжения на транзисторе (ПНН) [4]. В работе [4] приведены подобные зависимости также при $\lambda_1 = 0,3; 0,5; 0,9$, которые показывают влияние параметра λ_1 на характер этих зависимостей и могут быть использованы при выборе значения λ_1 в ходе проектирования преобразователя. Максимумы этих характеристик находятся в емкостной области.

Обратим внимание на то, что коэффициент передачи M в индуктивной области уменьшается с ростом частоты ω_H .

Упрощенная формула для расчета коэффициента передачи при резонансе получается из (17) подстановкой $r'_2 = 0, \lambda_2 = 0$ и $f(r_1, Q) \equiv 0$:

$$M_p = \frac{1}{\sqrt{1 + \lambda_1 - \frac{\lambda_1}{\omega_{н.р}^2}}}. \quad (23)$$

График этой зависимости для $\lambda_1 = 0,2$ представлен на рис. 4 штриховой линией. Эта кривая является границей между индуктивным и емкостным режимами LC-контура: если точка (ω_H, M) располагается правее этой кривой, то входное сопротивление контура является индуктивным, в противном случае – емкостным.

Коэффициент передачи при резонансе можно определить также, полагая в общем выражении $X_k = 0, r_2' = 0, L_{s2}' = 0$. Тогда получим

$$M_p = \frac{\omega L_\mu R'_{BX.B}}{r_k \sqrt{(R'_{BX.B})^2 + \omega^2 L_\mu^2}} = \frac{\omega_H \sqrt{\frac{L_1}{C_k}}}{r_k \sqrt{\omega_H^2 Q^2 + \lambda_1^2}},$$

откуда с учетом выражения (18) для r_k найдем

$$M_p = \sqrt{1 + \frac{\lambda_1^2}{\omega_{H.p}^2 Q^2}},$$

а с учетом выражения (19) –

$$M_p = \sqrt{\frac{2\lambda_1^2}{Q^2 - \lambda_1(1 + \lambda_1) + \sqrt{[Q^2 - \lambda_1(1 + \lambda_1)]^2 + 4Q^2\lambda_1^2}} + 1}. \quad (24)$$

В состоянии без нагрузки, когда $R_{BX.B} \rightarrow \infty, Q \rightarrow 0$ индуктивность LC-контура равна $L_1 + L_\mu$, резонансная частота определяется выражением

$$\omega_{p0} = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_\mu)C_k}} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_k} \sqrt{1 + \frac{1}{\lambda_1}}},$$

а нормированная резонансная частота при холостом ходе

$$\omega_{H.p0} = \sqrt{\frac{\lambda_1}{1 + \lambda_1}}.$$

Для принятого на рис. 4 значения $\lambda_1 = 0,2$ получим

$$\omega_{H.p0} = \sqrt{\frac{0,2}{1,2}} = 0,408248.$$

Модуль частотной передаточной функции для рассматриваемой схемы (рис. 2) при $L_{s2}' = 0, r_2' = 0, r_1 = 0, L_1 = L_k + L_{s1}', R'_{BX.B} \rightarrow \infty$ имеет вид

$$M_0 = \frac{\omega L_\mu}{\omega(L_1 + L_\mu) - \frac{1}{\omega C_k}} = \frac{1}{1 + \lambda_1 - \frac{\lambda_1}{\omega_H^2}}, \quad (25)$$

что совпадает с выражением, получаемым из (22) при $Q = 0$. При подстановке $\omega_H = \omega_{H.p0}$ из (25) получим $M_{p0} \rightarrow \infty$.

Подстановка $Q = 0$ в выражение (19) приводит к неопределенности типа 0/0, хотя решение уравнения, получаемое из (19) при подстановке $\omega_H = \omega_{H.p0}$, дает значение $Q = 0$ независимо от значения λ_1 .

Найдем КПД преобразователя $\eta = P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}$.

Активную входную мощность $P_{\text{вх}}$ будем определять, как действительную часть комплексной входной мощности

$$\dot{S}_{\text{вх}} = \dot{U}_{\text{н(1)}} \dot{I}_k^* = P_{\text{вх}} + jQ_{\text{вх}},$$

где \dot{I}_k^* – комплексно сопряженная величина для тока \dot{I}_k , определяемого выражением

$$\dot{I}_k = \frac{\dot{U}_{\text{н(1)}}}{Z_{\text{вх.к}}(j\omega)} = \frac{\dot{U}_{\text{н(1)}}}{r_k + jX_k}.$$

Величину $\dot{U}_{\text{н(1)}}$ будем полагать чисто вещественной. Тогда сопряженный ток

$$\dot{I}_k^* = \frac{U_{\text{н(1)}}}{r_k - jX_k},$$

$$\dot{S}_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{н(1)}}^2}{r_k - jX_k}; P_{\text{вх}} = U_{\text{н(1)}}^2 \operatorname{Re} \left[\frac{1}{r_k - jX_k} \right].$$

Выходная мощность определяется равенством

$$P_{\text{вых}} = \frac{|\dot{U}'_{2(1)}|^2}{R'_{\text{BX.B}}} = \frac{M^2 U_{\text{н(1)}}^2}{R'_{\text{BX.B}}},$$

с учетом которого найдем

$$\eta = \frac{M^2}{R'_{\text{BX.B}} \operatorname{Re} \left[\frac{1}{r_k - jX_k} \right]}.$$

Поскольку

$$\operatorname{Re} \left[\frac{1}{r_k - jX_k} \right] = \operatorname{Re} \left[\frac{1}{r_k + jX_k} \right] = \frac{r_k}{r_k^2 + X_k^2},$$

получим

$$\eta = \frac{M^2 (r_k^2 + X_k^2)}{R'_{\text{BX.B}} r_k}.$$

Учитывая выражение

$$M = \frac{\omega_H R'_{\text{BX.B}} Q}{\sqrt{r_k^2 + X_k^2} \sqrt{\lambda_1^2 + \omega_H^2 Q^2 (1 + \lambda_2)^2}},$$

получим расчетное соотношение

$$\eta = \frac{R'_{\text{BX.B}} \omega_H^2 Q}{R'_{\text{BX.B}} + r_2' \bar{r}_1 [\lambda_1^2 + \omega_H^2 Q^2 (1 + \lambda_2)^2] + \omega_H^2 Q}. \quad (26)$$

В частности, при $L_\mu \rightarrow \infty, \lambda_1 = \lambda_2 = 0$ формула (26) преобразуется к виду

$$\eta = \frac{R'_{\text{BX.B}}}{R'_{\text{BX.B}} + r_2' \bar{r}_1 Q + 1},$$

откуда с учетом выражений для \bar{r}_1 и Q найдем

$$\eta = \frac{R'_{\text{BX.B}}}{r_1 + r_2' + R'_{\text{BX.B}}},$$

что легко проверить, рассматривая схему (рис. 2) при отсутствии ветви с индуктивностью L_{μ} . При $r_1 = r_2' = 0$, как видно из (26), $\eta = 1$.

На рис. 5 представлены зависимости, построенные по формуле (26) при $r_2' = 0$, $\lambda_1 = 0,2$, $\lambda_2 = 0$, а также экспериментальные точки, взятые из [5]. При этом по значениям выходной мощности, выходного напряжения $U_{\text{вых}} = 400 \text{ В}$, $n_{\text{тр}} = 12$, $L_1 = 2,2 \text{ мкГн}$, $C_{\kappa} = 0,94 \text{ мкФ}$, приведенным в [5], рассчитаны значения

$$Q = \frac{\pi^2 n_{\text{тр}}^2 P_{\text{вых}}}{8 U_{\text{вых}}^2} \sqrt{\frac{L_1}{C_{\kappa}}}$$

Расчетные кривые на рис. 5 построены при постоянных значениях $\omega_{\text{н}}$, когда напряжение $U_{\text{вых}}$ изменяется, поэтому вид расчетных и экспериментальных кривых отличается.

Рекомендации по расчету схемы

Поскольку модуль частотной передаточной функции

$$M = |W_{(1)}(j\omega)| = \frac{U'_{2(1)}}{U_{\text{и}(1)}} = \frac{U_{2(1)}}{n_{\text{тр}} U_{\text{и}(1)}}$$

где $n_{\text{тр}} = w_2/w_1$; $U'_{2(1)} = U_{2(1)}/n_{\text{тр}}$ – приведенное к первичной обмотке действующее значение первой гармоники напряжения на вторичной обмотке трансформатора, причем с учетом выражения (5)

$$U_{2(1)} = \frac{2\sqrt{2}U_{\text{вых}}}{\pi} = n_{\text{тр}} M U_{\text{и}(1)}$$

Из этого равенства следует

$$U_{\text{вых}} = \frac{\pi n_{\text{тр}} M U_{\text{и}(1)}}{2\sqrt{2}}$$

Действующее значение первой гармоники напряжения на выходе инвертора

$$U_{\text{и}(1)} = \begin{cases} \frac{\sqrt{2}U_{\text{вх}}}{\pi} & \text{– для полумостовой схемы,} \\ \frac{2\sqrt{2}U_{\text{вх}}}{\pi} & \text{– для мостовой схемы.} \end{cases}$$

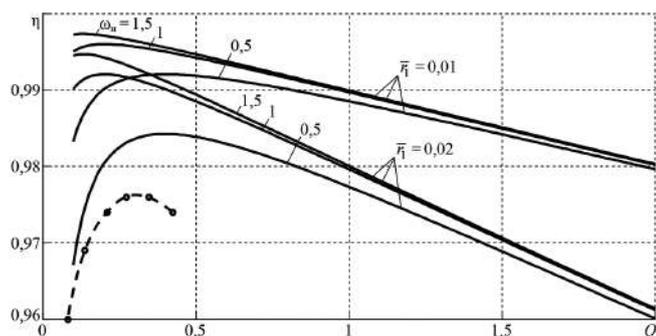


Рис. 5. Зависимость КПД от “добротности” без учета потерь в выходном выпрямителе, экспериментальные точки для $U_{\text{вх}} = 33 \text{ В}$, $U_{\text{вых}} = 400 \text{ В}$, $n_{\text{тр}} = 12$, $L_1 = 2,2 \text{ мкГн}$, $C_{\kappa} = 0,94 \text{ мкФ}$

Отсюда следует, что

$$U_{\text{вх}} = \begin{cases} \frac{n_{\text{тр}} M U_{\text{вх}}}{2} & \text{– для полумостовой схемы,} \\ n_{\text{тр}} M U_{\text{вх}} & \text{– для мостовой схемы.} \end{cases}$$

Тогда для полумостовой схемы максимальное и минимальное значения коэффициента передачи определяется выражением

$$M_{\text{max}} = \frac{2U_{\text{вх}}}{n_{\text{тр}} U_{\text{вх.min}}}, M_{\text{min}} = \frac{2U_{\text{вх}}}{n_{\text{тр}} U_{\text{вх.max}}}, \quad (27)$$

где $U_{\text{вх.min}}$ и $U_{\text{вх.max}}$ – минимальное и максимальное значения входного напряжения. Аналогично для мостовой схемы

$$M_{\text{max}} = \frac{U_{\text{вх}}}{n_{\text{тр}} U_{\text{вх.min}}}, M_{\text{min}} = \frac{U_{\text{вх}}}{n_{\text{тр}} U_{\text{вх.max}}}. \quad (28)$$

При проектировании используются регулировочные характеристики для конкретных значений λ_1 , аналогичные представленным на рис. 4. Значение λ_1 , выбирается исходя из анализа семейств характеристик при различных значениях λ_1 . В работе [5] рекомендуется выбирать $m = 6 \dots 10$, что соответствует значениям $\lambda_1 = 1/(m - 1) = 0,11 \dots 0,2$.

Конструкция трансформатора, обеспечивающая заданные значения L_1 и L_{μ} в требуемом частотном диапазоне, описана в [4] и показана на рис. 6.

Подставляя в левую часть уравнения (23) максимальный требуемый коэффициент передачи M_{max} , получим минимальную нормированную частоту переключений

$$\omega_{\text{н.min}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\lambda_1} \left(1 - \frac{1}{M_{\text{max}}^2}\right)}}, \quad (29)$$

соответствующую работе преобразователя на границе между индуктивной и емкостной областями.

Подставляя выражение (29) в равенство (20), получаем максимальную добротность, позволяющую получить максимальный коэффициент передачи M_{max} на

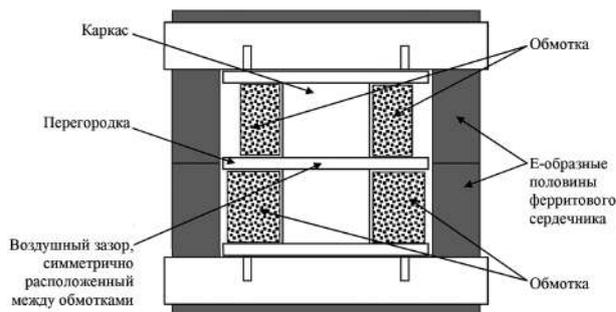


Рис. 6. Конструкция трансформатора, обеспечивающая заданные значения L_1 и L_{μ}

границе между емкостным и индуктивным областями

$$Q_{\max} = \frac{\lambda_1}{M_{\max}} \sqrt{\frac{M_{\max}^2}{M_{\max}^2 - 1} + \frac{1}{\lambda_1}}. \quad (30)$$

Подставив в уравнение (25) минимальный требуемый коэффициент передачи M_{\min} вместо M_0 , получим максимальную нормированную частоту переключений

$$\omega_{н. \max} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\lambda_1} \left(1 - \frac{1}{M_{\min}}\right)}}. \quad (31)$$

Требование о том, что преобразователь должен работать в области индуктивного входного сопротивления контура (коротко, в индуктивной области), является необходимым, но не достаточным условием переключений транзистора при нулевом значении напряжения (ПНН). Влияние паразитной емкости на выходных зажимах полумоста, складывающейся из емкости сток-исток транзисторов и паразитной емкости схемы, предъявляет дополнительные требования при проектировании [4, 5].

В индуктивном режиме, показанном на рис. 7, при подаче в момент $t = 0$ отпирающего импульса на затвор транзистора VT1 ток контура i_k отрицательный и замыкается через встроенный диод транзистора VT1, поэтому включение транзистора VT1 происходит при обратном напряжении, равном прямому падению напряжения на диоде (режим ПНН). После окончания отпирающего импульса $U_{\text{зи1}}$ транзистор VT1 запирается, без учета паразитных емкостей положительный ток контура i_k начинает замыкаться через встроенный диод транзистора VT2 и протекает по нему вплоть до отпираания транзистора VT2, обеспечивая включение транзистора VT2 при напряжении на нем, близком к нулю. В действительности после запираения транзистора VT1 имеет место короткий интервал, в течение которого оба транзистора и их встроенные диоды закрыты, пока разряжается паразитная емкость на выходном зажиме инвертора $C_{\text{п}}$. При этом справедлива эквивалентная схема, показанная на рис. 8а. Для этой схемы справедливы уравнения

$$\begin{aligned} C_{\text{си1}} \frac{du_{\text{си1}}}{dt} - C_{\text{си2}} \frac{du_{\text{си2}}}{dt} &= i_k, \\ u_{\text{си1}} + u_{\text{си2}} &= U_{\text{вх}}. \end{aligned}$$

Согласно второму уравнению при $U_{\text{вх}} = \text{const}$ справедливо равенство

$$\frac{du_{\text{си1}}}{dt} = -\frac{du_{\text{си2}}}{dt},$$

с учетом которого первое уравнение преобразуется к виду

$$C_{\text{п}} \frac{du_{\text{си2}}}{dt} = -i_k,$$

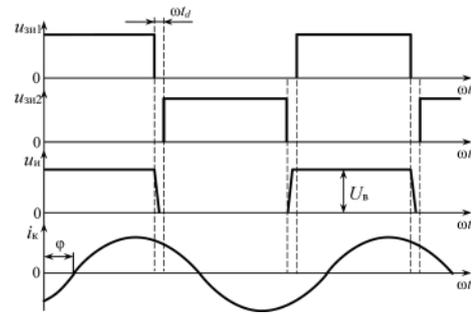


Рис. 7. Иллюстрация процесса переключений с учетом паразитной емкости

где емкость $C_{\text{п}} = C_{\text{си1}} + C_{\text{си2}}$ учитывает не только емкость сток-исток транзисторов, но и паразитные емкости, связанные с конструкцией печатной платы. Напряжение сток-исток транзистора VT2 совпадает с выходным напряжением инвертора $u_{\text{и}}$.

Когда емкость $C_{\text{п}}$ разряжается до нуля, отпирается встроенный диод транзистора VT2, что подготавливает транзистор к включению при нулевом значении напряжения.

“Мертвое время” t_d должно превышать время разряда паразитной емкости $C_{\text{п}}$, чтобы гарантировать включение транзистора при нулевом значении напряжения на нем, т. е.

$$t_d \geq \frac{U_{\text{вх}} C_{\text{п}}}{i_k (T/2)}, \quad (32)$$

где $i_k (T/2)$ – значение тока контура в конце полупериода, которое в соответствии с выражением (2) равно $\sqrt{2} I_k \sin \varphi$.

Следовательно, согласно (32) необходимо выполнению условия

$$\sqrt{2} I_k \sin \varphi \geq \frac{C_{\text{п}} U_{\text{вх}}}{t_d}. \quad (33)$$

Из равенства (4) следует

$$\cos \varphi = \frac{\pi P_{\text{вх}}}{\sqrt{2} U_{\text{вх}} I_k}.$$

Из последних двух соотношений получаем

$$\text{tg } \varphi = \frac{\text{Im } Z_{\text{вх.к}}(j\omega)}{\text{Re } Z_{\text{вх.к}}(j\omega)} \geq \frac{C_{\text{п}} U_{\text{вх}}^2}{\pi t_d P_{\text{вх}}}.$$

Это является достаточным условием включения силовых транзисторов при нулевых значениях напря-

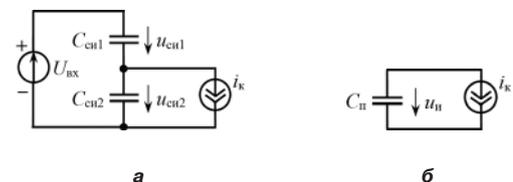


Рис. 8. Схема учета паразитной емкости при включении транзистора инвертора

жения на них, и позволяет вычислить максимальное значение добротности Q_{\max} при максимальной выходной мощности и минимальном входном напряжении, что является громоздкой задачей. Поэтому рекомендуется воспользоваться достаточным условием включения транзисторов при нулевом напряжении, получаемым для режима холостого хода ($R_{\text{вх.х}} \rightarrow \infty$) при максимальном входном напряжении [4]. В этом режиме входное сопротивление контура чисто реактивное

$$Z_{\text{вх.к}}(j\omega) = j \left[\omega(L_1 + L_\mu) - \frac{1}{\omega C_k} \right] = j \sqrt{\frac{L_1}{C_k}} \left[\omega_n \left(1 + \frac{1}{\lambda_1} \right) - \frac{1}{\omega_n} \right],$$

поэтому $\varphi = \pi/2$. Значение тока в контуре, при котором происходит включение транзистора с учетом (1)

$$\sqrt{2} I_k = \frac{2U_{\text{вх.макс}}}{\pi |Z_{\text{вх.к}}(j\omega_{\text{макс}})|} = \frac{2U_{\text{вх.макс}}}{\pi \sqrt{\frac{L_1}{C_k}} \left[\omega_{\text{н.макс}} \left(1 + \frac{1}{\lambda_1} \right) - \frac{1}{\omega_{\text{н.макс}}} \right]},$$

поэтому с учетом (32) должно выполняться условие

$$\frac{2\lambda_{\text{н.макс}} \omega_{\text{н.макс}} t_d}{\pi C_{\text{п}} \left[\omega_{\text{н.макс}}^2 (1 + \lambda_1) - \lambda_1 \right]} \geq \sqrt{\frac{L_1}{C_k}}.$$

Поскольку

$$Q = \frac{1}{R'_{\text{вх.в}}} \sqrt{\frac{L_1}{C_k}},$$

получаем искоемое неравенство

$$Q \leq \frac{2\lambda_{\text{н.макс}} \omega_{\text{н.макс}} t_d}{\pi C_{\text{п}} R'_{\text{вх.в}} \left[\omega_{\text{н.макс}}^2 (1 + \lambda_1) - \lambda_1 \right]},$$

совпадающее с приведенным в [4].

Таким образом, учет активных сопротивлений потерь позволил получить более общие выражения для расчета основных характеристик резонансного преобразователя типа LLC. Известные из зарубежных публикаций расчетные соотношения получаются как частные случаи выражений, представленных в статье.

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

Литература

1. Белов Г. А. Высокочастотные тиристорно-транзисторные преобразователи постоянного напряжения. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 120 с.
2. Забродин Ю. С. Промышленная электроника. Учеб. для вузов. – М.: Высшая школа, 1982. – 496 с.
3. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике. – М.: Наука, 1967. – 608 с.
4. Silvio De Simone. LLC Resonant Half-Bridge Converter Design Guideline. Application Note AN2450. – 2014. – www.st.com.
5. Sam Abdel-Rahman. Resonant LLC Converter: Operation and Design. Application Note AN2012-09. – 2012. – Infineon Technologies North America (ITNA) Corp. – www.infineon.com.

Белов Геннадий Александрович, заведующий кафедрой промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова, доктор технических наук, профессор; тел.: 8-960-301-09-21; e-mail: alex-silver@mail.ru;

Павлова Анфисия Александровна, старший преподаватель кафедры промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова; тел.: 8-927-851-68-98.

В. В. Ваняев, Е. А. Копелович, М. М. Троицкий

РАСЧЕТ ТРАНЗИСТОРНО-КОНДЕНСАТОРНЫХ ИСТОЧНИКОВ УСКОРЯЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ ГИРОТРОНОВ

V. V. Vanyaev., E. A. Kopelovich,
M. M. Troitsky

Design of transistor-capacitor sources of gyrotrons' accelerating voltage

Рассмотрены особенности расчета источников ускоряющего напряжения (ИУН) гиротронов, построенных на основе модульных транзисторно-конденсаторных преобразователей. Разработана линеаризованная математическая модель астатической системы "ИУН-гиротрон" для режима формирования импульсно-периодического напряжения на гиротроне. Получены аналитические соотношения, позволяющие определить параметры корректирующего устройства системы управления, величины индуктивностей и емкостей элементов сетевого и выходного фильтров ИУН. Представлены методика и пример расчета этих параметров по заданным показателям работы ИУН в режиме формирования импульсно-периодического напряжения.

Ключевые слова: транзисторно-конденсаторный преобразователь, ускоряющее напряжение, гиротрон, линеаризованная модель, корректирующее устройство, фильтр, методика расчета.

The article analyzes design specifics of gyrotrons' accelerating voltage sources (AVS) based on modular transistor-capacitor converters. Linearized mathematical model of the astatic system "AVS-gyrotron" for pulse-periodic voltage forming at gyrotron was developed. Analytical equations, allowing determine the control system correcting device parameters, values of inductances and capacitances of the AVS supply-line and output filters, were obtained. The article presents computation technique and example of these parameters by specified figures of AVS operation in pulse-periodic voltage formation mode.

Keywords: transistor-capacitor converters, accelerating voltage, gyrotron, linearized model, correcting device, filter, computing method.

Современные исследовательские и технологические СВЧ комплексы на базе гиротронов среднего уровня генерируемой мощности (единицы-десятки кВт) должны обеспечивать как непрерывный, так и импульсно-периодический режим генерации СВЧ излучения. При этом к основному энергетическому источнику питания гиротрона – источнику ускоряющего напряжения (ИУН), определяющему выходную мощность гиротрона, предъявляется комплекс требований, основными из которых являются:

- возможность формирования на нелинейной нагрузке (рабочем промежутке гиротрона) как постоянного, так и импульсно-периодического напряжения в широком диапазоне регулирования длительности τ формируемых импульсов напряжения (сотни микросекунд – десятки миллисекунд) при малой относительной длительности их фронта $t_{\text{ф}}^* = t_{\text{ф}}/\tau$ и среза $t_{\text{ср}}^* = t_{\text{ср}}/\tau$ ($t_{\text{ф}}^* < 0,1$; $t_{\text{ср}}^* < 0,1$), минимальном перерегулировании и длительности переходного процесса на вершине импульса;

- уровень выходного напряжения ИУН, как правило, от 15 кВ до 50 кВ при диапазоне рабочих токов гиротрона единицы-десятки ампер;

- коэффициент пульсаций выходного напряжения в пределах (0,2 ... 0,5)%;

- ограничение на уровне десятков джоулей величины энергии, запасаемой в выходном фильтре ИУН, для предотвращения выхода из строя гиротрона при пробое его рабочего промежутка.

С учетом перечисленных требований ИУН, представляющий собой, по сути, высоковольтный стабилизированный источник питания с постоян-

ным и импульсно-периодическим выходным напряжением, целесообразно строить на основе DC/DC преобразователей напряжения повышенной частоты с выходным емкостным (индуктивно-емкостным) фильтром и высоковольтным полностью управляемым коммутатором, подключающим цепь нагрузки к конденсатору выходного фильтра на интервале формирования импульса. При этом в паузе между импульсами напряжение на выходном фильтре ИУН остается постоянным за счет системы стабилизации источника.

В статье рассмотрены практические вопросы проектирования ИУН гиротронов на базе модульных транзисторных преобразователей постоянного напряжения с емкостным дозированием передаваемой в нагрузку энергии (транзисторно-конденсаторных преобразователей – ТРКП с трансформаторным выходом), подробно описанных в [1–4].

Функциональная схема ИУН гиротрона на базе M -модульного ТРКП, которую можно рассматривать как замкнутую по выходному напряжению ТРКП систему автоматического регулирования (САР), представлена на рис. 1. Ее основными элементами являются:

- сетевой выпрямитель В с сглаживающим LC -фильтром Ф;

- ТРКП с выходным емкостным фильтром C_2 , содержащий M модулей, работающих с временным сдвигом $\tau_{\text{дс}} = 1/(2fM)$, где f – рабочая частота одного модуля ТРКП. Модули выполнены по схеме [4] с двумя высоковольтными трансформаторами, вторичные обмотки которых подключены к выпрямителям с единственными последовательно выходами;

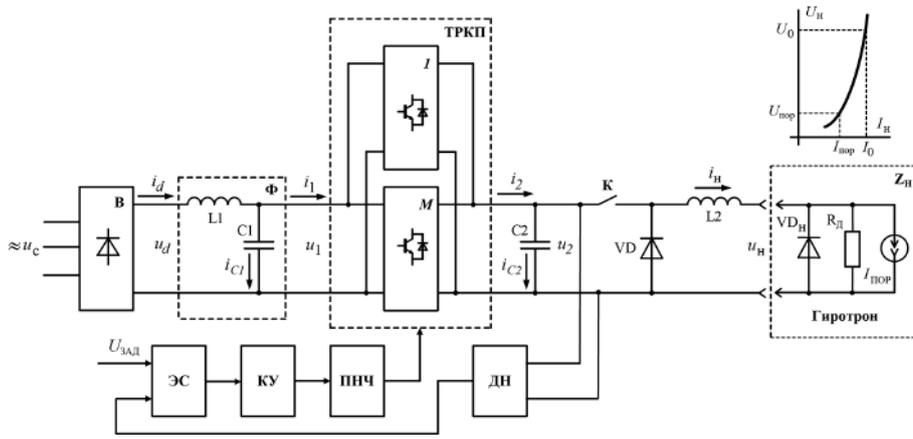


Рис. 1. Функциональная схема ИУН гиротрона

– нелинейную нагрузку Z_n (гиротрон) с защитным дросселем $L2$ и шунтирующим диодом VD (на рис. 1 приведен вид ВАХ гиротрона, где $U_{пор}$, $I_{пор}$, U_0 , I_0 – пороговые и рабочие значения напряжения и тока гиротрона, а также дана его упрощенная схема замещения при $U_{пор} = 0$, на которой R_d – дифференциальное сопротивление рабочего участка его ВАХ);

– высоковольтный транзисторный коммутатор K ;
 – система управления ИУН, основными элементами которой являются элемент сравнения ЭС, корректирующее устройство КУ, преобразователь сигнала “напряжение-частота” ПНЧ с коэффициентом передачи $k_{пнч}$ и датчик выходного напряжения транзисторного преобразователя ДН с коэффициентом передачи $k_{дн}$. Устройство распределения импульсов управления по модулям ТРКП, а также выходные драйверы на рис. 1 не показаны.

Выбор и расчет параметров силовых элементов ТРКП (емкости дозирующих конденсаторов и индуктивности резонансного контура модуля ТРКП, частоты работы модуля ТРКП, числа модулей) осуществляется из известных соотношений, полученных в [1–4] для режима формирования постоянного выходного напряжения. Однако, как показала практика создания транзисторно-конденсаторных ИУН технологических гиротронов, обеспечение эффективной и устойчивой работы данных устройств в режиме формирования периодических импульсов напряжения на нелинейной нагрузке требует выполнения корректного расчета параметров КУ, а также входного ($L1$, $C1$) и выходного ($C2$, $L2$) фильтров. Указанное обстоятельство определяет необходимость исследования особенностей работы транзисторно-конденсаторных ИУН в режиме формирования прямоугольных импульсов напряжения и определения взаимосвязи между указанными параметрами и характеристиками импульса напряжения на гиротроне.

Математическая модель транзисторно-конденсаторного ИУН

Для приближенного аналитического описания процессов в рассматриваемой САР “ИУН–гиротрон”

авторами в работе [5] было предложено заменить дискретное математическое описание ТРКП на непрерывное путем усреднения токов и напряжений в его входной и выходной цепях, используя метод управляемой инъекции тока [6]. При этом выражения усредненного тока I_{inj1} , инжектируемого ТРКП во входную цепь, и тока I_{inj2} , инжектируемого в выходную цепь, при КПД ТРКП $\eta \approx 1$ имеют, соответственно, следующий вид

$$I_{inj1} = -I_1 = -\frac{P_n}{U_1} = -2fMCU_1; \tag{1}$$

$$I_{inj2} = I_2 = \frac{P_n}{U_2} = \frac{2fMCU_1^2}{U_2}, \tag{2}$$

где U_1 , U_2 , I_1 , I_2 , – усредненные напряжения и токи, соответственно, на входе и выходе ТРКП (рис. 1); P_n – среднее значение выходной мощности ТРКП; C – емкость дозирующих конденсаторов модуля ТРКП.

Наличие в ИУН еще одного дискретного элемента – коммутатора K приводит к изменению структуры САР при его переключении. Покажем, что процессы, происходящие в САР при включении коммутатора K , эквивалентны процессам в непрерывной системе (коммутатор K постоянно замкнут) при неизменном усредненном сигнале задания $\tilde{U}_{зад} = 0$ и ступенчатом приращении усредненного порогового тока гиротрона на величину $\tilde{I}_{пор} = I_0$ (здесь и далее прописными буквами с волнистой чертой наверху обозначены приращения усредненных значений переменных).

Действительно, согласно схеме рис. 1 ток гиротрона и его напряжение в любой момент времени связаны уравнением

$$i_n = u_n / R_d + I_{пор}. \tag{3}$$

Так как до замыкания коммутатора K в реальном устройстве ток i_n гиротрона равен нулю, то в линеаризованной непрерывной модели САР, согласно уравнению (3), начальное пороговое значение его тока $I_{пор}^{нач}$ должно иметь величину

$$I_{\text{пор}}^{\text{нач}} = -U_0/R_d \quad (4)$$

На интервале формирования импульса выходного напряжения ИУН рабочей точке на ВАХ гиротрона (U_0, I_0), согласно (3), соответствует пороговое значение тока равно $I_{\text{пор}}$ (рис. 1), величину которого можно определить по формуле

$$I_{\text{пор}} = I_0 - U_0/R_d \quad (5)$$

Приращение величины порогового тока $\tilde{I}_{\text{пор}}$ при переходе от интервала паузы к интервалу формирования импульса выходного напряжения ИУН в соответствии с (4) и (5) составляет

$$\tilde{I}_{\text{пор}} = I_{\text{пор}} - I_{\text{пор}}^{\text{нач}} = I_0 \quad (6)$$

Таким образом, действительно, переключению высоковольтного коммутатора ИУН в непрерывной модели САР соответствует ступенчатое приращение порогового тока гиротрона на величину $\tilde{I}_{\text{пор}} = I_0$.

Предложенное аналитическое описание дискретных элементов приведенной функциональной схемы САР “ИУН–гиротрон” непрерывными функциями дает возможность получить нелинейную непрерывную математическую модель системы для усредненных значений переменных. Применение такой модели корректно лишь при малых отклонениях усредненных переменных от рабочей точки U_0/I_0 (рис. 1), в которой производится осреднение [7, 8].

Путем линеаризации непрерывной модели САР “ИУН–гиротрон” в окрестностях рабочей точки в статье [5] получена структурная схема САР “ИУН–гиротрон”, которая при обычно выполняющихся на практике соотношениях: $R_d \gg R_2$; $U_n \approx U_2$; $U_{10} \approx U_d$; $U_{20} \approx U_n$ (R_2 – эквивалентное активное сопротивление выходной цепи ТРКП; U_n, U_2 – усредненные напряжения на нагрузке и конденсаторе выходного фильтра ТРКП, соответственно; U_{10}, U_{20} – значения напряжений U_1, U_2 в выбранной рабочей точке САР U_0/I_0 ; U_d – постоянная составляющая напряжения входного выпрямителя ИУН), имеет вид, приведенный на рис. 2.

Значения параметров структурной схемы в выбранной рабочей точке рассчитываются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} K_1 &= 2MCU_d^2/U_0; K_2 = \frac{R_d}{\left[1 + 2R_d f_0 MC \cdot (U_d/U_0)^2\right]}; \\ K_3 &= 4k_B f_0 MC (U_d/U_0); T_1 = \frac{2\xi_1 \sqrt{L_2 C_2}}{\sqrt{1 + 2R_d f_0 MC \cdot (U_d/U_0)^2}}; \\ T_2 &= \sqrt{L_1 C_1}; \xi_1 = \frac{R_d C_2}{2\sqrt{\left[1 + 2R_d f_0 MC \cdot (U_d/U_0)^2\right]} L_2 C_2} \\ \xi_2 &= \frac{R_1 C_1 + 2MCL_1 f_0}{2\sqrt{L_1 C_1}}; \xi_3 = \frac{R_1 C_1 - 2MCL_1 f_0}{2\sqrt{L_1 C_1}} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где f_0 – значение частоты f в выбранной рабочей точке САР U_0/I_0 ; $MC = P_n/2\eta f_0 U_d^2$; η – КПД ИУН; R_1 – активное сопротивление обмотки дросселя L_1 .

На основе данной структурной схемы авторами с использованием метода ЛАЧХ [9] синтезирована структура КУ, передаточная функция которой в случае астатической САР имеет вид [5]:

$$W_{\text{ку}}(p) = \frac{k_{\text{ку}}(T_{\text{ку}}p + 1)}{p} \quad (8)$$

где $k_{\text{ку}}$, и $T_{\text{ку}}$ – соответственно, коэффициент усиления и постоянная времени КУ.

Как показали проведенные исследования модели, выполненной на основе структурной схемы рис. 2 в среде *MATLAB Simulink*, звено с передаточной функцией

$$W(p) = \frac{T_2^2 p^2 + 2\xi_3 T_2 p + 1}{T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1}$$

незначительно деформирует асимптотические ЛАЧХ системы на частоте $\omega_2 = 1/T_2$ и, практически, не влияет на ее динамические свойства.

С учетом данного обстоятельства, а также выражения (8) структурная схема (рис.2) САР “ИУН–гиротрон” для определения реакции напряжения гиротрона на приращение усредненного порогового

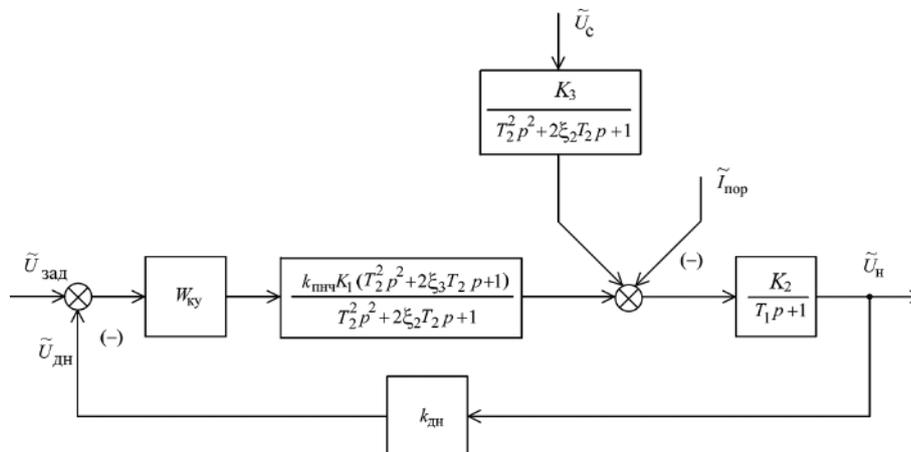


Рис. 2. Структурная схема САР “ИУН–гиротрон”

тока $\tilde{I}_{пор}$ соответствующего отпираанию коммутатора К (рис. 1), преобразована в эквивалентную схему, имеющую представленный на рис. 3 вид, где \tilde{U}_H – приращение усредненного значения напряжения гиротрона.

Формирование импульса напряжения на гиротроне

Процесс формирования импульса напряжения u_H на гиротроне начинается в момент отпираания высоковольтного транзисторного коммутатора К. При этом, с учетом очень небольшой (обычно, не более микросекунды) постоянной времени L_2/R_d напряжение u_H практически мгновенно достигает установившегося значения $u_H = U_0$, а ток нагрузки (гиротрона) получает соответствующее ступенчатое приращение равное I_0 .

Длительность t_ϕ фронта формируемого импульса (рис. 4) определяется, в основном, динамическими свойствами высоковольтного транзисторного коммутатора К и не превышает на практике единиц микросекунд.

Учитывая эти особенности процесса напряжение на гиротроне u_H на начальной стадии импульса можно представить как сумму постоянной и переменной составляющей $u_H(t) \approx U_0 + \tilde{U}_H(t)$.

С целью определения $\tilde{U}_H(t)$ запишем выражение передаточной функции (ПФ) рассматриваемой замкнутой САР для приращения усредненного напряжения \tilde{U}_H на гиротроне по приращению тока $\tilde{I}_{пор}$, которое согласно структурной схеме (рис. 3) будет иметь вид

$$W_3(p) = -\frac{K_4 p}{\frac{K_4 T_1 p^2}{K_2} + \left(T_{ку} + \frac{K_4}{K_2}\right) p + 1} = -\frac{K_4 p}{T_3^2 p^2 + 2\xi_4 T_3 p + 1} \quad (9)$$

где $K_4 = \frac{1}{k_{ку} K_1 k_{пнч} k_{дн}}$, $T_3 = \sqrt{\frac{K_4 T_1}{K_2}}$, $\xi_4 = \frac{K_2 + T_{ку} K_4}{2K_2 T_3}$.

Характер изменения во времени выходного напряжения ИУН на интервале формирования вершины импульса определяется величиной коэффициента затухания ξ_4 . Для сокращения длительности переходных процессов в начальной стадии формирования импульса целесообразно выбирать $\xi_4 \approx 1$. При этом выражение (9) примет вид

$$W_3(p) = -\frac{K_4 p}{(T_3 p + 1)^2}, \quad (10)$$

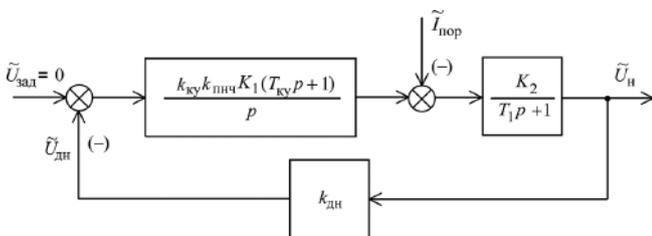


Рис. 3. Эквивалентная структурная схема САР “ИУН–гиротрон”

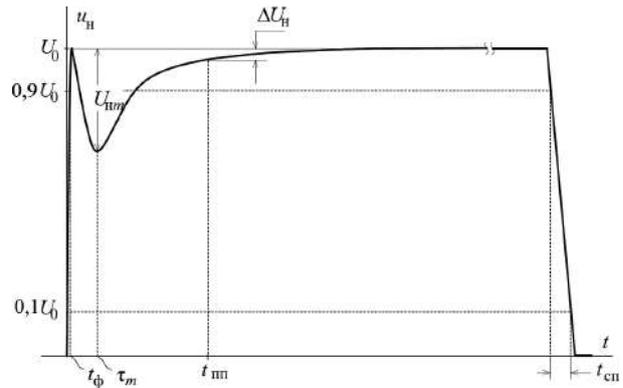


Рис. 4. Характерная форма импульса напряжения на гиротроне

а из выражений для определения ξ_4 и T_3 , учитывая, что на практике выполняется соотношение $K_2 T_{ку} / K_4 \gg 1$, получаем

$$T_{ку} = 2T_3 = 2\sqrt{\frac{T_1}{k_{ку} K_1 K_2 k_{пнч} k_{дн}}}. \quad (11)$$

С учетом (10) операторное выражение для приращения усредненного напряжения на гиротроне, обусловленного приращением порогового тока, будет иметь вид:

$$\tilde{U}_H(p) = -\frac{K_4 I_0}{(T_3 p + 1)^2}. \quad (12)$$

Таким образом, напряжение на гиротроне u_H на начальной стадии импульса с учетом (12) равно:

$$u_H(t) \approx U_0 - \frac{K_4 I_0 \cdot t \cdot e^{-t/T_3}}{T_3^2}. \quad (13)$$

Длительность $t_{пп}$ переходного процесса на фронте формируемого ИУН импульса напряжения (рис. 3) определяется в гиротронных комплексах, как длительность интервала времени с момента отпираания коммутатора К до момента времени, начиная с которого отклонение напряжения на нагрузке не превышает допустимого значения ΔU_H , определяемого неравенством:

$$U_0 - u_H \leq \Delta U_H. \quad (14)$$

Величины ΔU_H и $t_{пп}$ связаны выражением (13), преобразуя которое с учетом (11) получаем формулу для расчета коэффициента усиления $k_{ку}$, обеспечивающего заданную длительность переходного процесса на фронте импульса $t_{пп}$:

$$k_{ку} = \frac{T_1}{t_{пп}^2 K_1 K_2 k_{пнч} k_{дн}} \left[\ln \left(\frac{t_{пп} K_2 I_0}{\Delta U_H^* U_0 T_1} \right) \right]^2, \quad (15)$$

где $\Delta U_H^* = \Delta U_H / U_0$ – относительное допустимое отклонение напряжения на нагрузке.

Подставляя полученное значение $k_{ку}$ в формулу (11), определяем величину постоянной времени $T_{ку}$, завершая на этом синтез КУ.

Наибольшее значение спада напряжения на гиротрон \tilde{U}_{nm} (рис. 4) в начале формируемого на нем импульса, в соответствии с (13), определяется из условия $d\tilde{U}_H/dt=0$ согласно которому время τ_m достижения максимума функцией $\tilde{U}_H(t)$, равно

$$\tau_m = T_3. \quad (16)$$

Относительная величина максимального спада напряжения \tilde{U}_{nm}^* на гиротроне в момент времени τ_m рассчитывается по формуле

$$\tilde{U}_{nm}^* = \frac{\tilde{U}_{nm}}{U_0} = \frac{K_2 I_0}{U_0 e \sqrt{k_{ky} K_1 K_2 k_{пнч} k_{дн} T_1}}, \quad (17)$$

где e – основание натурального логарифма.

На длительность среза импульса напряжения t_{cp} , формируемого на гиротроне, существенное влияние оказывает суммарная емкость C_r самого гиротрона и кабеля, соединяющего гиротрон с ИУН (на рис. 1 не показана), имеющая, как правило, величину порядка 1 нФ. С учетом этой емкости, включенной, по сути, параллельно гиротрону (резистору R_d), процессы в цепи нагрузки ИУН после выключения коммутатора К до момента отпираания диода VD_H согласно схеме рис. 1 описываются следующим уравнением

$$R_d C_r \frac{du_H}{dt} + u_H = -R_d I_{пор}, \quad (18)$$

решая которое, находим закон изменения напряжения гиротрона на срезе формируемого импульса напряжения и, затем, с учетом (5) определяем длительность t_{cp} среза

$$u_H(t) = U_0 e^{-\frac{t}{R_d C_r}} - R_d I_{пор} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_d C_r}} \right), \quad (19)$$

$$t_{cp} = R_d C_r \ln \left(\frac{R_d I_0 - 0,1U_0}{R_d I_0 - 0,9U_0} \right) \quad (20)$$

Следует заметить, что на практике длительность среза, приблизительно, на порядок превышает длительность фронта формируемого импульса.

Расчет параметров фильтров ИУН

Выходной С-L фильтр

Фильтр С-L в цепи нагрузки ИУН сглаживает пульсации напряжения на гиротроне, обусловленные процессами в ТРКП, а также реализует защиту высоковольтного коммутатора К от токовых перегрузок при внутреннем коротком замыкании гиротрона или пробое выходного кабеля. Функцию защиты выполняет дроссель L_2 , требуемое значение индуктивности которого при высокой добротности выходного контура ИУН, рассчитывается по формуле

$$L_2 = \frac{t_{защ} \cdot U_0}{I_H^{\max} - I_0}, \quad (21)$$

где I_H^{\max} – максимально допустимое значение тока нагрузки и коммутатора К; $t_{защ}$ – время срабатывания устройства токовой защиты.

Сглаживающие свойства выходного С-L фильтра обусловлены шунтированием конденсатором С2 большей части переменной составляющей выходного тока ТРКП на интервалах передачи энергии в нагрузку, а также поглощением дозы энергии одиночных импульсов выходного тока при периодической подзарядке этого конденсатора на интервалах пауз между формируемыми импульсами, что вызывает дискретное приращение (пульсации) ΔU_H напряжения нагрузки.

Величину ΔU_H необходимо ограничивать на заданном уровне, выбирая соответствующим образом емкость С2. Решая уравнение энергетического баланса для одиночного импульса подзарядки

$$C_2 [(U_0 + \Delta U_H)^2 - U_0^2] = \frac{P_H}{M \cdot f_0}, \quad (22)$$

находим зависимость между величиной емкости конденсатора С2 и допустимым относительным приращением $\Delta U_H^* = \Delta U_H / U_0$ напряжения нагрузки на интервалах пауз

$$C_2 \approx \frac{P_H}{2 \Delta U_H^* U_0^2 M \cdot f_0}. \quad (23)$$

Результаты аналитических исследований, имитационного моделирования и экспериментальные данные показывают, что при выборе величины емкости C_2 в соответствии с выражением (23) относительные значения пульсаций выходного напряжения, вызываемые переменной составляющей выходного тока ТРКП, на интервалах формирования импульса напряжения на гиротроне при числе модулей $M \geq 2$ значительно меньше допустимой величины ΔU_H^* .

Входной L-C фильтр

Выбор параметров входного L-C фильтра ИУН зависит от следующих факторов:

- изменения напряжения на выходе фильтра в режиме формирования импульсно-периодического напряжения на гиротроне, обусловленного обменом энергии между элементами фильтра и сетью;

- необходимости получения приемлемого значения коэффициента мощности при заданной величине выходной мощности ИУН;

- необходимости ограничения на заданном уровне пульсаций как постоянного, так и импульсно-периодического выходного напряжения ИУН, обусловленных пульсациями напряжения сетевого выпрямителя.

При работе ИУН в режиме формирования импульсно-периодического напряжения имеет место снижение напряжения конденсатора входного фильтра на интервале формирования вершины импульса. Для стабилизации амплитуды импульса выходного на-

пряжения в этих условиях в ИУН с ТРКП необходимо повышать его рабочую частоту и иметь повышенный запас по выходному напряжению, что вызывает необходимость увеличения расчетной мощности ТРКП, а также напряжения и мощности высоковольтного трансформатора. Это требует определения зависимости снижения напряжения на конденсаторе фильтра от параметров его элементов с целью ограничения указанного снижения на требуемом допустимом уровне.

Рассмотрим динамические процессы во входном фильтре в рассматриваемом режиме, полагая, что на интервале формирования импульса напряжение и ток гиротрона неизменны, и ТРКП работает в режиме постоянства потребляемой мощности.

Нетрудно показать, что в этом случае усредненное выходное напряжение фильтра L1–C1 описывается следующим нелинейным дифференциальным уравнением

$$L_1 C_1 \frac{d^2 U_1}{dt^2} + \left(R_1 C_1 - \frac{L_1 P_H}{U_1^2} \right) \cdot \frac{dU_1}{dt} + \frac{R_1 P_H}{U_1} + U_1 = U_d. \quad (24)$$

В результате численного решения уравнения (24) получена зависимость наибольшего относительного снижения $\Delta U_{1(-)}^* = \Delta U_{1(-)}^* / U_d$ напряжения u_1 конденсатора C1 входного фильтра, соответствующего первой полуволне колебательного процесса, описываемого данным уравнением, от величины эквивалентной добротности Q входной силовой цепи ИУН, которая для характерных на практике значений сопротивления R_1 , составляющих десятки мОм, имеет вид, представленный на рис. 5.

Эквивалентная добротность входной силовой цепи ИУН определялась по формуле

$$Q = \frac{P_H}{U_d^2} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}. \quad (25)$$

Из формулы (25) находим соотношение между параметрами элементов входного фильтра

$$\frac{L_1}{C_1} = \left(Q \cdot \frac{U_d}{P_H} \right)^2. \quad (26)$$

где Q – эквивалентная добротность, обеспечивающая заданное допустимое значение $\Delta U_{1(-)}^*$ при расчетной величине выходной мощности ИУН.

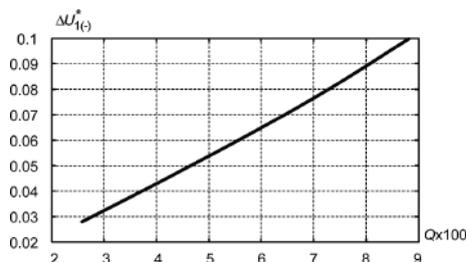


Рис. 5. Зависимость относительного снижения напряжения конденсатора входного фильтра от эквивалентной добротности входной силовой цепи ИУН

С целью повышения коэффициента мощности ИУН до значений $k_M \geq 0,94$ величину индуктивности L_1 дросселя входного фильтра, принимая во внимание уточненные авторами рекомендации, приведенные в [10], следует выбирать из условия

$$L_1 \geq 0,037 \cdot \frac{\eta U_d^2}{\omega_c P_H}, \quad (27)$$

где $\omega_c = 314$ рад/с – круговая частота сетевого напряжения.

Подставляя (27) в (26), определяем емкость входного фильтра ИУН

$$C_1 \geq 0,037 \cdot \frac{\eta P_H}{\omega_c} \cdot \left(\frac{1}{QU_d} \right)^2. \quad (28)$$

Другая особенность режима формирования импульсно-периодического выходного напряжения ИУН состоит в том, что по окончании каждого импульса в нагрузке энергия, накопленная в магнитном поле дросселя входного фильтра ИУН, а также энергия, поступающая из сети, вызывает подзарядку конденсатора фильтра и перенапряжение на полупроводниковых приборах ТРКП.

Определим соотношение параметров элементов фильтра, при котором напряжение конденсатора фильтра не превысит допустимой величины, полагая, что к моменту окончания формирования импульса на выходе ИУН напряжение на конденсаторе C1 и выходе сетевого выпрямителя, приблизительно, равны $U_1 \approx U_d$.

При высокой добротности элементов фильтра зависимости от времени тока дросселя и выходного напряжения u_1 фильтра имеют вид

$$i_d = I_d \cos \omega_0 t, \quad (29)$$

$$u_1 = I_d \sqrt{\frac{L}{C}} \sin \omega_0 t + U_d, \quad (30)$$

где I_d – ток дросселя к моменту окончания формирования импульса; $\omega_0 = 1 / \sqrt{L_1 C_1}$ – круговая частота собственных колебаний фильтра без учета потерь.

Угловая длительность интервала подзарядки конденсатора C1 согласно (29) равна $\omega_0 t_{\text{зар}} = \pi/2$, а приращение напряжения на нем, в соответствии с (30) будет

$$\Delta U_{1(+)} = I_d \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}. \quad (31)$$

Из равенства (31) с учетом (27) находим условие ограничения на заданном уровне превышения напряжения на конденсаторе C1 по окончании формирования импульса напряжения на гиротроне

$$C_1 \geq 0,037 \cdot \frac{\eta P_H}{\omega_c \Delta U_{1(+)}^2}, \quad (32)$$

В качестве конечного значения емкости C1 принимают наибольшую из величин, найденных по формулам (28) и (32).

Рассчитанные и выбранные в соответствии с приведенными выше выражениями параметры входного фильтра обеспечивают работу ИУН с коэффициентом мощности в непрерывном режиме $k_M \approx 0,94 \dots 0,95$ и при допустимых величинах отклонений от номинального напряжения на его конденсаторе в импульсно-периодическом режиме работы.

Методика расчета параметров КУ и фильтров ИУН гиротронов

Полученные выше в виде расчетных соотношений и графических зависимостей результаты устанавливают взаимосвязь между заданными параметрами выходного напряжения ИУН, параметрами КУ и пассивных компонентов (конденсаторов, дросселей) фильтров ИУН как для режима формирования постоянного напряжения на гиротроне, так и для режима формирования импульсно-периодического напряжения, что позволяет производить их обоснованный расчет и выбор.

Расчет выполняют в следующей последовательности:

– задают исходные данные и требуемые показатели САР “ИУН – гиротрон”;

– рассчитывают параметры линеаризованной усредненной модели САР в окрестностях рабочей точки ВАХ гиротрона на базе известных параметров устройств и элементов, входящих в структуру системы;

– определяют параметры L_2 и C_2 выходного С-Л фильтра по формулам (21), (23);

– рассчитывают коэффициент усиления $k_{ку}$ и постоянную времени $T_{ку}$ в соответствии с выражениями (14) и (10);

– по формулам (27), (32) находят величины индуктивности L_1 и емкости C_1 ;

– уточняют параметры КУ, на основе экспериментальных данных, получаемых в процессе наладки ИУН.

– уточняют параметры КУ, на основе экспериментальных данных, получаемых в процессе наладки ИУН.

В качестве примера ниже приведен расчет параметров КУ и пассивных элементов ИУН гиротрона с номинальным выходным напряжением $U_0 = 25$ кВ и током $I_0 = 2,4$ А, который выполнен при следующих исходных данных: номинальное значение линейного напряжения и частоты питающей сети $U_{сн} = 380$ В, $f_c = 50$ Гц; КПД $\eta = 0,9$; коэффициент мощности ИУН $k_M \geq 0,94$; среднее значение напряжения сетевого выпрямителя и сглаживающего фильтра $U_d = 500$ В; тип САР – астатическая; число модулей ТРКП $M = 4$, а тактовая частота одного модуля в рабочей точке $f_0 = 21$ кГц; дифференциальное сопротивление гиротрона в рабочей точке $R_d = 40$ кОм; круговая частота пульсаций напряжения на гиротроне, обусловленных работой ТРКП $\omega_n = 2\pi \cdot 4M \cdot f_0 = 2\pi \cdot 4 \cdot 2 \cdot 21 \cdot 10^3 = 1,06 \cdot 10^6$ с⁻¹; коэффициент передачи преобразователя “напряжение–частота” системы управления ТРКП взят равным $k_{пнч} = 235$ кГц/7,5 В = 3,13 Гц/В; коэффициент передачи датчика напряжения $k_{дн} = 9$ В/25 кВ = $3,6 \cdot 10^{-4}$; максимальное допустимое значение тока ключа К при перегрузке $I_n^{\max} = 22,5$ А; время сра-

батывания токовой защиты ключа К $t_{заш} = 2$ мкс; допустимое относительное значение пульсаций напряжения на нагрузке $\Delta U_n^* = 5 \cdot 10^{-3}$; длительность переходного процесса на фронте импульса не более $t_{пн} = 120$ мкс; максимально допустимое превышение напряжения на конденсаторе С1 по окончании формирования импульса напряжения на гиротроне $\Delta U_{1(+)} = 50$ В; наибольшее относительное снижение напряжения на конденсаторе С1 на интервале формирования импульса напряжения $\Delta U_{1(-)}^* = 0,05$, которому, согласно рис. 5, соответствует значение добротности $Q \approx 0,047$.

В результате расчетов, выполненных по приведенным выше формулам, получаем следующие значения параметров:

– линеаризованной усредненной модели САР

$$K_1 = 1,27 \cdot 10^{-4} \text{ А} \cdot \text{с}; K_2 = 7,6 \cdot 10^3 \text{ Ом}; \\ T_1 = 1,14 \cdot 10^{-3} \text{ с}; \xi_1 = 67,5;$$

– корректирующего устройства

$$k_{ку} = 5,4 \cdot 10^4 \text{ с}^{-1}; T_{ку} = 0,88 \cdot 10^{-4} \text{ с};$$

– пассивных элементов ИУН

а) Индуктивность и емкость выходного фильтра: $L_2 = 2,5 \cdot 10^{-3}$ Гн; $C_2 \geq 0,12$ мкФ. Принимаем $C_2 = 0,15$ мкФ.

б) Индуктивность и емкость входного фильтра: $L_1 \geq 0,45$ мГн. Принимаем: $L_1 = 0,45$ мГн. Большее значение емкости C_1 соответствует формуле (28) $C_1 \geq 11,6$ мФ. Принимаем: $C_1 = 11,6$ мФ.

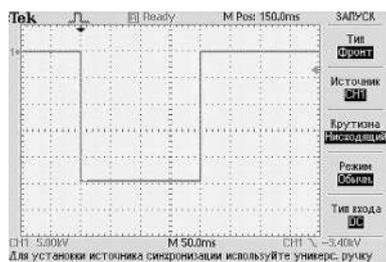
На рис. 6 представлены результаты экспериментального исследования ИУН гиротрона, разработанного с применением предложенной методики расчета параметров КУ и элементов входного и выходного фильтров ИУН. Изображенные на рисунке осциллограммы соответствуют номинальному режиму: $U_n = 25$ кВ; $I_n = 2,5$ А ($P_n = 63$ кВт); $k_M \approx 0,94$.

Анализ полученных результатов позволяет сделать вывод о соответствии рассчитанных и полученных экспериментальных значений параметров формируемых импульсов, величины коэффициента мощности ИУН, спада и повышения напряжения на конденсаторе входного фильтра ИУН, что подтверждает достоверность разработанных математических моделей и предложенной методики расчета элементов ИУН.

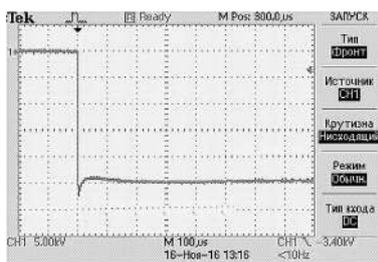
Заключение

1. Предложена методика расчета параметров фильтров и КУ транзисторно-конденсаторных ИУН гиротронов, которая базируется на использовании линеаризованной усредненной модели системы “ИУН – гиротрон”, полученной на основе метода управляемой инжекции тока.

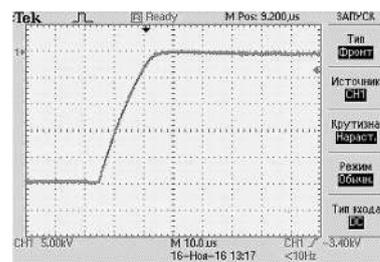
2. Разработанная методика расчета апробирована при создании ряда ИУН гиротронов с широким диапазоном выходных параметров (выходное напряжение от 15 до 30 кВ при токе от 0,1 А до 2,5 А) для различных научных и технологических СВЧ комплексов.



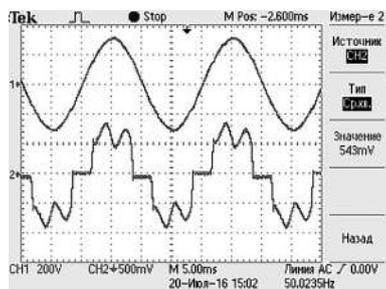
а



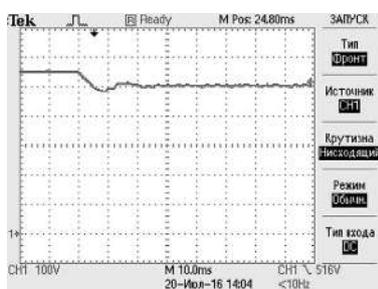
б



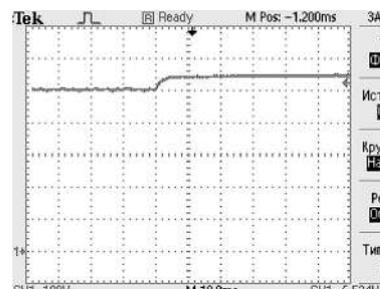
в



г



д



е

Рис. 6. Осциллограммы процессов в ИУН гиротрона:

а – выходной импульс; б – фронт импульса; в – спад импульса; г – фазные напряжение (u_{ϕ}) и ток (i_{ϕ}) в масштабе $m_i = 100 \text{ А/дел}$ дел на входе ИУН; д, е – напряжение конденсатора входного фильтра при набросе (д) и сбросе (е) номинальной нагрузки

Литература

1. Б. З. Курчик, А. Д. Покрывайло, А. Н. Шварц. Преобразователь для заряда емкостных накопителей энергии. – Приборы и техника эксперимента. 1990. № 4.

2. Копелович Е. А. Высоковольтные транзисторно-конденсаторные источники питания для мощных электрофизических установок. Труды Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексея. – Н. Новгород, 2011. № 2 (87).

3. Е. А. Kopelovich, A. U. Novikov, A. G. Razumov, M. M. Troitsky, F. A. Flat High voltage power supplies for high power vacuum electron devices. – Proceedings of the 8-th IEEE International Vacuum Electronics Conference. Kitakyushu International Conference Center, Japan, 2007. P. 339–340.

4. Патент на полезную модель № 94089 РФ, МПК Н 03 К 3/53. Зарядное устройство накопительного конденсатора. Копелович Е. А. Оpubл. в Бюллетене “Изобретения, полезные модели”, 2010, № 13.

5. Ваняев В. В., Копелович Е. А., Троицкий М. М. Высоковольтные транзисторно-конденсаторные источники питания мощных СВЧ приборов с импульсно-периодическим выходным напряжением. – Электротехника, 2017, № 5, С. 67–74.

6. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания. – М.: Энергоатомиздат, 1990.

7. Розанов Ю. К., Рябчицкий М. В., Кваснюк А. А. Силовая электроника. – М.: Издательский дом МЭИ, 2007.

8. Мелешин В. И., Овчинников Д. А. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. – М.: Техносфера, 2011.

9. Н. А. Бабаков, А. А. Воронов, А. А. Воронова и др. Теория автоматического управления. Под ред А. А. Воронова. – М.: Высш. шк., 1986.

10. Твердов И. Пассивные корректоры коэффициента мощности для однофазных и трехфазных модулей питания. – Компоненты и технологии. 2009. № 4.

Ваняев Валерий Владимирович, к. т. н., доцент кафедры электрооборудования, электропривода и автоматики Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексея, г. Нижний Новгород, тел. (831)436-03-69, e-mail: vanyaev.w@mail.ru;

Копелович Евгений Альбертович, к. т. н., заведующий отделом высоковольтной техники Федерального исследовательского центра “Институт прикладной физики Российской академии наук”, г. Нижний Новгород, тел. (831)436-40-23, e-mail: kopevg@appl.sci-nnov.ru;

Троицкий Максим Михайлович, ведущий конструктор отдела высоковольтной техники Федерального исследовательского центра “Институт прикладной физики Российской академии наук”, г. Нижний Новгород, тел. (831)416-48-86, e-mail: trm@appl.sci-nnov.ru.

С. В. Аверин, Ле Дык Тьеп

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ПЕРЕХОДА РЕЗУЛЬТИРУЮЩИХ ВЕКТОРОВ ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ ВЕКТОРНОЙ ШИМ

S. V. Averin,
Le Dyk TiepAnalysis of resultant vectors sequence order
while vector PWM realization

В статье рассмотрены алгоритмы векторной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) с различными алгоритмами переходов следования базовых векторов при формировании вектора напряжения. В работе приведена построенная с помощью пакета Matlab Simulink имитационная модель управления асинхронным двигателем (АД) в режиме векторной ШИМ. Приведены результаты имитационного моделирования традиционного и предложенного алгоритмов векторной ШИМ. Дан сравнительный анализ результатов в зависимости от количества формируемых векторов напряжения для колебаний скорости, момента и тока статора АД. Анализ результатов показал, что предложенный алгоритм обеспечит меньшие колебания скорости, снизит пульсации момента двигателя и тока статора.

Ключевые слова: инвертор, векторная ШИМ, вектор напряжения, базовый вектор, состояние ключа, сквозной ток, имитационное моделирование.

The authors studied a number of algorithms of vector pulse-width modulation (PWM) with various base vectors' sequence order while forming voltage vector. The article presents imitation model of the induction motor control using vector PWM mode developed in MATLAB Simulink. The simulation results of traditional and suggested vector PWM algorithms are presented. Comparative analysis of the results of obtained speed, torque and stator current depending on the number of voltage vectors being formed is given. The performed analysis revealed that the suggested algorithm would ensure less speed fluctuations, as well as decrease the torque and stator current ripples.

Key words: inverter, vector PWM, voltage vector, reference vector, switch state, through current, simulation.

В настоящее время все большее внимание уделяется микропроцессорному управлению полупроводниковыми преобразователями электроэнергии (ППЭ), применение которого в совокупности с современным компонентами силовой электроники позволяет обеспечить высокое качество регулирования ППЭ.

Наиболее распространенным режимом регулирования выходных параметров ППЭ является режим широтно-импульсной модуляции (ШИМ) [1]. На современном этапе все чаще находит применение режим векторной ШИМ [2, 3]. По целому ряду характеристик он считается наиболее перспективным для управления различными системами электроприводов при использовании микропроцессорного управления. Однако, до настоящего времени использование его преимуществ не нашло широкого применения в энергетических комплексах летательных аппаратов.

Для формирования трехфазным мостовым коммутатором текущего вектора напряжения в режиме векторной ШИМ необходимо, во-первых, задать сектор, в котором формируется вектор напряжения. Затем следует определить состояния силовых ключей инвертора при формировании этого вектора, число таких состояний инвертора и порядок следования этих состояний. Кроме того, необходимо определить требуемое число векторов, формируемых каждым секторе, их направление и траекторию, а также задать время существования каждого состояния инвертора при формировании соответствующего вектора напряжения.

Например, в секторе образуемом базовыми векторами V_4 и V_6 (рис. 1) время существования состояний

каждого из двух базовых векторов определяет направление формируемого результирующего вектора V_p , а временем существования нулевых векторов V_0 и V_7 задается его модуль.

Если T_z – длительность существования всех формируемых векторов в секторе (V_4, V_6), и формируется только один вектор V_p , то $T_z = T_4 + T_6 + T_0$, где T_4, T_6, T_0 – длительности существования базовых векторов V_4, V_6 и сумма длительностей существования нулевых векторов V_0, V_7 для формирования вектора V_p . Если $T_4 = T_z$ или $T_6 = T_z$, то формируются либо V_4 , либо V_6 с модулем, определенным напряжением питания мостового коммутатора, и направлением, соответствующим направлению базового вектора.

Если время существования вектора T_4 меньше T_z , то по направлению вектора V_4 формируется век-

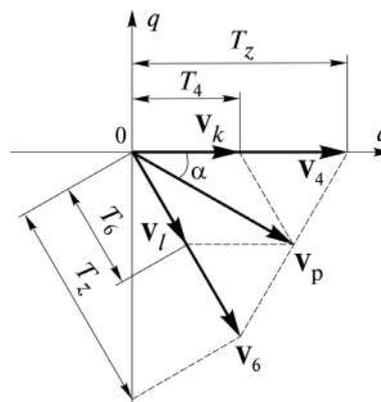


Рис. 1

одного вектора показаны на рис. 2.

Вариант 2. Рассчитанные в (1) длительности существования нулевых векторов V_0 или V_7 расположены по краям интервала, а центральный нулевой вектор отсутствует. Временные диаграммы переключений силовых ключей при формировании вектора, например, в секторе (V_4, V_6) показана на рис. 3.

Вариант 3. Расчетная длительность существования нулевого вектора V_0 расположена в центре, а крайние нулевые векторы равны нулю. Временные диаграммы формирования вектора, например, в секторе (V_4, V_6) показаны на рис. 4).

В случае формирования векторов с максимальным модулем нулевые векторы равны нулю. В этом случае порядок следования базовых векторов для формирования вектора в секторах (V_4, V_6) , (V_6, V_2) , (V_2, V_3) , (V_3, V_1) , (V_1, V_5) , (V_5, V_4) будет:

$$V_4 \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_4; V_6 \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_6; V_2 \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_2; V_3 \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_3; V_1 \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_1; V_5 \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_5.$$

Эти переходы приводят к возникновению сквозных токов в инверторе. Для исключения сквозных токов используются дополнительные векторы [4], как внутри секторов, так и при переходах из сектора в сектор. Например, порядок перехода векторов при многовек-

торном формировании в секторе (V_4, V_6) выглядит так:

$$V_{41} \Rightarrow (V_4 \Rightarrow V_{41} \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_{41} \Rightarrow V_4) \Rightarrow \dots \Rightarrow (V_4 \Rightarrow V_{41} \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_{41} \Rightarrow V_4) \Rightarrow V_{41}.$$

Аналогично, в остальных секторах порядок перехода базовых векторов при формировании одного или нескольких векторов в секторах будет:

- $(V_6, V_2): V_{21} \Rightarrow (V_6 \Rightarrow V_{21} \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_{21} \Rightarrow V_6) \Rightarrow \dots \Rightarrow (V_6 \Rightarrow V_{21} \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_{21} \Rightarrow V_6) \Rightarrow V_{21};$
- $(V_2, V_3): V_{24} \Rightarrow (V_2 \Rightarrow V_{24} \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_{24} \Rightarrow V_2) \Rightarrow \dots \Rightarrow (V_2 \Rightarrow V_{24} \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_{24} \Rightarrow V_2) \Rightarrow V_{24};$
- $(V_3, V_1): V_{14} \Rightarrow (V_3 \Rightarrow V_{14} \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_{14} \Rightarrow V_3) \Rightarrow \dots \Rightarrow (V_3 \Rightarrow V_{14} \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_{14} \Rightarrow V_3) \Rightarrow V_{14};$
- $(V_1, V_5): V_{12} \Rightarrow (V_1 \Rightarrow V_{12} \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_{12} \Rightarrow V_1) \Rightarrow \dots \Rightarrow (V_1 \Rightarrow V_{12} \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_{12} \Rightarrow V_1) \Rightarrow V_{12};$
- $(V_5, V_4): V_{42} \Rightarrow (V_5 \Rightarrow V_{42} \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_{42} \Rightarrow V_5) \Rightarrow \dots \Rightarrow (V_5 \Rightarrow V_{42} \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_{42} \Rightarrow V_5) \Rightarrow V_{42}.$

При переходах из сектора в сектор имеются следующие переходы $V_{21} \Rightarrow V_{24} \Rightarrow V_{14} \Rightarrow V_{12} \Rightarrow V_{42} \Rightarrow V_{21}$, показанные на карте Карно (рис. 5). Эти переходы – безопасные, т. е. не приводящие к возникновению сквозных токов в инверторе.

Временные диаграммы переключения силовых ключей инвертора для базовых векторов в секторе (V_4, V_6) представлены на рис. 6.

В процессе регулирования напряжения на обмотках расчетные длительности существования нулевых векторов не равны нулю. В этом случае начальные и последние векторы в секторах в двух первых случаях регулирования длительностей существования нулевых векторов могут быть одинаковыми. В этом случае при

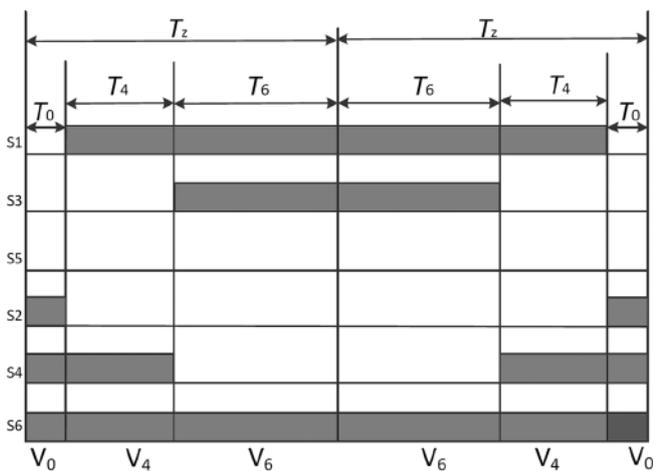


Рис. 3

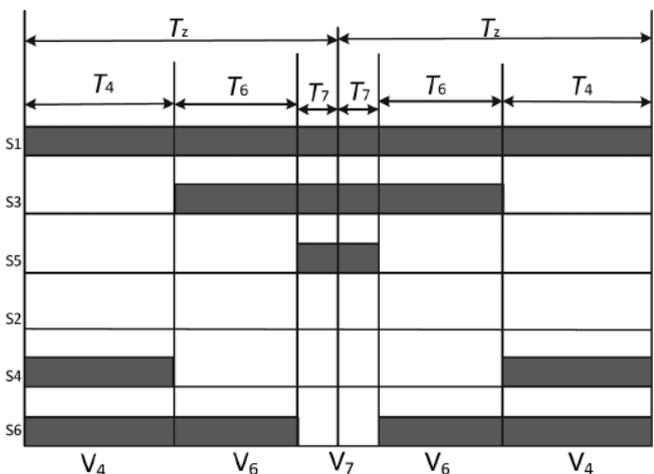


Рис. 4

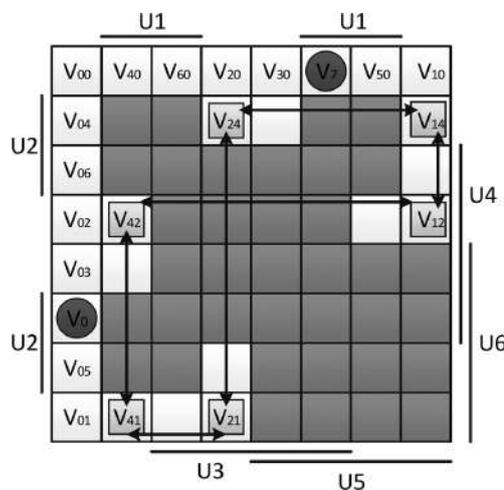


Рис. 5

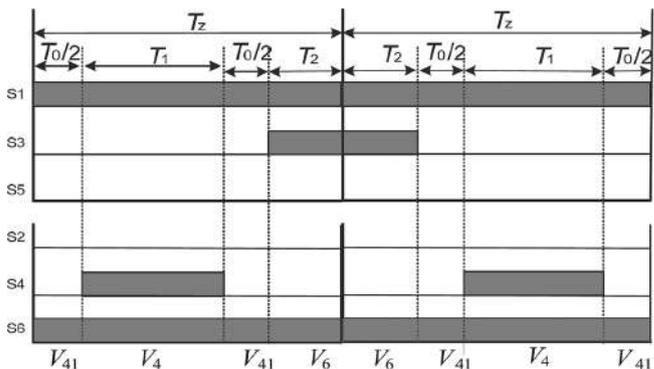


Рис. 6

переходах из сектора в сектор сквозные токи не будут устранены.

В варианте 1 для оптимизации числа переключений силовых ключей в инверторе, (V_0 – начальный и последний вектор в секторах) возможен следующий порядок следования базовых векторов для формирования векторов в всех секторах (V_4, V_6), (V_6, V_2), (V_2, V_3), (V_3, V_1), (V_1, V_5), (V_5, V_4):

- ($V_0 \Rightarrow V_{03} \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_{41} \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_{60} \Rightarrow V_7 \Rightarrow V_{60} \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_{41} \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_{03} \Rightarrow V_0$) ...;
- ($V_0 \Rightarrow V_{01} \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_{21} \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_{05} \Rightarrow V_0 \Rightarrow V_{05} \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_{21} \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_{01} \Rightarrow V_7$) \Rightarrow ($V_7 \Rightarrow V_{60} \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_{21} \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_{05} \Rightarrow V_0 \Rightarrow V_{05} \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_{21} \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_{60} \Rightarrow V_7$) \Rightarrow ... \Rightarrow ($V_7 \Rightarrow V_{60} \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_{21} \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_{05} \Rightarrow V_0 \Rightarrow V_{05} \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_{21} \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_{01} \Rightarrow V_0$);
- ($V_0 \Rightarrow V_{05} \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_{24} \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_{30} \Rightarrow V_7 \Rightarrow V_{30} \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_{24} \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_{05} \Rightarrow V_0$) ...;
- ($V_0 \Rightarrow V_{04} \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_{14} \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_{06} \Rightarrow V_0 \Rightarrow V_{06} \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_{14} \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_{30} \Rightarrow V_7$) \Rightarrow ($V_7 \Rightarrow V_{30} \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_{14} \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_{06} \Rightarrow V_0 \Rightarrow V_{06} \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_{14} \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_{30} \Rightarrow V_7$) \Rightarrow ... \Rightarrow ($V_7 \Rightarrow V_{30} \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_{14} \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_{06} \Rightarrow V_0 \Rightarrow V_{06} \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_{14} \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_{04} \Rightarrow V_0$);
- $V_0 \Rightarrow V_{06} \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_{12} \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_{50} \Rightarrow V_7 \Rightarrow V_{50} \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_{12} \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_{06} \Rightarrow V_0$;
- ($V_0 \Rightarrow V_{02} \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_{42} \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_{03} \Rightarrow V_0 \Rightarrow V_{03} \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_{42} \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_{50} \Rightarrow V_7$) \Rightarrow ... \Rightarrow ($V_7 \Rightarrow V_{50} \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_{42} \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_{03} \Rightarrow V_0 \Rightarrow V_{03} \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_{42} \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_{50} \Rightarrow V_7$) \Rightarrow ... \Rightarrow ($V_7 \Rightarrow V_{50} \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_{42} \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_{03} \Rightarrow V_0 \Rightarrow V_{03} \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_{42} \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_{02} \Rightarrow V_0$).

Все переходы между векторами с таким порядком при переходе любых векторов из сектора в следующий сектор или между формируемыми векторами в одном секторе не приводят к возникновению сквозных токов. Временные диаграммы переключения силовых ключей инвертора для базовых векторов в секторе (V_4, V_6) представлены на рис. 7

В варианте 2 при формировании начального и последнего векторов в секторах начальный и последний вектор – V_7 . Тогда порядок следования базовых векторов для формирования векторов в всех секторах (V_4, V_6), (V_6, V_2), (V_2, V_3), (V_3, V_1), (V_1, V_5), (V_5, V_4) будет:

- ($V_0 \Rightarrow V_{03} \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_{41} \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_{41} \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_{03} \Rightarrow V_0$)...;
- ($V_0 \Rightarrow V_{01} \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_{21} \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_{21} \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_{60} \Rightarrow V_7$) \Rightarrow ($V_7 \Rightarrow V_{60} \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_{21} \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_{21} \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_{60} \Rightarrow V_7$) \Rightarrow ... \Rightarrow ($V_7 \Rightarrow V_{60} \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_{21} \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_{21} \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_{01} \Rightarrow V_0$);
- ($V_0 \Rightarrow V_{05} \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_{24} \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_{24} \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_{05} \Rightarrow V_0$) ...;
- ($V_0 \Rightarrow V_{04} \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_{14} \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_{14} \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_{30} \Rightarrow V_7$) \Rightarrow ($V_7 \Rightarrow V_{30} \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_{14} \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_{14} \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_{30} \Rightarrow V_7$) \Rightarrow ... \Rightarrow ($V_7 \Rightarrow V_{30} \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_{14} \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_{14} \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_{04} \Rightarrow V_0$);
- ($V_0 \Rightarrow V_{06} \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_{12} \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_{12} \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_{06} \Rightarrow V_0$)...;
- ($V_0 \Rightarrow V_{02} \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_{42} \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_{42} \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_{50} \Rightarrow V_7$) \Rightarrow ($V_7 \Rightarrow V_{50} \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_{42} \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_{42} \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_{50} \Rightarrow V_7$) \Rightarrow ... \Rightarrow ($V_7 \Rightarrow V_{50} \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_{42} \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_{42} \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_{02} \Rightarrow V_0$).

В варианте 3 начальный и последний вектор в секторах V_7 . Тогда порядок следования базовых векторов для формирования векторов в секторах (V_4, V_6), (V_6, V_2), (V_2, V_3), (V_3, V_1), (V_1, V_5), (V_5, V_4) будет:

- ($V_7 \Rightarrow V_{40} \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_{41} \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_{41} \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_{03} \Rightarrow V_0$) \Rightarrow ($V_0 \Rightarrow V_{03} \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_{41} \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_{41} \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_{03} \Rightarrow V_0$) \Rightarrow ... \Rightarrow ($V_0 \Rightarrow V_{03} \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_{41} \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_{41} \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_{40} \Rightarrow V_7$);
- ($V_7 \Rightarrow V_{60} \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_{21} \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_{21} \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_{60} \Rightarrow V_7$)...;
- ($V_7 \Rightarrow V_{20} \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_{24} \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_{24} \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_{05} \Rightarrow V_0$) \Rightarrow ($V_0 \Rightarrow V_{05} \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_{24} \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_{24} \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_{05} \Rightarrow V_0$) \Rightarrow ... \Rightarrow ($V_0 \Rightarrow V_{05} \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_{24} \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_{24} \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_{20} \Rightarrow V_7$);
- ($V_7 \Rightarrow V_{30} \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_{14} \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_{14} \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_{30} \Rightarrow V_7$)...;
- ($V_7 \Rightarrow V_{10} \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_{12} \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_{12} \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_{06} \Rightarrow V_0$) ($V_0 \Rightarrow V_{06} \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_{12} \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_{12} \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_{10} \Rightarrow V_7$) \Rightarrow ... \Rightarrow ($V_7 \Rightarrow V_{50} \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_{42} \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_{42} \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_{50} \Rightarrow V_7$) ...

Временные диаграммы переключения силовых ключей при формировании только одного вектора в секторе (V_4, V_6) приведены на рис. 8.

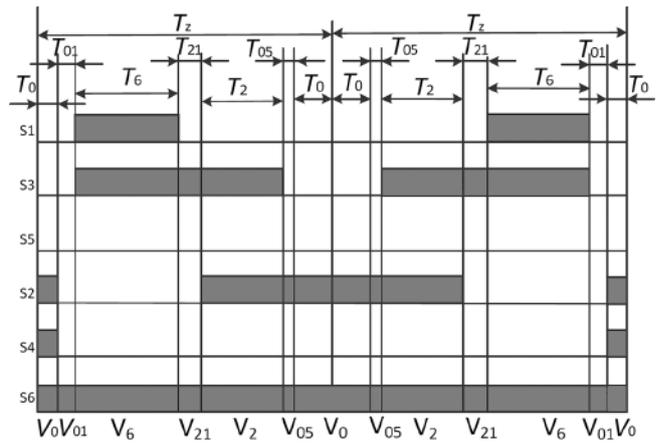


Рис. 7

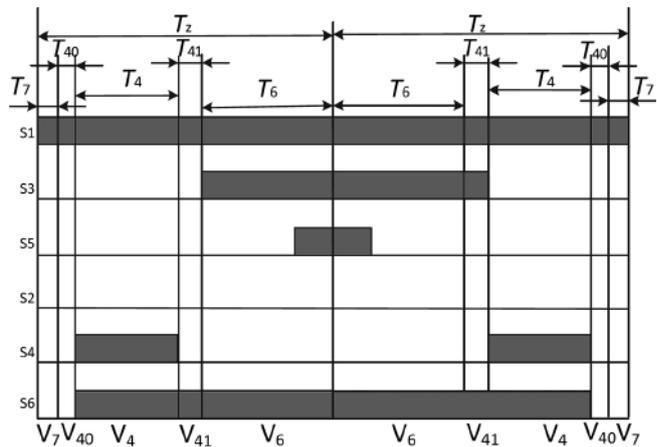


Рис. 8

Как и ранее введение дополнительных векторов с таким алгоритмом перехода из сектора в сектор или между формируемыми векторами в одном секторе не приводит к возникновению сквозных токов.

В *MATLAB Simulink* [7–10] разработана имитационная модель инвертора для управления АД в режиме векторной ШИМ (рис. 9).

В модели используются:

1) Блок *Asynchronous Machine SI Units* – трехфазный асинхронный двигатель АД-75ТВ, параметры модели которого определены по опытам холостого хода и короткого замыкания при различных рабочих частотах;

2) Блок *PWM* – блок программирования векторной ШИМ;

3) Блок *Inverter IGBT* – трехфазный инвертор.

Результаты моделирования управления АД приведены на рис. 10 – зависимость момента (рис. 10а) и форма тока фазы А статора АД (рис. 10б) в случаях формирования $n = 30$ векторов в каждом секторе.

Сравнение численных значений отношения колебания скорости и момента АД разработанного алгоритма следования векторов к традиционной векторной ШИМ приведены в табл. 1.

Проведенный анализ возможных способов сле-

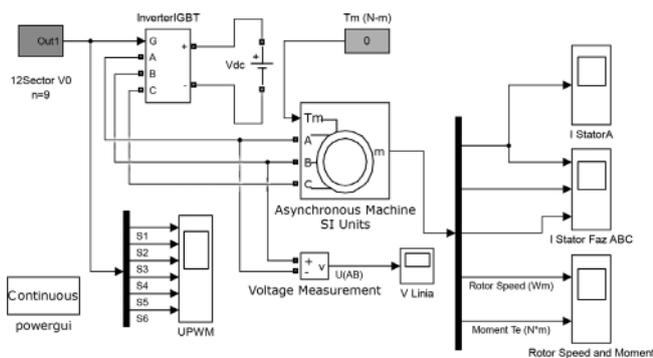


Рис. 9

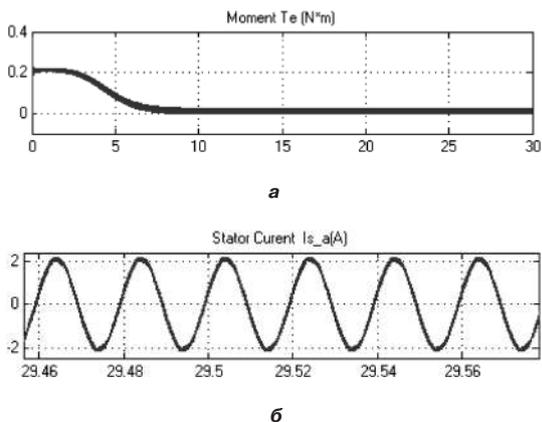


Рис. 10

дования состояний инвертора для формирования векторов напряжения при векторной ШИМ с использованием дополнительных векторов, предложен порядок следования векторов для формирования вектора с равномерным шагом перехода из сектора в сектор. Построена имитационная компьютерная модель показала отсутствие сквозных токов в инверторе и меньшие пульсации скорости и момента при управлении АД без существенного увеличения числа переключений силовых ключей инвертора.

Таблица 1

n	k _{Δ0}			k _{ΔM}		
	f = 10 Гц	f = 50 Гц	f = 300 Гц	f = 10 Гц	f = 50 Гц	f = 300 Гц
5	1.2271	2.5875	9.1765	1.0000	1.0335	1.5853
10	1.2400	2.1940	2.6378	1.0070	1.0448	1.2832
15	1.2667	3.8000	1.3793	1.0076	1.0409	1.1987
20	1.1905	2.2609	1.2353	1.0017	1.0278	1.2371
25	1.1406	1.1433	1.3750	1.0000	1.0281	1.2274
30	1.1569	1.2000	1.2727	1.0004	1.0202	1.2520

Литература

1. Анисимова Т. В., Бокунов А. В., Крючков В. В. Сравнительный анализ многоимпульсных выходных напряжений инверторов. – Практическая силовая электроника, 2012. № 2. С. 28.
2. Чаплыгин Е. Е., Хухтиков С. В. Способ управления автономным инвертором напряжения с векторной ШИМ. – Практическая силовая электроника, 2010. № 39, С. 40–43.
3. Holtz J. Pulsewidth modulation for electronic power conversion”. – Proc. IEEE, vol. 82, pp. 1194–1214, Aug. 1994.
4. Ле Д. Т., Аверин С. В. Формирование векторной широтно-импульсной модуляции с исключением сквозных токов в трехфазном мостовом инверторе – Вестник Московского авиационного института, 2016, Т. 23, № 4. С. 155–163.
5. Ле Д. Т., Аверин С. В. Оптимизация алгоритмов коммутации в инверторах с векторной ШИМ. – Вестник Московского авиационного института, 2016, Т. 23, № 3. С. 155–164.
6. Ле Д. Т., Аверин С. В. Упрощенный алгоритм векторной широтно-импульсной модуляции для регулирования скорости асинхронного двигателя. – Вестник Московского авиационного института, 2017, Т. 24, № 2. С. 176–184.

Ле Дык Тьеп (Вьетнам), аспирант кафедры “Микроэлектронные элетросистемы” МАИ, тел. +7 (495) 158-45-59.

А. П. Тимирев, Фам Ван Бьен

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ МОЩНОСТЬЮ 2000 КВТ НА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ

A. P. Temirev
Pham Van Bien

Studying dynamic processes of the 2000 kW switched
reluctance motor on mathematical model

В работе представлены исследования динамических процессов вентильно-индукторного двигателя мощностью 2000 кВт, 200 об/мин на математической модели. Предложен комплекс компьютерной модели как инструмент проверки и уточнения динамических процессов вентильно-индукторного электропривода гребного винта.

The paper presents the research of dynamic processes of the 2000 kW, 200 rpm switched reluctance motor on the mathematical model. A complex of a computer model is suggested as an instrument for verifying and refining dynamic processes of a switched reluctance drive of a marine propeller.

Ключевые слова: вентильно-индукторный двигатель, двухпакетный ВИП, система управления электропривода, динамический процесс.

Keywords: Switched reluctance motor, double-packet SRM, system control drive, dynamic process.

Электропривод с двигателем ИД-2000

Одним из основных направлений стратегии развития судостроительной промышленности является создание конкурентоспособной отечественной морской техники для преодоления научно-технического и технологического отставания России от других промышленно развитых стран.

К современным судовым электроприводам механизмов предъявляются следующие требования: высокая надежность; увеличение периодов их функционирования без обслуживания и наблюдения; обеспечение оптимальных условий резервирования и постоянной готовности к действию; возможность автоматизации технологических процессов исполнительных механизмов; повышение эффективности использования электромеханизмов на основе улучшения механических характеристик, повышения величин ускорений в динамических режимах работы за счет возможности плавного регулирования скорости, выбора оптимальных режимов проведения технологических операций.

Эти требования полностью обеспечиваются на морском буксире проекта 745МБС на основе практического применения вентильно-индукторного электропривода (рис. 1) с глубоким регулированием скорости, с оптимальными режимами проведения

технологических операций (Патент № 81206 (RU) на промышленный образец) “Гребной индукторный электродвигатель ИД-2000 кВт” ЗАО “Интеллектуальные Робастные Интегрированные Системы”). Выполненные вышеупомянутые требования на морском буксире с помощью ИД-2000 кВт позволяют надеяться на дальнейшее совершенствование и повышение конкурентоспособности и импортозамещения электромеханизмов строящихся, модернизируемых и проектируемых перспективных судов.

Благодаря более простой конструкции двигатель ИД-2000 кВт значительно надежнее других типов электродвигателей. Ротор ИД (рис. 2) не содержит обмоток, а обмотки статора представляют собой простые полюсные катушки аппаратного типа. Более высокой надежностью характеризуется также преобразователь частоты (ПЧ), так как в отличие от ПЧ асинхронного двигателя в его силовой цепи практически исключаются сквозные короткие замыкания. Питание фаз ИД-2000 кВт осуществляется однополярными импульсами тока, поэтому на выходе преобразователя применен простой коммутатор, а не инвертор.

Оптимизацией конфигурации зубцовых зон полюсов статора и ротора был получен существенно больший вращающий момент, в сравнении с элек-



Рис. 1. Индукторный электродвигатель ИД-2000 кВт, размещенный в буксировочном судне проекта 745 МБС

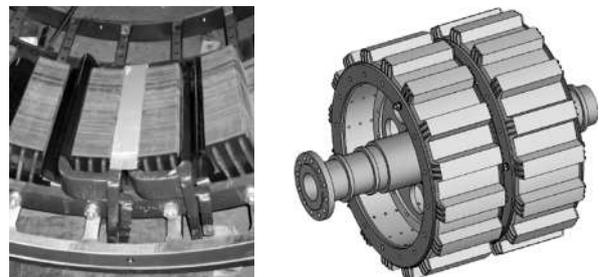


Рис. 2. Конструкция статора с обмоткой и ротора ИД-2000 кВт

трическими двигателями других типов. За счет этого удалось выполнить два противоречивых требования: создать более, чем заданные в техническом задании, высокий момент низкооборотного гребного винта размещенного непосредственно на валу с частотой вращения до 200 об/мин и обеспечить заданные массогабаритные показатели (см. табл. 1).

Таблица 1

Наименование параметра	Значение
Напряжение в звене постоянного тока, В	900
Мощность, кВт	2000
Действующее значение фазного тока, А	590
Частота вращения, мин ⁻¹	200
КПД, %	97
Число фаз	6
Число зубцов статора/ротора	24/16
Число параллельных ветвей	2
Габариты, мм	2500 × 2330 × 3500
Масса двигателя, т	30

Всесторонне испытанный ИД-2000 кВт в том числе и сочлененным с гребным винтом напрямую без редуктора на морском буксире характеризуется устойчивой длительной и безотказной работой в динамических режимах с частыми пусками и остановками. Каждый пуск ИД-2000 кВт с гребным винтом, осуществляется сколь угодно плавно при отсутствии повышенных “пусковых” токов. Естественная характеристика ИД-2000 кВт похожа на характеристику электродвигателя постоянного тока с последовательным возбуждением.

Пояснения работы алгоритма управления ИД-2000 кВт

Алгоритм управления для ИД-2000 кВт отличается от токового регулирования момента следующим. Запуск осуществляется в режиме токоограничения. Далее привод переходит в одноимпульсный режим с параметрами импульса, определяемого по таблице, рассчитанной при проектировании, в которой определен интервал подачи импульса, его ширина, ширина паузы после импульса (один ключ выключен). Цифровой ПИ-регулятор стабилизирует заданную скорость, регулируя момент перемещения по таблице. При перемещении вниз по таблице момент возрастает, вверх уменьшается, при этом для ограничения тока максимальный выход регулятора ограничивается в зависимости от частоты вращения. Для удобства введена относительная шкала перемещения по таблице показатель $N = 0 - 1$, где 1 соответствует последняя нижняя строка. Для ограничения выход регулятора N сравнивается с $N_{тек} = n_{тек}/n_{max}$, где $n_{тек}$ – текущая скорость, n_{max} – максимальная скорость, и если выход больше $kN_{тек}$, то интегральная составляющая ПИ-регулятора принимается равной $kN_{тек}$ (k – коэффициент выхода $k \geq 1$).

На рис.3 приведены расчетные электрические углы управления. При расчете электрических углов берется за основу ротор. При этом за нулевое положение принято следующее: когда паз ротора становится

перпендикулярно зубцу статора с обмоткой (рассогласованное положение). Таким образом 180 электрическим градусам соответствует положение, когда зубец ротора становится перпендикулярно зубцу статора с обмоткой (согласованное положение). При этом за положительное направление принято направление вращения ротора. В этой системе углом включения принимается, угол при одновременном включении двух ключей полумоста. Если имеется некоторое опережение, то угол отрицательный. Время от начала включения до выключения (закрытия) одного из полупроводниковых ключей (медленная расфорсировка) называется шириной импульса. Время от выключения одного из полупроводниковых ключей (медленная расфорсировка) до выключения обоих ключей (быстрая расфорсировка) называется оконечной паузой. Так как инерция ротора достаточно большая, то для определения углов используется сигнал переключения датчика положения. То есть сначала по датчику определяется текущая скорость, а после углы управления. При этом с целью исключения “дребезга” используется интегральный накопитель или усреднение. Последняя измеренная скорость складывается, например, с четырьмя предыдущими, и делится на пять. При регулировании предполагается, что нагрузочная характеристика совпадает с той, которая использовалась при определении таблицы управления. То есть каждому сочетанию углов по таблице и определенной скорости соответствует определенный момент. При расхождении теоретических и практических характеристик разница компенсируется регулятором.

Новые знания, полученные, во время испытаний ИД-2000 кВт в реальных эксплуатационных условиях, подтвердили большой потенциал в сфере создания электродвигателей большой мощности индукторного типа для судов, и позволили откорректировать разработанный ранее Новочеркасским ЗАО “Интеллектуальные Робастные Интегрированные Системы” оригинальный пакет программ, позволяющий производить оптимальное проектирование ИД на современ-

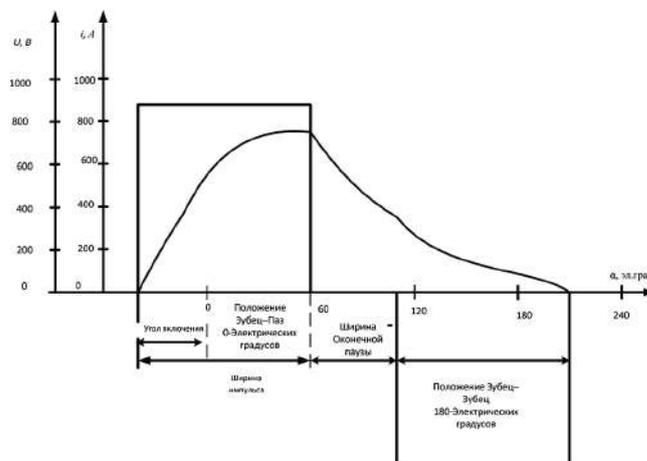


Рис. 3. Расчетные электрические углы управления ИД-2000 кВт

ном мировом уровне. В состав пакета программного обеспечения входит: программа оптимизации геометрических размеров, программа расчета магнитных полей методом конечных элементов, программа расчета процессов и оптимизации закона управления ИД.

На рис. 4 представлена структурная схема одноимпульсного управления ВИД 2000 кВт. В системе одноимпульсного управления ВИП 2000 кВт входное напряжение в инверторах не регулируется, а выход регулятора скорости воздействует на вектор-столбец углов управления силовыми ключами инвертора $\alpha_{ком}$. Законы изменения углов управления задаются с помощью таблицы управления.

Для унификации системы управления ВИП БМ двигателями с разными значениями номинальной частоты вращения в ней используются относительные величины n/n_{max} , где n_{max} – максимальная частота вращения конкретного экземпляра привода. При задании $n_{max} > n_{ном}$ частота вращения может регулироваться как ниже, так и выше номинальной.

В алгоритме одноимпульсного управления блок коммутации управляет силовыми ключами инвертора, сравнивая заданные значения $\alpha_{ком}$ с текущим значением угла поворота ротора α . Но импульсный датчик положения ротора ДПР выдает квантованное по уровню значение α , которое при низкой разрешающей способности ДПР, встроенного в конструкцию ВИД, не может непосредственно использоваться в Блоке коммутации. Специальный Блок оценки электрического положения и скорости, реализованный программно в микропроцессорной системе управления ВИП БМ, восстанавливает сигнал текущего значения угла поворота α , а также вычисляет оценку текущего значения частоты вращения n . Но этот блок не может вычислять достоверных оценок α и n при вращениях с частотами меньше некоторого минимального значения n_{min} . Поэтому при работе на низких частотах фазы коммутируются непосредственно по сигналам ДПР [4].

В основе используемой математической модели лежат две системы уравнений. Первая – система дифференциальных уравнений, описывающих электро-механические процессы в m -фазном ИД. Система включает в себя уравнения электрического равно-

весия контуров и уравнения динамики механической системы, которые служат для учета в математической модели электромеханических процессов. Уравнения записаны в нормальной форме Коши относительно производных:

$$\begin{cases} \frac{d\Psi}{dt} = u_k - r_k i_k; \\ \frac{d\omega}{t} = \frac{Z_2}{J} (M - M_c); \\ \frac{d\alpha}{dt} = \omega, \end{cases} \quad (1)$$

где: $k = 1, \dots, m$; – порядковый номер фазы; Ψ_k – потокосцепление k -й обмотки; u_k – напряжение на k -й обмотке; i_k – ток k -й обмотки; r_k – активные сопротивления k -й обмотки; ω – угловая частота вращения ротора; J – суммарный момент инерции ротора и нагрузки; Z_2 – число зубцов ротора; M, M_c – электромагнитный момент двигателя и момент сопротивления нагрузки; α – угол, характеризующий положение ротора относительно статора.

В работе рассматривается имитационная модель, реализованная в среде *MATLAB* и в его приложении *Simulink* с изменением простой готовой модели в библиотеке *Matlab Simulink*.

На рис. 5 показана математическая модель двухпакетного ВИД-2000 при испытании способом взаимного нагружения двух пакетов. В этом режиме регулятор скорости ВИГ находится в насыщении, а работает только регулятор тока в функции углов управления коммутацией ВИГ для создания тормозного момента на валу ВИД. Рассмотренная модель исследования динамических процессов ВИД позволяет исследовать динамические процессы на холостом ходу и взаимного нагружения ВИД–ВИГ. В дополнение к формальному дублированию блоков ИНВЕРТОР и ВИД и ВИГ выделения системы управления в отдельные подсистемы “Управление углами ВИД” и “Управление углами ВИГ” были произведены следующие изменения. Модель механической части (уравнение движения) в виде масштабирующего элемента с коэффициентом $1/J$ и блока интегратора, охваченных отрицательной

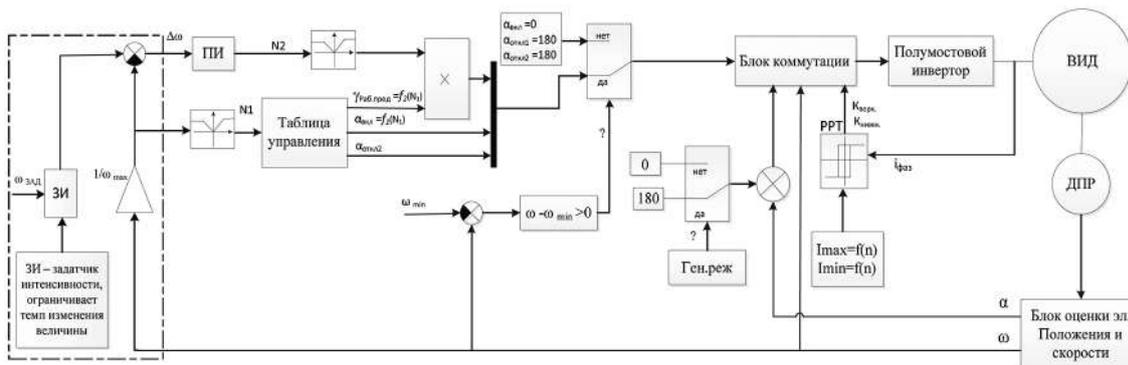


Рис. 4. Функциональная схема компьютерной модели системы одноимпульсного управления ВИП 2000 кВт

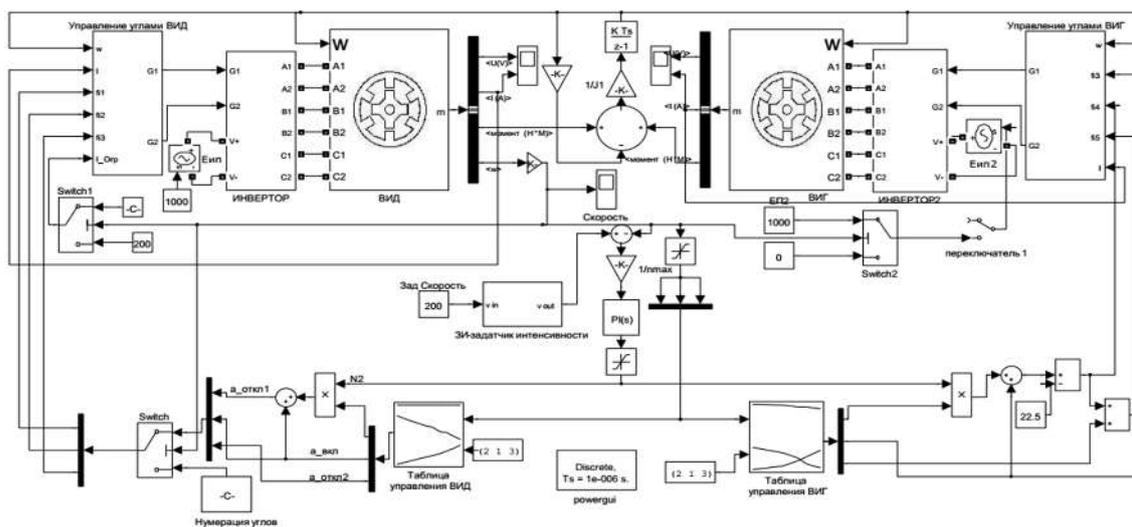


Рис. 5. Имитационная модель динамического процесса ВИГ-2000 при способе взаимного нагружения ВИД-ВИГ

обратной связью с коэффициентом В, моделирующей линейную зависимость механических потерь холостого хода от скорости, вынесена из блоков ВИД в общую схему. Питание блоков ИНВЕРТОР1 и ИНВЕРТОР2 осуществляется от общего источника питания Еип1. Датчик интенсивности (ЗИ) представляет собой нелинейное устройство, которое включается в цель задания регулируемых величин и ограничивает темп (интенсивность) изменения во времени сигнала задания скорости.

Метод управления ВИД-2000 на модели приведен на рис.5: при пуске до 20 об/мин с методом токоограничения тока; при 20 об/мин до номинальной величины 200 об/мин с методом одноимпульсного режима. Блок ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ 1 — разделитель режима холостого хода и взаимного нагружения ВИД-ВИГ.

На рис. 6 приведены траектории управления ВИД-2000 кВт в двигательном и генераторном режиме с методом одноимпульсного режима.

При проведении испытаний ИД-2000 кВт на нагрузку была использована двухпакетность конструкции самого двигателя ИД с двумя трехфазными обмотками на статоре, имеющими пространственный сдвиг на 180 эл. град., исходя из требований Регистра обеспечения электропитанием от двух независимых полупроводни-

ковых преобразователей. Такая конструкция принятая, в ИД-2000 кВт позволила снизить пульсации момента. По сути, в одном корпусе размещены две идентичные трехфазные индукторные электрические машины, каждая из которых может работать и в двигательном, и генераторном режимах. За счет этого обеспечивается самонагружение, исключая дорогостоящую нагрузочную стендовую установку. Это технология испытаний позволяет экономить потребление электроэнергии, особенно при ресурсных испытаниях, за счет возврата электрической энергии вырабатываемой генератором в сеть небольшой мощности, соизмеримой с мощностью потерь в полупроводниковом преобразователе и в ИД-2000 кВт. Функциональная схема испытаний ИД-2000 под нагрузкой приведена на рис. 7.

На рис. 8 показаны расчетная (рис. 8а) и экспериментальная (рис. 8б) зависимости изменения скорости от времени при пуске и разгоне до номинальной величины 200 об/мин.

Частота вращения для графика рис. 8б измерялась с помощью цифрового ручного тахометра. График $n(t)$ (рис. 8б) построен по осциллограмме ДПР [2].

Небольшое различие результатов моделирования и эксперимента можно объяснить неполным расчетом моментов инерции и трения в имитационной модели.

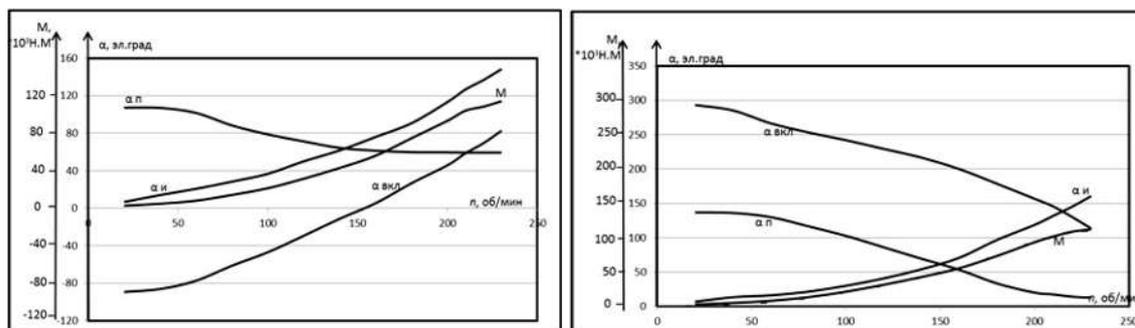


Рис. 6. Траектории управления ВИД-2000 кВт в двигательном и генераторном режиме

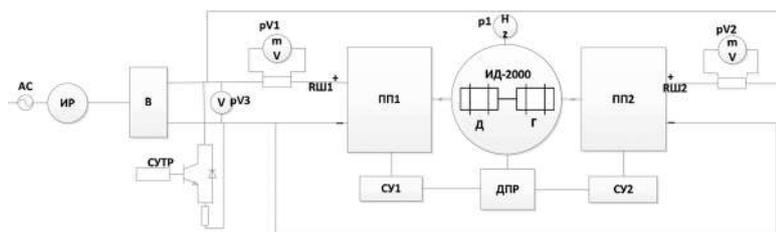
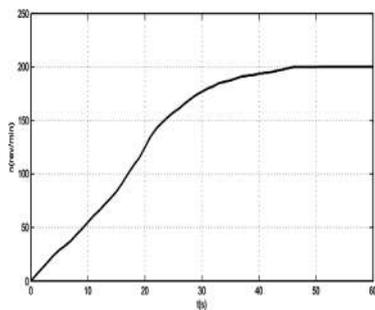
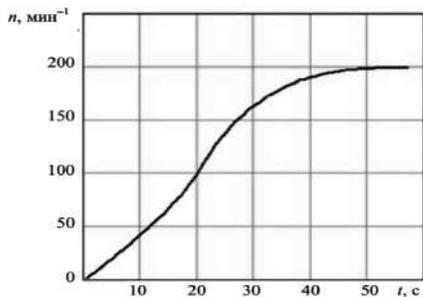


Рис. 7. Функциональная схема испытаний ИД-2000 под нагрузкой: ИР – индукционный регулятор; В – выпрямитель; СУТР – схема управления тормозным резистором R_t ; ПП1, ПП2 – полупроводниковые преобразователи; СУ1, СУ2 – микропроцессорные системы управления; ДПР – датчик положения ротора; ИД-2000 – индукторный двигатель; pV1, pV2, RШ1, RШ2 – милливольтметры и шунты для измерения тока; pV3 – вольтметр; p1 – частотомер



а



б

Рис. 8. Изменения частоты вращения ИД-2000 на холостом ходу при пуске и разгоне до номинальной величины: а – расчетное; б – экспериментальное

Результаты моделирования динамического ВИД-2000 кВт способом взаимного нагружения ВИД-ВИГ приведены на рис 9.

Заключение

Разработана имитационная модель динамического процесса ВИД-2000 кВт, 200 об/мин при способе взаимного нагружения ВИД-ВИГ, позволяющая решать комплекс исследования моделирования динамического режима ВИД-2000. Моделирование динамических процессов необходимо для упрощения процессов исследования динамического режима.

Литература

1. Темиров А. П. Математическое моделирование, проектирование и экспериментальное определение параметров вентильно-индукторных электроприводов: монография. – Новочеркасск: ЛИК, 2011. – 794 с.
2. Птах Г. К., Карабах В. А., Протасов Д. А., Рожков Д. А.,

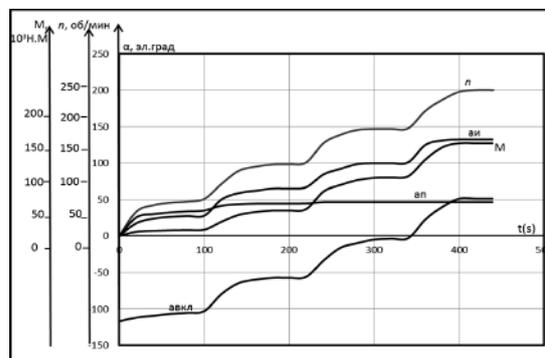


Рис. 9. Результаты моделирования динамического режима ВИД-2000 кВт способом взаимного нагружения ВИД-ВИГ

Яковенко А. Е. Гребной вентильный индукторный реактивный двигатель для морского буксира мощностью 2 МВт. Результаты предварительных испытаний. – Известия высших учебных заведений. Электромеханика, 2010, № 5, С. 35–38.

3. Темиров А. П., Птах Г. К., Цветков А. А., Квятковский И. А. Гребной вентильно-индукторный двигатель для системы электродвижения морского буксира мощностью 2000 кВт. – Известия тульского государственного университета. Технические науки, 2010, № 3-3, С. 231–235.

4. Нгуен Куанг Кхоа, Фам Конг Тао, Фам Ван Бьен. Методика математического и экспериментального определения энергетических параметров вентильно-индукторного двигателя большой мощности двухпакетной конструкции. – Международный научно-исследовательский журнал “Успехи современной науки”, 2016, № 9, Том 4, С. 149–155.

5. Фам Ван Бьен, А. А. Голиков, А. В. Бобров и др. Методика определения главных размеров вентильных индукторных машин большой мощности. – Кибернетика энергетических систем: Сб. материалов XXXVIII сессии Всеросс. науч. семинара по тематике “диагностика энергооборудования”. г. Новочеркасск. 17–19 октября 2016 г. – ЮРГПУ (НПИ) имени М. И. Платова. – Новочеркасск: ЮРГПУ (НПИ), 2016, С. 151–158.

Темиров Алексей Петрович, д. т. н., профессор кафедры “Электроснабжение и Электропривод” Южно-Российский государственный политехнический университет (НПИ) им. М. И. Платова;

Фам Ван Бьен, аспирант кафедры “Электроснабжение и Электропривод” Южно-Российского государственного политехнического университета (НПИ) им. М. И. Платова, тел.: +7(961) 299-64-22, e-mail: Myloveu2006@mail.ru.

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

ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ УСТРОЙСТВ СВЕТОДИОДНОГО ОСВЕЩЕНИЯ

(окончание, начало в №№ 3 (67), 4 (68), 2017)

S. M. Korotkov, V. V. Kryuchkov,
A. V. LukinSpecifics of LED lighting units design (End, beginning
in NoNo 3 (67), 4 (68), 2017)

В третьей части статьи рассмотрены вопросы компенсации уменьшения яркости светодиодов в процессе их эксплуатации с использованием светочувствительных датчиков, ручного и автоматического регулирования яркости (димминга). Даны рекомендации по применению светодиодных источников питания и приведены примеры их подключения. Рассмотрены изменения международных технических требований к светодиодным драйверам.

Ключевые слова: мощный светодиод, светодиодный драйвер, светоотдача, дерейтинг, светочувствительный датчик, компенсация яркости, димминг, управление диммингом, технические требования.

The third part of the article considers the issues of LED brightness loss compensation while in service employing optical sensors, as well as manual and automatic brightness control (dimming). The article gives recommendations on LED drivers' application and presents examples on their connection. The changes in international specifications on LED drivers are considered.

Key words: power LED, LED driver, luminous efficiency, derating, optical sensor, brightness compensation, dimming, dimming control, specifications.

Компенсация яркости светодиодов

Подобно тому, как измерение температуры может использоваться в цепи управления для поддержания постоянной температуры светодиодов, для поддержания светоотдачи на постоянном уровне можно использовать светочувствительный датчик.

Светоотдача всех светодиодов со временем ухудшается (рис. 1). Таким образом, если в комнате установлена светодиодная лампа, а спустя два месяца там же установлена вторая аналогичная лампа, то светоотдача последней будет на 5% больше.

Решить проблему изменения освещенности в течение срока службы светильника можно за счет введения дерейтинга светоотдачи до 95% с помощью светочувствительного датчика, например, фотодиода (VD), как показано на рис. 2. Выводы фотодиода должны быть минимальной длины, чтобы не вносить в схему сильные помехи. Настройка пороговой величины усилителя ошибки должна соответствовать 95%

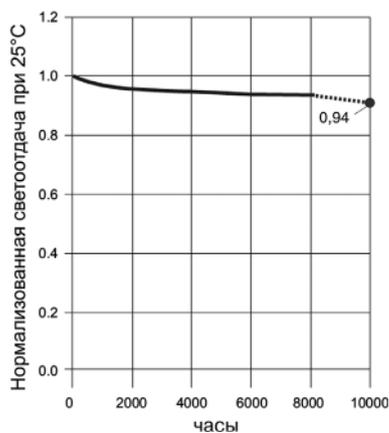


Рис. 1. Зависимость потери светоотдачи от времени

от уровня освещенности, который может обеспечить новая светодиодная лампа.

По мере уменьшения светового потока, цепь обратной связи будет автоматически увеличивать ток через светодиоды для его компенсации. Схема рис. 2 может быть изменена, если требуются стабильная светоотдача и димминг.

Если светодиодный драйвер содержит два входа димминга, которые можно одновременно использовать, то вход аналогового димминга целесообразно использовать для компенсации яркости светодиодов, а вход ШИМ — для независимого димминга светодиодов. Вариант такой схемы показан на рис. 3, в которой использован так способ “слежения и запоминания”, позволяющей сохранять значение напряжения обратной связи для компенсации яркости, когда светодиод проводит, и игнорировать это

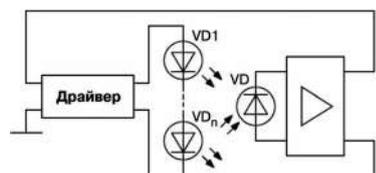
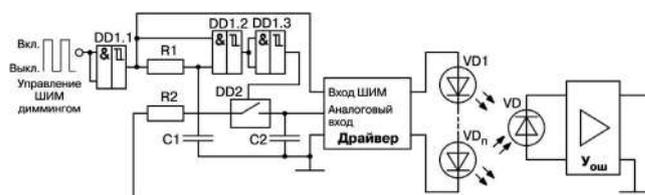


Рис. 2. Схема цепи обратной связи со светочувствительным датчиком

Рис. 3. Схема обратной связи с диммингом и датчиком освещенности ($R_1 = R_2 = 10 \text{ кОм}$, $C_1 = 10 \text{ нФ}$, $C_2 = 470 \text{ нФ}$)

значение, когда светодиод заперт. Таким образом, напряжение обратной связи, подаваемое на драйвер, не зависит от входа ШИМ димминга.

Небольшая задержка, формируемая цепочкой R1, C1, обеспечивает учет времени запаздывания драйвера, перед тем как выходное напряжение усилителя ошибки (Уош) измерено и сохранено на конденсаторе C2. Возможно, точные величины компонентов необходимо будет уточнять для отдельных устройств.

Другое возможное применение светочувствительного датчика в цепи оптической обратной связи — измерение внешней освещенности. Идея состоит не в поддержании постоянного тока через светодиоды, а в измерении уровня внешней освещенности и димминге светодиодов в дневное время и увеличении яркости светодиодов в сумерках для обеспечения постоянного светового потока. Недорогим светочувствительным датчиком является фоторезистор с линейной зависимостью изменения сопротивления от натурального логарифма освещенности (лк). Такой фоторезистор может использоваться для установки требуемого уровня внешней освещенности (рис. 4).

Схемы со светодиодным драйвером

Управление диммингом внешним напряжением

Схема, позволяющая изменять управляющее напряжение ($U_{вх}$) от 0 до 4,5 В показана на рис. 5. Операционный усилитель (Rail-to-Rail) [5, 6] DA1 включен по инвертирующей схеме. Неинвертирующий вход поддерживается на уровне “виртуальной земли” в точке B $U_B = 2,25$ В за счет резистивного делителя R6, R4 ($R_4 = 100$ кОм, $R_6 = 120$ кОм). Если входное напряжение равно 0 В, выходное напряжение DA1 должно быть 4,5 В, чтобы напряжение на инвертирующем входе стало также 2,25 В. Если входное напряжение $U_{вх} = 10$ В, на выходе делителя входного напряжения R1, R2 ($R_1 = 1,2$ кОм, $R_2 = 1$ кОм) в точке A $U_A \approx 4,5$ В. Баланс входов DA1 возможен только при $U_{вх} = 0$.

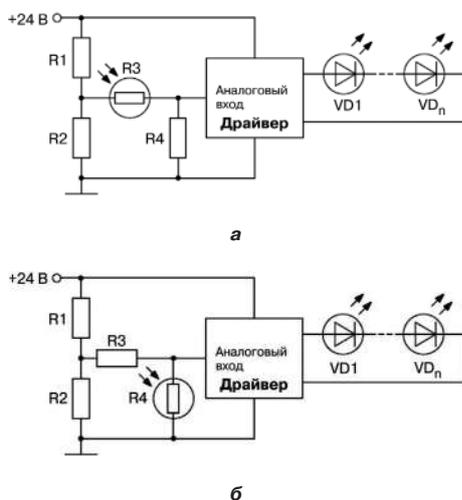


Рис. 4. Схема обратной связи со светочувствительным датчиком внешней освещенности для инвертирующего (а) и не инвертирующего (б) управляющего аналогового входа драйвера

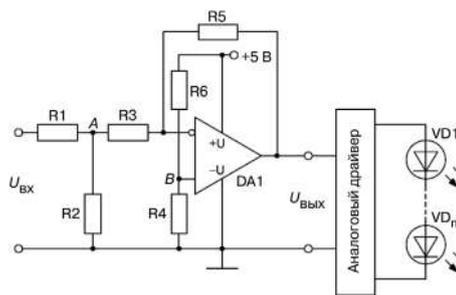


Рис. 5. Управление диммингом в заданном диапазоне входного напряжения

Если ($R_1 = R_2 = 1$ кОм), а $U_{вх} = 1$ В, напряжение в узле A входного делителя напряжения R1, R2 $U_A = 0,5$ В (рис. 5). Неинвертирующий вход поддерживается на уровне “виртуальной земли” в точке B $U_B = 2,5$ В за счет резистивного делителя R6, R4 ($R_4 = R_6 = 100$ кОм). Входы DA1 будут сбалансированы только при выходном напряжении 4,5 В. Если напряжение $U_{вх} = 10$ В, напряжение $U_A = 5$ В. Следовательно, входы DA1 будут сбалансированы только при $U_{вх} = 0$.

Ручная регулировка с помощью ШИМ

Сигналы ШИМ обладают тем преимуществом, что могут передаваться на большие расстояния без потерь и в большой степени невосприимчивы к внешним помехам.

В ряде случаев требуется ручная регулировка коэффициента заполнения ШИМ последовательности, например, с помощью потенциометра, а не генерация ее цифровыми методами. Следующие две схемы — примеры формирования ШИМ последовательностей для управления цепочками светодиодов.

Схема на основе таймера LM555 [7] показана на рис. 6, а на рис. 7 показана схема формирования ШИМ последовательности на основе компаратора.

Рекомендации по применению светодиодных источников

Приведенная далее информация может оказаться полезной разработчикам осветительного оборудования и радиоэлектронной аппаратуры [8]. Если в составе светодиодного светильника, конструктивно выполненного в металлическом корпусе, используется источник питания в пластмассовом корпусе, возможно возникновение условий, приводящих к выходу из строя светодиодов.

Источник питания подключается к сети переменного тока 220 В 50 Гц с помощью кабеля. Фазный “L”, и нулевой “N” проводники подключаются к входным выводам источника питания. Защитный провод “GND” подсоединяется к металлическому корпусу светильника. Упрощенная схема светильника показана на рис. 8.

Источник содержит трансформатор TV, обеспечивающий гальваническую развязку светодиодов от сети, и помехоподавляющий конденсатор “вход–выход” Свв, обеспечивающий качественную работу и надеж-

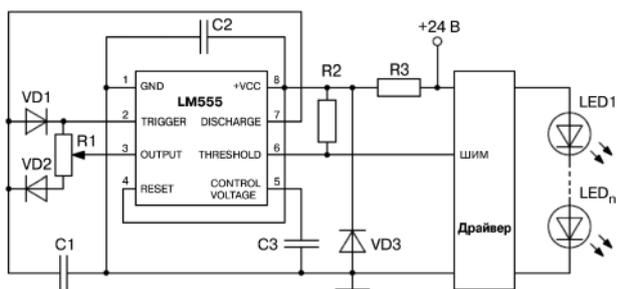


Рис. 6. ШИМ-регулирование димминга с помощью потенциометра на основе таймера LM555

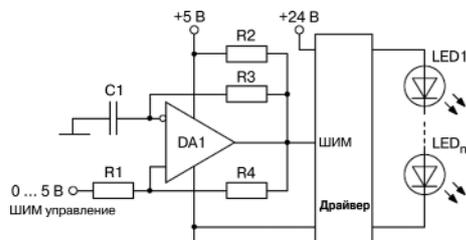


Рис. 7. ШИМ-регулирование димминга с помощью потенциометра при использовании компаратора

ную работу источника питания. К клеммам “+” и “-” подключены светодиоды, смонтированные на алюминиевой печатной плате. Между выводами светодиода и алюминиевым основанием печатной платы образуется паразитная емкость C_p , величина которой зависит как от типа светодиода, так и от конструкции печатной платы. При этом, алюминиевое основание имеет контакт с металлическим корпусом светильника, т. е. оказывается подключенным к защитному проводнику.

В случае потери контакта нулевого провода “N” с входом источника питания, образуется контур протекания обратного тока светодиодов через фазный провод, конденсатор $C_{вв}$ и паразитные емкости диодов C_n (рис. 9а). Направление этого тока оказывается обратным для светодиодов, а его величина определяется величинами емкостей $C_{вв}$ и C_p . Во многих случаях эта величина оказывается достаточной для частичного или полного вывода светодиодов из строя.

Подобный эффект может возникнуть не только по-

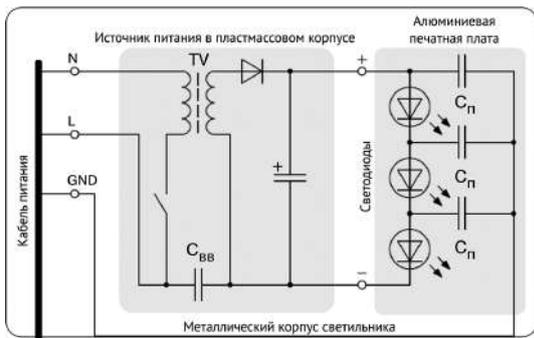


Рис. 8. Упрощенная схема источника питания со светодиодной нагрузкой

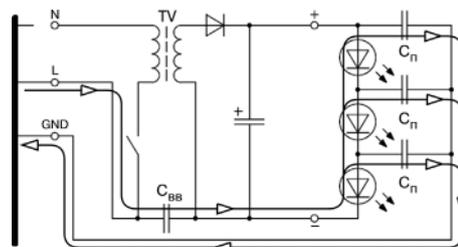
тери контакта с нулевым проводником. При молниевом разряде вблизи от линии питания между одним из проводников питания и защитным проводником (N–GND, либо L–GND) может сформироваться импульсное перенапряжение. В результате через светодиоды пройдет импульс обратного тока, который может привести к выходу их из строя или существенной деградации. Коммутационные переходные процессы на линии могут также вызвать импульсные перенапряжения с теми же последствиями для светодиодов.

Один из наиболее простых способов защиты светодиодов состоит в соединении выходного провода отрицательной полярности с алюминиевым основанием печатной платы (рис. 9б). Наличие гальванической развязки позволяет избежать попадания опасного потенциала на корпус светильника. В случае обрыва защитного проводника “GND” ток прикосновения будет ограничен емкостью конденсатора $C_{вв}$ на уровне тока утечки источника питания, т. е. не более 330 мкА, что вполне соответствует требованиям ГОСТ Р МЭК 60598-1-2011.

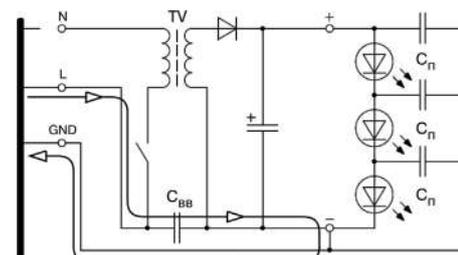
Светодиодные модули питания ЗАО “ММП-Ирбис”

ЗАО “ММП-Ирбис” на рынке источников питания с 1993 года. Сфера деятельности компании – разработка импульсных источников вторичного электропитания: DC/DC преобразователей, AC/DC сетевых модулей питания, DC/AC инверторов, инверторных систем, источников бесперебойного питания. С 2010 года компания занимается разработкой и производством источников питания для светодиодов (LED-драйверов).

Источники питания А220Т_С_ (рис. 11а) с индексами Р и М позволяют осуществлять регулирование (димминг) выходного тока от 0 до 100%, а с индексом А – от 10 до



а

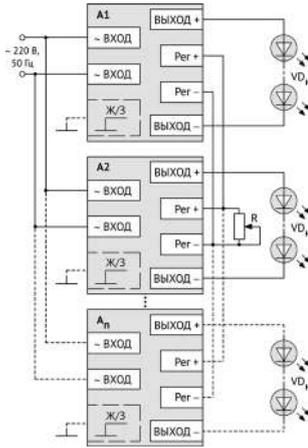


б

Рис. 9. Протекание обратного тока через светодиоды (а) и защитное шунтирование светодиодов (б)



а



б

Рис. 10. Источник питания серии A220T140C072P03 (а); регулирование выходного тока (димминг) параллельно включенных источников (б)

100% [8]. Регулирование выходного тока осуществляется подключением к выводам “Рег +” и “Рег –” постоянного напряжения от 0 до 10 В или ШИМ сигнала напряжением 10 В и частотой 500 Гц ... 3 кГц. Возможно подключение переменного резистора R сопротивлением 100 кОм (для одного источника) (рис. 11б).

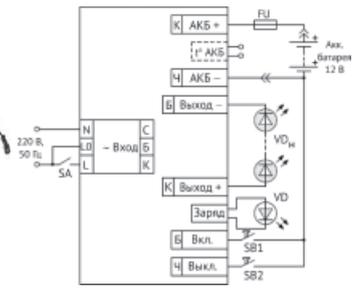
Внутреннее выходное сопротивление регуляторов по протоколу 0 ... 10 В и ШИМ сигнала должно быть не более 3 кОм (для одного источника).

При регулировании одновременно группы источников питания переменным резистором (рис. 11б) величина сопротивления резистора выбирается по формуле $R = 100 \text{ кОм}/n$, где n – число одновременно регулируемых источников.

Источник питания A220T035C060E07 (рис. 11а) предназначен для использования в осветительных установках и аварийных светильниках *постоянного действия*. Подзаряд аккумуляторной батареи проис-



а



б



в



г

Рис. 11. Источник питания A220T035C060E07 (а); схема подключения источника (б); аккумуляторные батареи DELTA DTM12022 (в) и AGM VRLA (г)

ходит только во включенном состоянии при наличии сетевого питания (рабочий режим). Схема подключения источника показана на рис. 11б.

Совместно с источником питания рекомендуется использовать свинцово-кислотную батарею DELTA DTM 12022 (рис. 11в) или аналогичную (AGM VRLA – рис. 11г) с номинальным напряжением 12 В и емкостью 2,2 А · ч. Допускается применение батарей данного типа другой емкости, но не менее 1,8 А · ч. При использовании свинцово-кислотных батарей с емкостью, отличающейся от рекомендованной соответственно изменяется время заряда и время работы источника в аварийном режиме. Алгоритм работы источника приведен в табл. 1.

Изменение технических требований к светодиодным драйверам

В июне 2017 г. Всемирная ассоциация компаний, связанных с осветительными устройствами, **Zhaga Consortium**, стандартизирующая интерфейсы компонентов светодиодных светильников, опубликовала существенно измененную версию технических требований к светодиодным драйверам [9]. Новые технические требования, обозначенные как *Book 13 Edition 2.0* [10] снижают сложность выхода на рынок за счет существенно меньшего числа механических конструк-

Таблица 1. Алгоритм работы источника

Условия	Состояние
Питание от сети отсутствует, источник включен	Рабочий режим. Работа в режиме общего освещения от сети, подзаряд батареи, есть возможность отключить/включить источник удаленно (коммутирование фазного питающего подвода “L”, фазный провод “L0” подключен к сети постоянно).
Питание от сети присутствует, источник отключен путем разрыва фазного провода “L”	Режим ожидания. Светодиодная нагрузка погашена, заряд батареи прекращен, есть возможность включить/отключить источник удаленно (коммутирование фазного питающего подвода “L”, фазный провод “L0” подключен к сети постоянно).
Подача питания от сети прекращена, источник находился в рабочем режиме (включен)	Аварийный режим. Переход в аварийный режим и продолжение работы от батареи, есть возможность отключить/включить источник удаленно посредством коммутации дополнительных проводов управления (“Тест аварийного режима”) с отрицательным контактом аккумуляторной батареи (без фиксации соединения).
Подача питания от сети прекращена, источник изначально был в режиме ожидания (отключен)	Отключен. Источник остается в выключенном состоянии. Светодиодная нагрузка погашена, есть возможность включить/отключить источник удаленно в аварийном режиме с питанием от батареи посредством коммутации дополнительных проводов управления (“Тест аварийного режима”) с отрицательным контактом аккумуляторной батареи (без фиксации соединения).

тивных параметров, чем в предыдущей версии. *Edition 2.0* описывает всего 27 категорий по сравнению с 78 в *Edition 1.0*.

Кроме того, *Book 13* обращается к электрическому интерфейсу между светодиодными драйверами и светодиодными модулями, что очень важно для определения являются ли эти компоненты функционально совместимыми для совместной работы.

Уменьшение категорий механических конструктивных параметров представляет собой согласованное мнение на глобальном уровне среди ведущих производителей светодиодных драйверов. Избавление от ненужных изменений компонентов — основная особенность стандартизации **Zhaga**. Она одинаково крайне выгодна для поставщиков светодиодных драйверов, рынков светильников и потребителей.

Для интерфейса модуль—драйвер **Zhaga Consortium** считает необходимым основываться на технических характеристиках глобального промышленного консорциума **MD-SIG** (*Module-Driver Interface Special Interest*) [11, 12]. В случаях, когда драйверы и модули соответствуют набору технических условий интерфейса с блоком питания от **MD-SIG**, это позволяет провести осмысленное сравнение данных на продукцию, чтобы определить является сочетание драйвер—модуль практически осуществимым.

Для рынков осветительных устройств *Zhaga Book 13* позволяет выявить подходящие светодиодные драйверы для конкретной разработки осветительного прибора как с точки зрения механической части, так и обеспечения желаемого режима работы.

В *Book 13 Edition 2.0* упрощена категоризация типов изделий, а число конструктивных параметров уменьшено до 27. Материалы книги касаются только “встроенных” драйверов, предназначенных для размещения внутри светильника, либо внутри другого отдельного корпуса. “Независимые” драйверы в книге не рассматриваются.

Ассоциация определила две основные категории на основе числа крепежных отверстий. Для категории с двумя крепежными отверстиями выделены 17 категорий конструктивных параметров на основе различных размеров драйверов, а для категории с четырьмя крепежными отверстиями — дополнительно еще 10 конструктивных параметров [9, 10].

Ассоциация использует пограничную модель для определения максимального объема, который может занимать драйвер. Это разграничение определяет также минимальный объем, который необходимо

обеспечить внутри осветительного устройства, обеспечивающего возможность для размещения драйвера. Для категории драйверов с двумя крепежными отверстиями сам драйвер может иметь одно или два крепежных отверстия, расположенных по центральной оси драйвера, а соответствующий светильник должен иметь два монтажных отверстия в соответствующих позициях. Аналогично, для категории с четырьмя монтажными отверстиями драйвер может иметь 2, 3 или 4 монтажных отверстия в углах разграничительной области, а светильник — четыре монтажных отверстия.

Литература

1. <http://powerpulse.net/power-spotlight/led-characteristics/>— интернет ресурс.
2. С. М. Коротков, А. В. Лукин. Источники питания для светодиодного освещения. — Практическая силовая электроника, № 2(46), 2012, С. 3—9.
3. С. М. Коротков, В. В. Крючков, А. В. Лукин. Особенности разработки устройств светодиодного освещения. Часть 1. — Практическая силовая электроника, 2017, № 3(67), С. 33—37.
4. С. М. Коротков, В. В. Крючков, А. В. Лукин. Особенности разработки устройств светодиодного освещения. — Практическая силовая электроника. Часть 2, 2017, № 4(68), С. 37—46.
5. Александр Маргелов. Операционные усилители STMicroelectronics. — Новости электроники, 2009, № 14, С. 7—15.
6. Андрей Пусак. Операционные усилители Rail to Rail от STMicroelectronics — http://www.compitech.ru/html.cgi/arhiv/01_03/stat_36.htm. — интернет-ресурс.
7. LM555 Timer Datasheet. — Texas Instruments, SNAS548D — FEBRUARY 2000 — REVISED JANUARY 2015.
8. Светодиодные модули питания AC/DC. — ЗАО “ММП-Ирбис”, 2017.
9. Zhaga Consortium Transforms LED Driver Specification. — www.powerpulse.net. — интернет-ресурс.
10. Zhaga interface specification. Book 13: Electronic Control Gear for LED Modules. Edition 2.0. — © Zhaga Consortium, June 2017.
11. LEDset Power Interface Specification. Edition 1.2 — MD-SIG, April 2017.
12. LEDset1 Power Interface Specification. Edition 1.3 — MD-SIG, April 2017.

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

Ю. Н. Либенко, В. А. Колосов

ПРОВЕДЕНИЕ ИСПЫТАНИЙ РЭА НА ВОЗДЕЙСТВИЕ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ИМПУЛЬСОВ НАПРЯЖЕНИЯ ПО ЦЕПЯМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Y. N. Libenko,
V. A. Kolosov

В статье проанализирована ситуация, сложившаяся в различных нормативно-технических документах в части требований к параметрам и другим аспектам, относящимся к высоковольтным импульсам напряжения техногенного или природного характера происхождения, а также методов проведения испытаний РЭА различных классов (областей применения) на устойчивость к воздействию этих импульсов. По рассматриваемому вопросу приведено мнение автора в виде обобщенных выводов и предложений.

Ключевые слова: силовые электромагнитные воздействия, высоковольтный импульс напряжения, системы электроснабжения, источник электроэнергии, имитатор высоковольтных импульсов напряжения.

Radio electronic equipment testing on high voltage impulses impact over electrical feed circuits

The article analyzed the current situation in various regulatory documents with regard to requirements to parameters and other aspects related to high voltage impulses of technogenic or natural origin, and testing of radio electronic equipment of various classes (application domains) on resistance to such impulses. The author's opinion on this matter is adduced in the form of generalized conclusions and suggestions.

Key words: power electromagnetic effect, high voltage impulse, electric power supply system, electric power source, high voltage impulses simulator.

Из всех видов силовых электромагнитных воздействий (СЭВ) на РЭА по цепям электропитания, регламентируемых в различных нормативно-технических документах (НТД), высоковольтные импульсы напряжения (ВИН) являются наиболее сложно априорно учитываемыми по природе и времени возникновения, свойственным им характеристикам и оценке возможного значения их энергии на входе электропитания РЭА. По этой причине, с одной стороны, затрудняются реальные классификация ВИН и нормирование значений их параметров, а, с другой – выбор наиболее адекватной методики проверки РЭА на устойчивость к воздействию ВИН и создание соответствующих имитационных технических средств. В связи с этим, ВИН, возникающие в цепях стационарных или автономных систем электроснабжения (СЭС) с источниками электроэнергии (ИЭ) переменного (постоянного) тока, являются для подключенной к ним РЭА наиболее опасным видом СЭВ. В случае недостаточного понимания и (или) внимания со стороны создателей и потребителей РЭА к данной проблеме весьма вероятно наличие риска появления в РЭА “неожиданных” сбоев в работе, необратимых отказов и повреждений, вплоть до полного разрушения.

Задача обеспечения устойчивости к СЭВ в виде ВИН существует для РЭА всех классов, предусмотренных ГОСТ РВ 20.39.301. Однако на практике наибольшие трудности в ее решении возникают в одно- и трехфазных СЭС с ИЭ переменного тока для РЭА классов 1 и 2. Причинами этого являются значительные протяженности силовых цепей СЭС, большое количество подключенных к ним разнотипных потребителей и значение электроэнергии, потребляемой как

каждым из них, так и в совокупности, более сложная электромагнитная обстановка в СЭС. Кроме того, РЭА, относящаяся к этим двум классам, является самой массовой.

Для проведения качественных проверок и исследований СЭВ в виде ВИН на РЭА минимально необходимым является наличие следующих условий:

– адекватных норм качества электроэнергии в части ВИН в НТД, определенных по результатам периодически проводимого мониторинга СЭС;

– имитационных технических средств, адаптированных к проверяемым объектам и воспроизводящих формы ВИН, виды и значения их параметров, как соответствующих установленным в НТД, так и выявленных по результатам оперативного мониторинга качества электроэнергии в СЭС;

– адекватных и периодически обновляемых (по мере необходимости) методов проведения проверок и исследований.

Первая составляющая данной триады является наиболее важной, ибо ее отсутствие или несоблюдение сводит “на нет” обе другие, превращая их в формальные процедуры, не создающие полезного эффекта. Более того, в этом случае имеется вероятность возникновения существенного ущерба деятельности, обеспечиваемой в процессе функционирования РЭА, вследствие априорного признания ее отвечающей заданным требованиям устойчивости к воздействию ВИН, которые по факту не соответствуют реальной электромагнитной обстановке на объекте применения.

Хотя многое из приведенного в дальнейшем тексте статьи было известно широкому кругу специалистов давно, повышенное внимание ее соавторов к рассма-

триваемой проблеме появилось в процессе создания имитатора ВИН (ИВИН). Он изначально предполагался для применения в составе макета автоматизированного комплекса имитационных технических средств КИТС-1М [1], предназначенного для проведения проверок и исследований передвижных объектов управления и связи, соответствующих РЭА класса 1 и требованиям к СЭС, установленным в [2]. Однако, в связи с выявлением в процессе проведения этой работы ряда дополнительных возможностей КИТС-1М, этот комплекс и входящие в его состав основные функциональные части были позиционированы как “базовые”, способные обеспечить оперативное создание на их основе дополнительных вариантов КИТС для выполнения аналогичных проверок и исследований РЭА других групп данного класса, а также и других классов.

С этой целью в первую очередь были подробно рассмотрены требования и методики, изложенные в ряде соответствующих НТД в части испытаний РЭА класса 1 на устойчивость к воздействию ВИН в одно- или трехфазных СЭС переменного тока, а затем – РЭА классов 2 и 3. В итоге по данной теме были проанализированы сведения, представленные в [2–18]. Изложение результатов этого анализа целесообразно представить далее в следующем порядке:

– некоторые основные термины и определения в части ВИН;

– нормы качества электроэнергии в части ВИН на входах электропитания РЭА;

– методика проверки устойчивости РЭА к воздействию ВИН;

– выводы (промежуточные, результирующие) и предложения.

Приняв адекватными понятия “импульс напряжения (ИН)” и используемое выше и далее – “ВИН”, рассмотрим вначале не очень конкретные определения трех терминов из [3].

Импульс напряжения в СЭС: резкое изменение напряжения в СЭС, длящееся малый (какой?) интервал времени относительно определенного (какого?) интервала времени.

Амплитуда импульса напряжения: максимальное мгновенное значение ИН (точка отсчета на импульсе напряжения?). В отмененном с 2013 г. [5] имелось два термина – “импульсное напряжение” $U_{\text{имп}}$, измеренное как максимальное значение напряжения при резком его изменении и отсчитываемом от уровня 0 В и “импульс напряжения” $U_{\text{имп.а}}$ – скачок напряжения с тем же максимальным значением, что и у $U_{\text{имп}}$, но отсчитываемом от уровня синусоиды в момент возникновения этого скачка (а это уже совсем другое!). Трудно понять, почему не сохранено это понятное различие в ныне действующем НТД [6], можно только вспомнить известное выражение: “с водой и ребеночка выплеснули”, так как по дороге к нему были две, последовавшие друг за другом, замены: в 2013 г. – [5] на ГОСТ Р 54149-2010, который в 2014 г. был заменен на [6]. “Концы в воду!”.

Длительность импульса: интервал времени от начала импульса до момента, когда напряжение импульса уменьшается до половины максимального значения его амплитуды.

Последнее определение справедливо при теоретически возможном случае $t_{\phi} \rightarrow 0$. На практике минимальным критерием прямоугольности импульса считается соотношение $t_{\phi} \leq 0,1 t_{\text{и}}$, что вполне применимо и для импульса вида “спадающая экспонента”, характерного в качестве “базового” для ВИН. Нормативная идеализация значения длительности переднего фронта реального ВИН приводит к появлению дополнительной погрешности измерения его длительности. В большинстве других НТД длительность ВИН устанавливается на уровне 0,5 его амплитуды по сечению, проходящему через фронт и спад.

Еще два термина и их определения из [3] в части ВИН будут рассмотрены ниже.

Основным НТД, задающим требования к нормам качества электроэнергии на входах электропитания РЭА классов 1–5 по ГОСТ РВ 20.39.301, в т.ч. и в части ВИН, является [4]. Его анализ показал, что для выяснения ситуации по теме статьи вполне достаточно ограничиться рассмотрением требований к параметрам ВИН в СЭС переменного тока для РЭА классов 1–3 (см. табл. 1).

Таблица 1. Параметры ВИН в СЭС переменного тока

Характеристика электроэнергии	Показатель качества электроэнергии	Класс РЭА по ГОСТ РВ 20.39.301		
		1	2	3
		Номинальные значения напряжения/частоты электропитания, В/Гц		
		220; 380/50; 400	220; 380/50; 400	115; 200/400; 1000
Высоковольтные импульсы напряжения (ВИН)	Амплитуда ВИН, В	±1000	±1000	±70; ±600
	Длительность ВИН, мкс	10	10	5; 10

Примечание: внутреннее эквивалентное сопротивление источника, генерирующего (имитирующего) ВИН с данными параметрами, устанавливаются равным (50 ± 10) Ом

Сразу отметим более чем странное совпадение значений амплитуд (±1000 В) и длительностей (10 мкс) ВИН для РЭА классов 1 и 2. Учитывая наличие в этих классах большого количества групп, а, следовательно, и видов РЭА по условиям эксплуатации, сильное сомнение вызывает соответствие приведенных значений реально существующим (что и будет показано ниже).

Не меньшее сомнение вызывает и одинаковое для РЭА всех пяти классов и видов СЭС значение внутреннего эквивалентного сопротивления источника, генерирующего (имитирующего) ВИН – (50 ± 10) Ом. Вспомнив, что то же самое было и в аналогичном предыдущем НТД из состава КГВС “Мороз-5”, можно предположить, что это значение заимствовано из требования к маломощным устройствам “допотопной” РЭА (возможно, авионики), которое потом, без затей, распространили и на большинство видов существовавшей РЭА, как раз и относящейся к классам 1–3.

Из [4] следует, что:

- нормы качества электроэнергии на входах питания РЭА, с учетом которых она разработана и при которых обеспечивает заданные в ТТЗ (ТЗ) характеристики, должны соответствовать установленным в настоящем стандарте;

- электроэнергией РЭА обеспечивают автономные источники (преобразователи) электроэнергии, а также СЭС непосредственно или через источники вторичного электропитания. При этом показатели и нормы качества электроэнергии на выходах СЭС и источников (преобразователей) электрической энергии должны соответствовать установленным в [4] и стандартах СЭС по видам техники;

- при питании от Госэнергосети общего назначения РЭА должна сохранять работоспособность при нормах качества электроэнергии, установленных в [5] (на территории РФ взамен его в настоящее время действует [6]).

Проведенный анализ значений норм качества электроэнергии, установленных в НТД на СЭС РЭА по видам техники, в одних случаях выявляет их отсутствие или отличие от требований [4] для РЭА соответствующих классов, в других же – простое копирование. Так, в [7–9] отсутствуют требования к ВИН как к показателю нормы качества электроэнергии, в [10] вообще отсутствуют термины и определения, относящиеся к ВИН, а в [2, 11, 12] требования к ВИН полностью копируют аналогичные из [4] (в двух последних НТД требование к значению внутреннего сопротивления установки, генерирующей ВИН при испытаниях, отсутствует).

Степень воздействия ВИН на РЭА зависит от ряда факторов, в т. ч. от характера происхождения ВИН (техногенного или природного) и их электрических характеристик. Также существенно влияют пути проникновения ВИН к РЭА, физическая реализации и электрические параметры цепей СЭС, наличие в этих цепях и (или) в РЭА защитных устройств (элементов), снижающих влияние энергии ВИН до безопасных нормированных уровней. В военных НТД нет никакой информации, касающейся этих важных аспектов, поэтому воспользуемся сведениями из гражданских, понимая, что физическая природа ВИН для РЭА обоих применений одинакова.

В [13] для варианта электроснабжения РЭА класса I от Госэнергосети общего назначения полезной информацией является следующее:

- ВИН в точке передачи электроэнергии пользователю в электрической сети вызываются, в основном, молниевыми разрядами, или процессами коммутации в электрической сети или в электроустановке потребителя электроэнергии. Время нарастания ВИН может изменяться в широких пределах (от значений менее 1 мкс до нескольких миллисекунд);

- значения ВИН, вызываемых молниевыми разрядами, определенные расчетным путем в точках присоединения к электрической сети от:

- а) воздушных линий – не более 10 кВ (вероятность – 90%) на распределительных подстанциях и не более 6 кВ во внутренней проводке зданий и сооружений;

- б) кабельных линий – данные отсутствуют;

- значения ВИН, вызванных процессами коммутации, при их длительности, равной 1–5 мс (на уровне 0,5 амплитуды), при номинальном значении напряжения электрической сети 380 В – 4,5 кВ;

- ВИН, вызванные молниевыми разрядами, в основном, имеют большие амплитуды, но меньшие значения энергии, чем ВИН, вызванные коммутационными процессами, характеризующимися, как правило, большей длительностью.

Для того же варианта электроснабжения РЭА класса I в [13] установлено следующее:

- стандарт распространяется на электротехнические, электронные и радиоэлектронные изделия и оборудование (далее именуемые техническими средствами – ТС) и устанавливает требования и методы испытаний ТС на устойчивость к воздействию микросекундных импульсных помех большой энергии (МИП), вызываемых перенапряжениями, возникающими в результате коммутационных переходных процессов и молниевых разрядов;

- стандарт не применяют при испытаниях прочности изоляции ТС в условиях воздействия высоковольтных напряжений. Прямые молниевые разряды в стандарте не учитываются;

- требования настоящего стандарта являются обязательными;

- если источник ВИН и испытываемое ТС находятся в одной цепи, например, в цепи электропитания (непосредственная связь), ИВИН имитирует источник ВИН с низким внутренним сопротивлением, подключенный к испытываемому ТС;

- если источник ВИН и испытываемое ТС не находятся в одной цепи (косвенная связь), ИВИН имитирует источник ВИН с высоким внутренним сопротивлением;

- значения параметров элементов схемы ИВИН должны быть выбраны таким образом, чтобы в режиме холостого хода:

- а) длительность фронта ВИН составляла $1 \text{ мкс} \pm 30\%$, длительность ВИН – $50 \text{ мкс} \pm 20\%$;

- б) длительность фронта импульса тока составляла $6,4 \text{ мкс} \pm 20\%$, длительность импульса тока – $6 \text{ мкс} \pm 20\%$;

- ИВИН должен иметь эффективное выходное сопротивление со значением не более 2 Ом, определяемое как отношение пикового значения ВИН в режиме холостого хода к пиковому значению импульса тока в режиме короткого замыкания;

- выходное напряжение ИВИН в режиме холостого хода (пиковое значение) – от 0,5 до 4,0 ($\pm 10\%$) кВ, не менее;

- выходной ток ИВИН в режиме короткого замыкания (пиковое значение) – от 0,2 (0,25?) до 2,0 ($\pm 10\%$) кА, не менее;

– полярность ВИН – положительная/отрицательная;
– сдвиг по фазе импульсов напряжения (тока) по отношению к переменному напряжению питания – от 0 до 360 град.;

– интервал между импульсами – 1 мин., не менее.

Для того же варианта электроснабжения РЭА класса 1 в [3] имеются два необходимых для настоящего обзора термина и их определения:

Стандартизованный грозовой ВИН: ВИН установленной формы с временем нарастания фронта 1,2 мкс и длительностью полуспада 50 мкс.

Стандартизованный коммутационный ВИН: ВИН установленной формы с временем подъема до максимума 250 мкс и длительностью полуспада 2500 мкс.

В [14] для РЭА класса 2, питающейся от трехфазной СЭС переменного тока 380В 50Гц, установлены указанные в табл. 2 характеристики ВИН (импульсных коммутационных перенапряжений – ИКП), в цепях “фаза–фаза” и “фаза–корпус”.

Таблица 2 Характеристики ИКП в цепях “фаза–фаза” и “фаза–корпус”

Амплитуда $U_{и}$, В	Длительность на уровне $0,5U_{и}$, мкс	Длительность фронта от $0,1U_{и}$ до $0,9U_{и}$, мкс
800	100	не более 3,0
800	10	не более 1,0
600	1	не более 0,1

Примечание. ИКП имеют экспоненциальную форму.

Требование к значению внутреннего сопротивления установки, генерирующей ВИН при испытаниях, отсутствует.

В [15] для варианта электроснабжения РЭА класса 3 от бортовой СЭС переменного тока установлено следующее:

– ВИН, возникающие в момент размыкания цепи на контактах коммутационных аппаратов со стороны выключаемых приемников электроэнергии или приходящие по цепям электропитания приемников электроэнергии переменного и постоянного токов, не должны выходить за следующие установленные значения амплитуды напряжения ВИН:

- до ± 600 В при длительности ВИН (1–10) мкс;
- от ± 600 В до ± 250 В при длительности ВИН (10–100) мкс;
- от ± 250 В до 0 В (*ошибка – должно быть $U_{и} \rightarrow 0$ В*) при длительности ВИН (100–500) мкс.

Внутреннее сопротивление приемника (*ошибка – должно быть “источника”!*), генерирующего ВИН, должно быть не менее 50 Ом. Учитывая, что такое же значение было установлено и в [16] – “долгожителе” и предшественнике [15], данный факт добавляет уверенности в предположении, сделанном в начальной части настоящей статьи (после табл. 1).

В [17] для варианта электроснабжения РЭА класса 3 от бортовой СЭС переменного тока установлено следующее:

- амплитуда ВИН для оборудования категории:
 - “А” – ± 600 В;

- “В” – $\pm 2 \times 2U_{ном}$ или ± 200 В (выбирается меньшее значение);

– время нарастания ВИН – не более 2 мкс;

– длительность ВИН – не менее 10 мкс (*отсчитывается по уровню основания ВИН, что не соответствует “классическому” для данного вопроса условию отсчета – на уровне 0,5 значения его амплитуды*);

– значение сопротивления источника ВИН должно составлять $50\text{Ом} \pm 10\%$ (*несколько не то, что в [3, 15, 16], поскольку $\pm 10\%$ – это не ± 10 Ом, но похоже*).

– типичная форма ВИН, установленная в [17], выполняется при значении времени нарастания (фронта) не более 2мкс и общей длительности ВИН не менее 10 мкс (*т. е. отсчитывается по основанию импульса, а в [18] – по уровню $0,5A_{и}$*).

По результатам сравнения требований к ВИН, существующих в [4] и в вышеперечисленных НТД по видам техники, можно сделать следующие промежуточные выводы:

1. Для РЭА классов 1–3 требования к параметрам ВИН в одних НТД по видам техники не заданы вообще (и без ссылки на [4]), в других – содержатся требования, аналогичные приведенным в [4], в большинстве же НТД заданы существенно отличающиеся требования. Значения параметров ВИН в [4] для РЭА классов 1 и 2, а также их совпадение не соответствует реальной электромагнитной обстановке в СЭС переменного тока. Все это в достаточной степени поясняет вынужденное применение “индивидуальных подходов” к поиску более реальных путей решения рассматриваемой задачи.

2. В [4] ВИН не классифицируются по природе происхождения (молниевые, техногенные), определяющей специфические различия в значениях их параметров, а сами значения не соответствуют количественным и качественным характеристикам тех и других, приведенным в целом ряде других вышеперечисленных НТД.

3. В [4] не установлены различия в значениях параметров ВИН, соответствующих различным степеням жесткости условий функционирования РЭА на конкретных объектах [11], само же понятие “степень жесткости” – отсутствует, по сути.

4. В [4] не содержатся требования к параметрам ВИН, задаваемых при проведении двух уровней проверок: аппаратурном и системном (см. [13]). Во втором случае потенциально могут задаваться более жесткие значения параметров.

Перейдем к рассмотрению результатов анализа методов проверки (испытаний) устойчивости РЭА на воздействие ВИН, приняв [4] также, как и ранее, в качестве основного НТД. В нем указано, что испытания проводят по методикам, установленным в ТУ на РЭА конкретного типа, а также сделана ссылка на рекомендуемую методику испытаний, содержащуюся в [18]. Сразу отметим, что в части ВИН этот НТД вполне достоин [4]. Вот, например, как [18] рекомендует проводить испытания (тексты в кавычках) с коммен-

тариями соавторов данной статьи, следующими за наиболее привлекательными рекомендациями (курсив в скобках).

“Испытания аппаратуры, электропитание которой осуществляют от многофазных ИЭ, проводят при формировании аналогичных видов и значений параметров электроэнергии одновременно во всех фазах”. (Для этого надо применять сложный и дорогой трехфазный ИВИН. Кроме того, такая жесткая рекомендация может не устроить проверяющего, желающего ввести ВИН в каждую из фаз в отдельности, в две из трех, в три фазы с одинаковыми или разными значениями амплитуд и т. д.).

“Имитатор или специальная схема электропитания должны обеспечить подачу на аппаратуру ВИН положительной и отрицательной полярности с заданными параметрами”.

“Внутреннее сопротивление генератора таких импульсов должно быть (50 ± 10) Ом” (заимствованно из [4], комментарии – те же, что и выше!).

“Испытания проводят при подаче ВИН в каждую цепь питающего напряжения, как по симметричному, так и по несимметричному пути их распространения”.

“Сначала к имитатору или схеме подключают эквивалент в виде активной нагрузки сопротивлением (50 ± 10) Ом. Устанавливают номинальное значение напряжения питания (частоты) и подбирают режим работы имитатора или схемы таким образом, чтобы амплитуда положительных ВИН и их длительность (по уровню 0,5τ) соответствовали заданным значениям. Затем вместо эквивалента подключают испытываемую аппаратуру и подают установленный ВИН, одновременно контролируя параметры импульса” (последнее – не имеет смысла, скорее всего – ошибка и только в п. А.9 “Приложения А” к [18], так как в п. А2–А8 контролируют **параметры РЭА**. При указанных значениях внутреннего и эквивалентного сопротивлений в ИВИН:

– уровень отсчета длительности указан с ошибкой (см. выше): надо 0,5 от амплитуды, а в НТД – “по уровню 0,5τ”;

– следует иметь, как минимум, двойной запас по значению амплитуды ВИН;

– при параллельном относительно ИЭ способе ввода ВИН (см. структурную схему установки для проведения испытаний) требуется иметь дополнительный запас по значению напряжения формирователя ВИН до 310В в зависимости от фазы синусоиды, при которой подается ВИН;

– при подаче на эквивалент нагрузки напряжения питания проверяемого объекта требуется обеспечить значение его мощности рассеяния в полтора – два раза больше расчетной, т. е. при напряжении 220В – до 2кВт;

– длительность фронта ВИН и самого ВИН на эквиваленте увеличится;

Самое важное – при общем значении сопротивления цепи ИВИН–РЭА, равном 2×50 Ом (100 Ом) значение энергии воздействия ВИН на РЭА будет неэффективным, а при значении входного сопротивления входа электро-

питания РЭА, ниже 50 Ом – практически никаким. Кроме того, в рекомендации не уточняется, даже качественно, каким ожидается значение амплитуды (энергии) ВИН, измеренное на входе электропитания РЭА (по примеру “Приложения 1” в [14]).

“Число ВИН, подаваемых на аппаратуру и их среднюю частоту повторения устанавливают в ПИ или ТУ на аппаратуру конкретного типа”. (Вопрос неоднозначный, требует индивидуального подхода в каждом случае – см. ниже).

“Испытания проводят при подаче ВИН как положительной, так и отрицательной полярности”.

Теперь обратимся к ранее рассмотренным НТД по видам техники для анализа имеющихся в них методик проведения испытаний устойчивости РЭА к воздействию ВИН.

1. В [2, 7–9, 11, 12, 15] отсутствует методика проверки устойчивости РЭА к воздействию ВИН или, хотя бы, ссылка на [18].

2. В [13] различают два вида испытаний на устойчивость РЭА к воздействию ВИН: испытания отдельных образцов технических средств (ТС) и испытания систем, включающих ТС в качестве элементов. Таким образом, различают аппаратурный и системный уровни помехоустойчивости.

При оценке аппаратурного уровня помехоустойчивости испытания проводят в лабораторных условиях на отдельных образцах ТС. Уровни воздействий ВИН не должны превышать значений прочности изоляции в условиях воздействий высоковольтных напряжений. Системный уровень помехоустойчивости проводят в тех же условиях, что и испытания отдельных ТС, входящих в систему. Учитывая, что аппаратурный уровень помехоустойчивости не гарантирует помехоустойчивости систем во всех случаях, при оценке системного уровня имитируют условия установки ТС системы в месте ее эксплуатации. При этом применяются реальные средства защиты от импульсных воздействий (разрядники, варисторы и т. п.) и соединительные кабели реальных типов и длин. В этих случаях не исключено применение более жестких условий (степени) проведения испытаний в предположении, что энергия ВИН может быть ограничена за счет использования вышеупомянутых средств защиты.

Проверка характеристик ВИН, формируемых ИВИН, выполняется в следующих условиях: форма, амплитуда, временные параметры ВИН и его расположение относительно фазы синусоиды ИЭ – на холостом ходу, а параметры импульса тока – при коротком замыкании выхода ИВИН. Холостой ход обеспечивается при входном сопротивлении средства измерения не менее 10 кОм. Режим короткого замыкания выхода ИВИН обеспечивается при значении сопротивления переключки не более 0,1 Ом.

Количество подаваемых ВИН – 10 (5 положительной и 5 отрицательной полярности), если иные требования не установлены в НТД на проверяемое ТС конкретного вида.

Интервал между подачей ВИН должен составлять не менее 1 минуты. Так как большинство применяемых устройств защиты имеет ограниченную мощность рассеивания тепловой энергии при протекании через них значительных импульсных токов, то частота повторения ВИН должна быть установлена с учетом допустимых характеристик устройств защиты, встроенных в проверяемое ТС.

3. В [14] приведено следующее:

– проверка электроприемников (ЭП) на устойчивость к воздействию импульсных коммутационных перенапряжений (ИКП) проводится в цепях электропитания одно- и трехфазного переменного тока по схемам “фаза-фаза” и “фаза-корпус”;

– подключение генератора ИКП к испытываемым цепям ЭП переменного тока выполняется с помощью емкостной связи. Защита ИЭ переменного тока от воздействия ИКП осуществляется с помощью катушки индуктивности без сердечника;

– во всех имеющихся схемах проверки и в тексте НТД отсутствует резистор, имитирующий внутреннее сопротивление испытательной установки. Резистор со значением сопротивления 50 Ом подключается к выходу испытательной установки только для определения значения выделяемой на нем энергии ВИН. При этом в “Приложении 1” к [14] (см. ссылку выше) приведена методика пересчета этого значения в случае испытания ЭП со значением внутреннего сопротивления менее 50 Ом;

– ИКП формируются с погрешностью: не более $\pm 10\%$ по амплитуде, не более $\pm 30\%$ по длительности импульса и переднего фронта импульса.

– ИКП формируются с положительной полярностью над текущим (мгновенным) значением напряжения источника электроэнергии в виде одиночных импульсов с паузой между ними 3с; 5с; 25с или пачек импульсов с любой частотой до 50 Гц в течение 3 с;

– одиночные импульсы для проверки ЭП переменного тока подаются в количестве, обеспечивающем получение 3-х ИКП в контрольной зоне на вершине синусоиды (в зоне более 0,8 ее амплитуды);

– пачки импульсов для проверки ЭП переменного тока подаются в количестве, не менее трех, обеспечивающем попадание хотя бы одного ИКП в контрольную зону синусоиды.

4. В [16] установлено, что нормы и методы испытаний оборудования бортовых систем (РЭА класса 3) должны соответствовать применяемым для самолета или вертолета квалификационным требованиям, приведенным в [17] (раздел 17.0).

5. В разделе 17.0 [17] установлено следующее:

– приведенные значения пика (амплитуды) и длительности ВИН даны только для условий разомкнутой выходной цепи (холостого хода) генератора. Пиковое значение ВИН при подсоединении испытываемого оборудования может быть значительно ниже;

– проверка импеданса генератора может быть произведена при включении его на нагрузочный резистор с сопротивлением 50 Ом ($\pm 10\%$). При этом генератор

должен обеспечить значение амплитуды ВИН, равное половине от указанного $\pm 10\%$;

– на каждый вход электропитания испытываемого оборудования, работающего при номинальном значении напряжения, подается серия положительных и отрицательных ВИН (50 импульсов в минуту). Испытания повторяют для каждого режима работы или для каждой функции испытываемого оборудования. Соответствие заданных и фактических характеристик оборудования проверяют во время и после воздействия ВИН;

– для оборудования с большими значениями потребляемого тока по входу электропитания, могут потребоваться другие методы испытаний, чтобы избежать насыщения трансформатора и т. п.

По результатам сравнения методик испытаний РЭА на устойчивость к воздействию ВИН, существующих в [18] и НТД по видам техники, можно сделать следующие промежуточные выводы:

1. В [4] определено, что испытания проводят по методикам, установленным в ТУ на РЭА конкретного типа, а методика проведения испытаний РЭА на соответствие требованиям к качеству электроэнергии (в том числе, на устойчивость к воздействию ВИН), изложенная в [18], является лишь рекомендуемой.

2. Анализ методики проведения испытаний РЭА на устойчивость к воздействию ВИН в [18] показал, в целом, ее непригодность для практической проверки современной РЭА по ряду причин, изложенных выше.

3. Анализ НТД по видам техники на наличие в них методик проведения испытаний устойчивости РЭА к воздействию ВИН выявил следующее:

– в [2,7-9,11,12,15] искомая методика проверки или, хотя бы, ссылка на [18] отсутствует;

– [13] предусматривает два вида испытаний на устойчивость РЭА к воздействию ВИН: испытания отдельных образцов ТС и испытания систем, включающих ТС в качестве элементов, т.е. аппаратный и системный уровни помехоустойчивости, различающиеся степенью жесткости испытаний. В этом же НТД, применимом при электропитании стационарной или передвижной РЭА класса 1 от Гцсети общего назначения, определены вполне выполнимые и четкие порядок и условия проведения испытаний, существенно отличающиеся от рекомендуемых в [18];

– в [14] приведена технология проведения проверки, ориентированная на специфику эксплуатации бортовой РЭА класса 2, и также отличающаяся от рекомендуемой в [18];

Несмотря на солидный возраст (издан почти четверть века назад) и необходимость введения ряда уточнений, [14] в качестве основы применяется с вариациями при испытаниях РЭА данного класса;

– в [15] установлено, что нормы и методы испытаний оборудования бортовых систем (РЭА класса 3) должны соответствовать применяемым для самолета или вертолета квалификационным требованиям [17] (раздел 17.0).

– в [17] (раздел 17.0) учтены специфические особенности функционирования бортовой РЭА класса 3, практически применяемые ее создателями. Данный НТД, как и рассмотренные выше по конкретным видам техники, не соответствует рекомендациям [18].

На основании вышеизложенного представляется мнение соавторов данной статьи, сформированное в виде общих выводов и предложений по проблеме в целом.

Выводы

1. Из всех регламентируемых в НТД видов СЭВ по цепям электропитания РЭА ВИН являются наиболее сложно априорно учитываемыми по характеру возникновения, оценке значения их энергии на входе электропитания РЭА и свойственным им характеристикам. Это в значительной степени затрудняет их нормирование, выбор наиболее подходящей методики проверки РЭА на устойчивость к воздействию ВИН и создание адекватных имитационных ТС, реально обеспечивающих проведение объективной проверки.

2. Относительно видов, формы, значений параметров ВИН и требований к средствам их имитации в различных НТД практически отсутствует гармонизация. Так, в основном НТД – [4] заданы требования к нормам качества электроэнергии на входах питания РЭА классов 1–5, с учетом которых она разработана и при которых обеспечивает заданные в ТТЗ (ТЗ) характеристики. В этом же [4] установлено, что электроэнергией РЭА обеспечивают автономные источники (преобразователи) и СЭС. В этих случаях показатели и нормы качества электроэнергии на их выходах должны соответствовать установленным в [7] и стандартам СЭС по видам техники. При питании РЭА от Госэнергосети общего назначения она должна сохранять работоспособность при нормах качества электроэнергии, установленных в [6].

3. ВИН, возникающие в цепях стационарных или автономных СЭС с ИЭ переменного тока, по своей сути, являются для питаемых от них потребителей электроэнергии (преимущественно – РЭА) одним из наиболее опасных видов СЭВ. Степень воздействий ВИН на РЭА зависит от значительного ряда факторов, в т.ч. от характера происхождения ВИН (техногенного или природного) и их электрических характеристик, путей проникновения ВИН к РЭА и их электрических параметров, физической реализации электрических цепей, наличия в этих цепях и в РЭА защитных устройств (элементов), снижающих влияние энергии ВИН до безопасных нормированных уровней. В случае недостаточного внимания со стороны создателей и потребителей РЭА к данной проблеме с определенными значениями вероятности могут существовать риски возникновения в РЭА сбоев в работе, необратимых отказов, повреждений, вплоть до полного разрушения.

4. Аналогичная проблема существует и в цепях с ИЭ постоянного тока, питающих РЭА всех классов по ГОСТ РВ 20.39.301. Однако на практике наибольшие

трудности в ее решении возникают в одно- и трехфазных цепях с ИЭ переменного тока для классов 1–3 РЭА. Причинами этого являются их значительные протяженности, большие количества подключенных к ним разноплановых потребителей, существенно большие значения электроэнергии, потребляемой как каждым из них, так и в совокупности, более сложная электромагнитная обстановка на объекте применения РЭА.

5. Для проведения качественных проверок и исследований СЭВ в виде ВИН на РЭА обязательным условием является наличие следующей триады:

– адекватные нормы качества электроэнергии в части ВИН, определенные по результатам периодически проводимого мониторинга;

– имитационные ТС, адаптированные к проверяемым объектам и воспроизводящие виды и значения параметров ВИН, установленные по результатам мониторинга на текущий период времени;

– адекватные и периодически обновляемые (при необходимости) методы проведения проверок и исследований.

Первая составляющая данной триады является наиболее важной, ибо ее отсутствие или несоблюдение сводит “на нет” обе другие, превращая их в формальные процедуры, не создающие полезного эффекта. Более того, в этом случае имеется вероятность возникновения существенного ущерба деятельности, обеспечиваемой в процессе функционирования РЭА, вследствие априорного признания ее отвечающей заданным требованиям устойчивости к воздействию ВИН, которые по факту не соответствуют реальной электромагнитной обстановке на объекте применения РЭА.

Предложения

1. Для каждого класса РЭА и групп в пределах этих классов должны быть практически определены и заданы в ТЗ (ТУ) характерные для условий ее применения данные о ВИН, воздействующих по цепям электропитания, с обновлением через установленный период времени.

2. Для составных частей (устройств) систем и комплексов РЭА в ТЗ (ТУ) должны быть установлены степени жесткости испытаний, соответствующие аппаратурному и системному уровням проверки на устойчивость к воздействию ВИН по цепям электропитания (аналогично определенным в [13]).

3. При проведении аппаратурного уровня проверки РЭА задавать значение амплитуды испытательного ВИН, не превышающее значение прочности изоляции в условиях воздействий высоковольтных напряжений (см. [13], с применением, например, имитатора ИГМ8.1, НПФ “Прорыв”).

4. Значение выходного сопротивления ИВИН следует определять с учетом конкретных параметров ИЭ, условий возникновения ВИН в цепях электропитания и их воздействия на устойчивость РЭА. ИВИН должен обеспечивать любое из двух базовых значений

выходного сопротивления – 2 Ом и 50 Ом (выбор – на усмотрение пользователя).

5. Форму и значения параметров ВИН, воспроизводимых ИВИН, контролировать на холостом ходу непосредственно на выходе последнего.

6. Форму и значения параметров импульса тока, воспроизводимого ИВИН, контролировать при коротком замыкании выхода последнего.

7. Заданное расположение имитируемого ВИН относительно начала периода синусоиды фазного напряжения ИЭ контролировать на выходе типового (индуктивно-емкостного) устройства связи – развязки (УСР) при подключении ИЭ и выхода имитатора к соответствующим входам УСР.

8. В случае электропитания РЭА от многофазных ИЭ ИВИН должен обеспечивать возможность ввода ВИН как одновременно во всех фазах, так и в любой из них или в различных сочетаниях фаз. При этом значения параметров и полярность импульсов, а также фазовый угол их ввода в каждую из фаз ИЭ (СЭС) должны варьироваться в пределах установленных характеристик ИВИН.

9. При параллельном включении ИЭ и ИВИН с помощью типового УСР обеспечить возможность увеличения значения амплитуды ВИН до заданной нормы относительно мгновенного значения синусоиды напряжения ИЭ при заданном фазовом угле синусоиды напряжения.

10. При формировании последовательности (пачки) ВИН учитывать время, необходимое для установления нормального теплового режима элементов защиты на входе электропитания РЭА (например, для значений выходного сопротивления ИВИН 2 Ом и амплитуды ВИН до 4 кВ задается частота повторения ВИН не более 1 в минуту).

Литература

1. А. В. Воронцов, Ю. Н. Либенко. Традиции и эволюции развития технических средств имитации видов и значений параметров качества входной электроэнергии РЭА. – Практическая силовая электроника 2017, № 3 (67), С. 43–47.

2. ГОСТ РВ 51937-2002 Системы электроснабжения передвижных радиоэлектронных объектов и объектов военной техники связи автономные. Типы. Технические требования.

3. ГОСТ Р 54130-2010 Качество электрической энергии. Термины и определения.

4. ГОСТ РВ 20.39.309-98 Комплексная система общих технических требований. Аппаратура, приборы, устройства и оборудование военного назначения. Конструктивно-технические требования.

5. ГОСТ 13109-97 Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.

6. ГОСТ 32144-2013 Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.

7. ГОСТ В 23653-79 Источники и преобразователи электрической энергии автономных систем электроснабжения средств военной техники. Нормы качества электрической энергии.

8. ГОСТ В 21134-75 Системы электроснабжения средств военной техники автономные. Нормы качества электрической энергии.

9. ГОСТ В 21999-86 Системы электроснабжения военных гусеничных машин. Нормы качества электрической энергии и методы контроля.

10. ГОСТ В 26341-84 Системы электроснабжения средств военной техники. Термины и определения.

11. ГОСТ РВ 2090-004-2008 Системы электроэнергетические корабельные. Общие технические требования.

12. ГОСТ РВ 2090-006-2008 Устройства и изделия электро-технические корабельные. Общие технические требования.

13. ГОСТ Р 51317.4.5-99 (МЭК 61000-4-5-95) Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к микросекундным импульсным помехам большой энергии. Требования и методы испытаний.

14. 14.326.023М Методика проверки электрооборудования (ЦНИИСЭТ, 1992 г.).

15. ГОСТ Р 54073-2010 Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии.

16. ГОСТ 19705-89 Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии.

17. Квалификационные требования КТ-160D. Условия эксплуатации и окружающей среды для бортового авиационного оборудования (Внешние воздействующие факторы – ВВФ) Требования, нормы и методы испытаний. Раздел 17.0 Импульсы напряжения (2004 г.).

18. ГОСТ РВ 20.57.310-98 Комплексная система контроля качества. Аппаратура, приборы, устройства и оборудование военного назначения. Методы оценки соответствия конструктивно-техническим требованиям.

Либенко Юрий Николаевич, главный специалист АО “НИИВК им. М.А. Карцева”, доктор электротехники, действительный член АЭН РФ, ученый секретарь секции “Научные проблемы электропитания” Научного совета РАН по комплексной проблеме “Электрофизика, электроэнергетика и электротехника”, тел.: +7(495) 330-06-38, e-mail: Lib7636@rambler.ru;

Колосов Валерий Алексеевич, д. т. н., профессор, заместитель технического директора, главный конструктор НТЦ-4.

Д. А. Шевцов, А. С. Полетаев

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ПОДСИСТЕМЫ УДАЛЕНИЯ ЛЬДА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

D. A. Shevtsov,
A. S. Poletaev

Anti-icing subsystem voltage converter
for an unmanned aerial vehicle

В статье сформулированы специфические требования к преобразователю напряжения, питающему противобледенительную систему беспилотного летательного аппарата. Предложена схема многопоточного импульсного преобразователя с суммированием выходных напряжений силовых преобразовательных ячеек, удовлетворяющего предъявляемым требованиям.

Ключевые слова: импульсный преобразователь постоянного напряжения, широтно-импульсная модуляция, многофазный преобразователь, подчиненное регулирование.

The article formulates specific requirements to voltage converter powering the anti-icing system of an unmanned aerial vehicle. A scheme of a multithreaded pulse converter, meeting the claimed requirements, with summation of the converting power cells' output voltages, is proposed.

Keywords: switched mode DC-DC converter, pulse width modulation, multiphase converter, subordinate regulation.

Нарастание льда на поверхности летательного аппарата может существенно изменять картину обтекающих планер воздушных потоков, ухудшать аэродинамические характеристики, приводить к потере устойчивости и как следствие стать причиной катастрофы. Для предотвращения образования льда или для удаления уже начавшего нарастать ледяного слоя используются противобледенительные системы (ПОС) различных типов. Принято подразделять ПОС на механические, физико-химические и тепловые. Также различают ПОС циклического и непрерывного действия [1]. К механическим системам циклического действия относится электроимпульсная ударная система, применение которой является наиболее целесообразной на беспилотных летательных аппаратах (БПЛА).

Принцип работы электроимпульсной ударной подсистемы удаления льда (ПУЛ) заключается в разрушении ледяного слоя под действием периодических упругих деформаций обшивки БПЛА, выполненной из композитного материала, с последующим сносом льда набегающим воздушным потоком. Ударные воздействия на обшивку, удаляющие лед, создаются парами катушек—соленоидов за счет возникновения между ними силы Ампера во время прохождения по катушкам импульсных токов большой величины. Типовой интервал между импульсами, в течение которого обледенение не успевает достигать опасной толщины, составляет 2 секунды [2]. Отсутствие на борту БПЛА других первичных источников кроме аккумуляторных батарей с напряжением 27 В вызывает необходимость в применении накопителей электрической энергии для создания в соленоидах импульсных токов величиной в единицы кА. В качестве накопителей используются конденсаторные батареи большой емкости, заряжаемые до высокого напряжения. Типовые требуемые

значения емкости и напряжения составляют 1000 мкФ и 1000 В соответственно [2].

Из вышесказанного ясно, что для заряда накопительных конденсаторов ПУЛ БПЛА должны применяться преобразователи постоянного напряжения (ППН), к которым предъявляется ряд специфических требований:

- обеспечение высокого выходного напряжения (1000 В) при низком входном (27 В);
- возможность работы в повторно — кратковременном режиме;
- возможность работы на чисто емкостную нагрузку.

При этом необходимо учитывать, что применение высокопотенциального трансформатора с большим количеством витков вторичной обмотки для обеспечения требуемого коэффициента повышения напряжения ППН имеет ряд существенных недостатков:

- высокие значения паразитных параметров трансформатора: индуктивностей рассеяния и межобмоточных емкостей;
- необходимость в высоковольтной межслойной изоляции;
- затрудненный отвод тепла от сердечника трансформатора вследствие большого объема проводов и изоляционных материалов.

Преобразователь, удовлетворяющий перечисленным требованиям, может быть построен согласно структурной схеме, показанной на рис. 1.

В приведенной структуре энергетический канал разделен на четыре потока. Преобразование входного постоянного напряжения в высокое выходное осуществляется в силовых каскадах четырех силовых преобразовательных ячеек (СПЯ), работающих в режиме ШИМ. Преимущества многопоточного принципа преобразования хорошо известны:

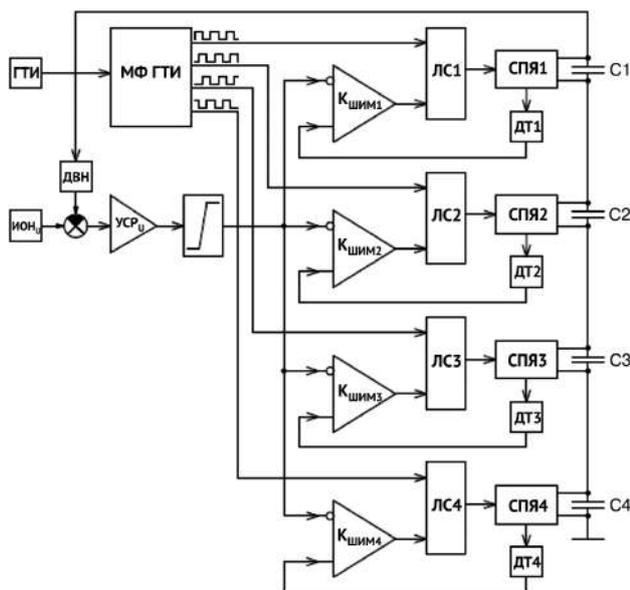


Рис. 1. Структурная схема преобразователя для ПУЛ БПЛА

— за счет увеличения количества силовых ключей снижается токовая нагрузка на полупроводниковые приборы;

— уменьшается общее тепловое сопротивление на пути отвода мощности тепловых потерь от полупроводниковых приборов к радиаторам, что облегчает конструирование устройств;

— СПЯ могут выполняться в виде идентичных взаимозаменяемых модулей.

Наиболее значимым достоинством многопоточного принципа при построении преобразователя постоянного напряжения с многократным повышением является возможность формировать высокое выходное напряжение путем суммирования выходных напряжений отдельных СПЯ. В выбранной структуре на рис. 1 конденсаторы С1–С4 выходных фильтров СПЯ соединены последовательно, суммарное напряжение на блоке конденсаторов является выходным напряжением преобразователя $U_{\text{вых}}$. Батарея С1–С4 одновременно с функцией сглаживания выполняет роль накопителя для ПУЛ. Из рисунка 1 видно, что задачей каждой СПЯ является заряд соответствующего конденсатора лишь до напряжения $U_{\text{вых}}/4$. Это позволяет избежать применения в силовых каскадах независимо от их структуры трансформаторов с высоким коэффициентом трансформации $K_{\text{тр}}$. В силовых ячейках преобразователя для ПУЛ БПЛА, построенного по схеме на рис. 1, могут быть использованы трансформаторы с $K_{\text{тр}}$ порядка 10, что вполне приемлемо.

Для обеспечения простого решения основной проблемы многопоточных преобразователей — проблемы равномерного распределения токов между СПЯ [3], в предложенной структуре применяется подчиненное регулирование по пиковому току первичной обмотки трансформатора. На рис. 1 видно, что сигналы датчиков тока ДТ1–ДТ4 подаются на прямые входы компараторов $K_{\text{ШИМ}1}$ – $K_{\text{ШИМ}4}$, образуя для каждой силовой

ячейки собственную петлю обратной связи. Внешний контур регулирования выходного напряжения — общий для всех внутренних контуров. Если выходное напряжение усилителя сигнала рассогласования по напряжению ($УСР_u$) подается на инверсные входы $K_{\text{ШИМ}}$, так, как показано на схеме на рис. 1, то есть является задающим воздействием для всех внутренних токовых контуров, то выходные токи СПЯ будут выравниваться автоматически. В случае выбора одноконтурной системы регулирования потребовалось бы ввести в схему узел равномерного токораспределения.

Применение подчиненного регулирования позволяет также сравнительно просто реализовать ограничение токов СПЯ. Для этого достаточно ввести узел ограничения уровня напряжения между $УСР_u$ и компараторами ШИМ. Действительно, в этом случае, даже если рассогласование по напряжению велико, компараторы ШИМ будут срабатывать при достижении сигналом датчика тока порога, заданного ограничителем.

Другим существенным достоинством подчиненного регулирования является лучшие в сравнении с одноконтурными структурами динамические характеристики.

Временные промежутки проводящего и запертого состояний силовых ключей СПЯ многопоточного преобразователя целесообразно сместить во времени на интервалы $\tau = T_{\text{пр}}/N$, где $T_{\text{пр}}$ — период преобразования, а N — число силовых каналов, то есть управлять ключами в разных фазах. Основным преимуществом многофазного метода является увеличение в N раз эквивалентной частоты преобразования, что дает возможность уменьшать массу и габариты реактивных выходных фильтров ППН. Также многофазные импульсные преобразователи (МИП) способны удовлетворять жестким требованиям к электромагнитной совместимости, что особенно актуально для МИП, работающих на борту ЛА.

В схеме на рис. 1 переход к многофазному управлению силовыми каскадами СПЯ осуществляется за счет введения многофазного генератора прямоугольных импульсов (МФ ГПИ). Выходные напряжения МФ ГПИ подаются на входы логических схем ЛС1–ЛС4 вместе с выходными сигналами $K_{\text{ШИМ}1}$ – $K_{\text{ШИМ}4}$. ЛС1–ЛС4 формируют сигналы на открытие силовых ключей СПЯ по передним фронтам импульсов, а сигналы на закрытие — при срабатывании $K_{\text{ШИМ}1}$ – $K_{\text{ШИМ}4}$ либо по спадающим фронтам импульсов МФ ГПИ. Таким образом, коэффициенты заполнения импульсов (K_z) силовых ключей ограничиваются K_z импульсов МФ ГПИ. Поскольку в структуре на рис. 1 применяется подчиненное регулирование по пиковому значению тока первичной обмотки силового трансформатора, то для исключения субгармонических колебаний во внутренних контурах K_z необходимо ограничивать в диапазоне 0 ... 0,5 [4].

Работоспособность выбранной структуры преобразователя для ПУЛ БПЛА была проверена в ходе компьютерного моделирования в программе

PSpice. Схема модели преобразователя представлена на рис. 2.

В компьютерной модели на рис. 2 использованы однотактные обратноточные СПК как наиболее простые в реализации и управлении. Выбор однотактной структуры также снимает необходимость в принятии мер для обеспечения симметричного режима перемагничивания сердечников силовых трансформаторов и исключения сквозных токов через силовые ключи, без которых двухтактные структуры практически не работоспособны [5].

Генератор тактовых импульсов (ГТИ) выполнен на триггере Шмитта U1. Частота преобразования задается номиналами элементов R1, C1. Синхроимпульсы ГТИ подаются на каскад Т-триггеров U2–U4, образующий МФ ГПИ. Напряжения на выходах МФ ГПИ представляют собой четыре последовательности прямоугольных импульсов с $K_3 = 0,5$, смещенных друг относительно друга на интервал $\tau = T_{pp}/N$. RS-триггеры U14–U17 взводятся спадающими фронтами прямоугольных импульсов МФ ГПИ, а сбрасываются $K_{ШИМ}$ U6–U9. Как видно из схемы, силовые транзисторы находятся в проводящих состояниях при наличии сигналов высокого логического уровня как на выходе МФ ГПИ, так и на выходе RS-триггера, следовательно, максимальный K_3 силового каскада ограничивается значением 0,5, что необходимо для исключения субгармонических колебаний.

Усилитель сигнала рассогласования выполнен на операционном усилителе U5, охваченном отрицательной частотно зависимой обратной связью R6, C3. Сигнал с датчика выходного напряжения R2, R3 подается на инверсный вход усилителя через резистор R5. Уставка выходного напряжения задается источником V2. Выходное напряжение УСР ограничивается напряжением питания U5, и снижается до требуемого уровня 1 В делителем R7, R8. Номиналы резистивных датчиков тока R25–R28 выбраны такими, чтобы срабатывания компараторов ШИМ в режиме ограничения тока происходили при нарастании тока дросселя до значения 10 А, принятого за максимально допустимое.

На рис. 3 показаны временные диаграммы в первичных цепях СПЯ ($I(L1)$, $I(L3)$, $I(L5)$, $I(L7)$) и суммарного потребляемого тока преобразователя ($-I(V1)$), полученные в результате моделирования.

На графиках видно, что токовые импульсы в ячейках смещены во времени относительно друг друга на четверть периода преобразования. Устройство работает устойчиво, субгармонические колебания отсутствуют. Ток нагрузка распределена между СПЯ равномерно, максимальные потребляемые токи ограничиваются на принятом уровне 10 А.

Максимальные токи во вторичных цепях СПЯ определяются отношением $I_{2max} = I_{1max}/K_{tr}$. Как видно на диаграмме, показанной на рис. 4, в соответствии с приведенной формулой максимальное значение

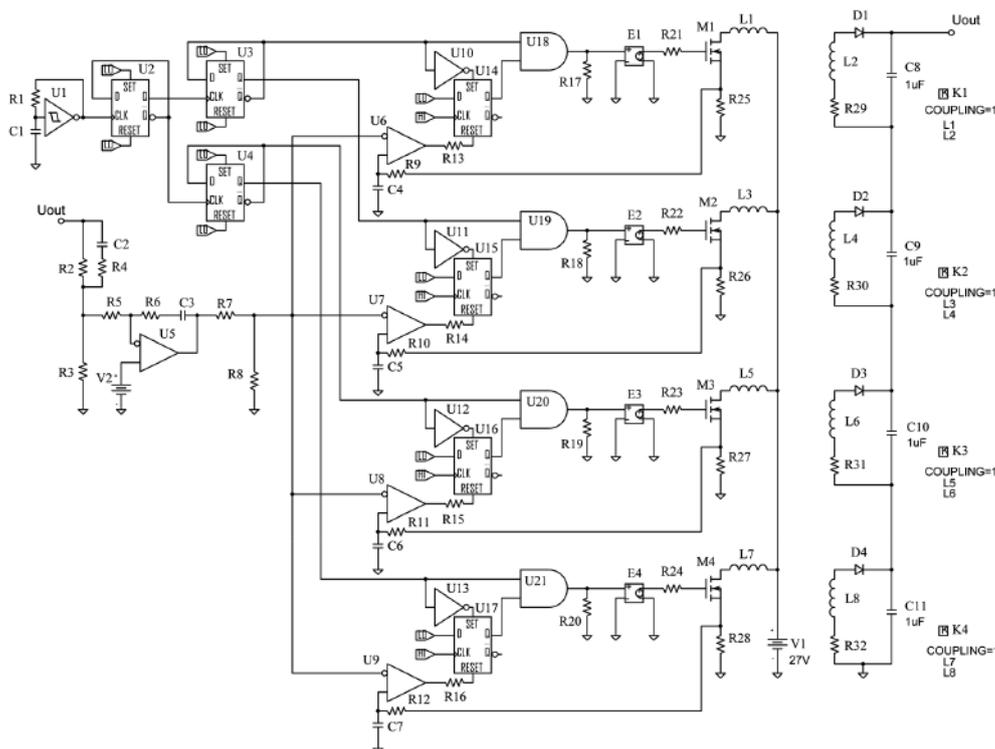


Рис. 2. Компьютерная модель преобразователя

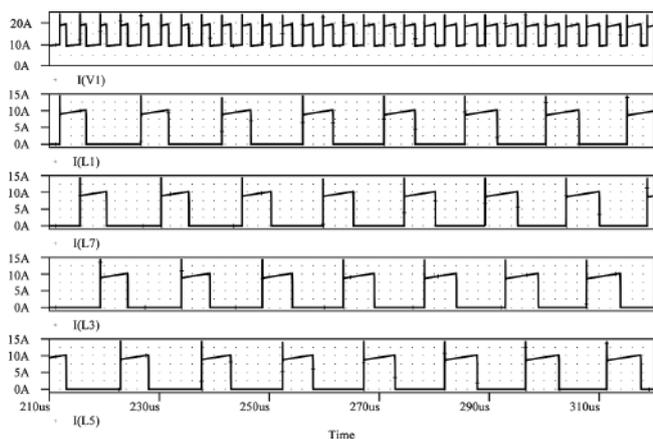


Рис. 3. Суммарный ток силовых ячеек, токи в первичных обмотках трансформаторов

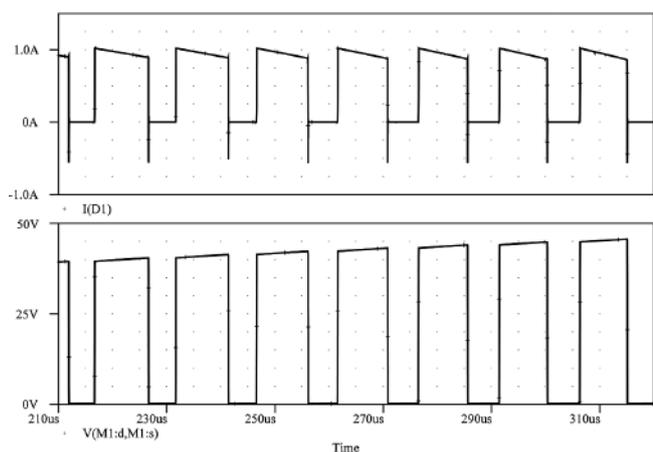


Рис. 4. Ток силового диода, напряжение сток-исток силового транзистора

тока силового диода первой ячейки ($I(D1)$), составляет 1 А.

Также на рис. 4 показан график напряжения сток-исток силового транзистора ($V(M1:d, M1:s)$).

Временная диаграмма выходного напряжения преобразователя приведена на рис. 5

В связи с ограничениями на размер выходного файла с данными, установленными в используемой программе *Orcad 9.2* моделирование полного цикла заряда батареи накопительных конденсаторов требуемой емкости 1000 мкФ не проводилось. Как видно на схеме на рис. 2 номиналы заряжаемых емкостей — накопителей при моделировании были уменьшены до значения 1 мкФ. Принципиальных отличий в общую

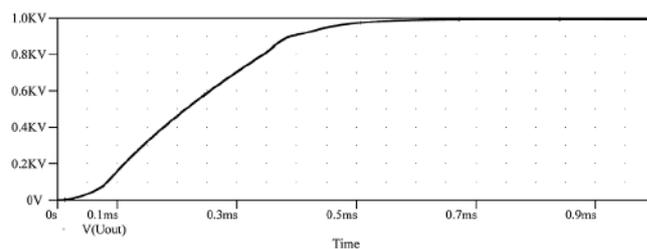


Рис. 5. График выходного напряжения преобразователя

картину моделируемых процессов такое уменьшение не вносит, а лишь уменьшает время, требуемое для заряда накопителей, пропорционально уменьшению номинала емкости.

Как видно на графике на рисунке 5, время выхода на режим моделируемой схемы, составляет 700 мкс, следовательно, для заряда конденсаторной батареи нужной емкости 1000 мкФ потребовалось бы 0,7 с, что не превышает типового допустимого значения 2 с.

Литература

1. Грузков С. А. Электрооборудование летательных аппаратов: В 2-х томах. Том. 2. Элементы и системы электрооборудования — приемники электрической энергии. Учебник для вузов. — М.: МЭИ, 2008. — 552 с.
2. Шевцов Д. А., Аверин С. В., Коняхин С. Ф., Лобкова Л. А. Организация электроснабжения электроимпульсной противоблуденительной системы беспилотного летательного аппарата. — Электропитание, 2015, № 2. С. 3—7.
3. Шевцов Д. А., Воронина Л. Н. Обеспечение равномерного токораспределения в многомодульных инверторах с управлением по току. — Электропитание, 2015, № 1, С. 40—45.
4. Белов Г. А., Серебрянников А. В. Анализ и моделирование импульсных преобразователей с упрощенным токовым контуром. — Практическая силовая электроника, 2011, № 4 (44), С. 27—34.
5. Шевцов Д. А., Аверин С. В., Крючков В. В., Следков Ю. Г. Силовые каскады бортовых преобразователей постоянного напряжения повышенной эффективности для перспективной СЭС ЛА. — Практическая силовая электроника, 2015, № 3 (59), С. 20—29.

Шевцов Даниил Андреевич, д. т. н., профессор кафедры “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел. +7(499) 158-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru;

Полетаев Андрей Сергеевич, аспирант кафедры “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел. +7(499) 158-45-59, e-mail: poletaev.a@mail.ru.

В. М. Бардин, А. А. Воронков, Д. В. Пьянзин

ЗАВИСИМОСТЬ ТОКА КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ В ТРАНЗИСТОРНОМ ИНВЕРТОРЕ ОТ ФАКТОРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ

V. M. Bardin, A. A. Voronkov,
D. V. Pyanzin

Dependence of short-circuit current on electrical circuit
factors in transistor inverter

Обеспечение безотказной работы транзисторных инверторов в аварийных ситуациях является одной из основных задач в сфере силовой электроники. Короткие замыкания в преобразователе или в нагрузке часто приводят к разрушительным и необратимым последствиям из-за неконтролируемого быстрого нарастания тока. Одним из способов ограничения величины и прерывания тока короткого замыкания является построение устройств быстродействующей защиты. Но если скорость нарастания тока очень велика, то даже такая защита не гарантирует сохранность транзисторных модулей от разрушения.

В данной статье путем компьютерного моделирования процессов короткого замыкания в цепи с транзистором дана оценка степени влияния параметров этой цепи на скорость нарастания и на величину тока короткого замыкания.

Ключевые слова: силовой транзистор, инвертор, короткое замыкание.

Ensuring failure-free operation of transistor inverters in emergency situations is one of the main problems in the sphere of power electronics. Very often short circuits in converter or load lead to devastating and irreversible aftereffects due to uncontrolled fast current rise. Developing high-speed protection units is one of the ways to the short circuit current value limiting and its interrupting. However, if the rate of current rise were very high, even such protection would not guarantee the safety of transistor modules from destruction.

This article presents an estimate of the degree of this circuit parameters effect on the rise rate and the value of the short-circuit current by computer simulation of short circuit processes in a circuit containing a transistor.

Key words: power transistor, inverter, short-circuit.

Силовые транзисторы *IGBT* и *MOSFET* широко применяются в устройствах силовой электроники, в частности, в инверторных преобразователях. С целью обеспечения высокого КПД таких преобразователей транзисторы в них работают в режиме переключений, причем частота коммутации может достигать 70–100 кГц. Рабочее напряжение на транзисторах в зависимости от назначения преобразователя может доходить до 1700 В и более. При высокой динамике переключения транзисторов и при относительно малом сопротивлении электрической цепи скорость нарастания тока и величина амплитуды импульса тока через транзистор могут достигать больших значений, и приводить к перегреву транзисторов даже в режиме номинальной нагрузки. Ситуация серьезно ухудшается, если в преобразователе возникают различные токовые перегрузки технологического или аварийного характера.

Амплитуда тока I_m в цепи короткого замыкания определяется скоростью его нарастания di/dt и длительностью протекания t_n , в частности, временем срабатывания защиты. Эти параметры связаны между собой соотношением:

$$I_m \approx \frac{di}{dt} t_n. \quad (1)$$

Современные силовые транзисторы могут без разрушения выдерживать 4–5 кратные кратковременные токовые перегрузки относительно значения номинального тока, в том числе и за счет эффекта самоограниче-

ния тока [1, 2]. Однако в экстремальных случаях уже в течение нескольких микросекунд ток через транзистор может превысить критическую величину, и он будет разрушен.

Для защиты транзисторов от действия сверхтоков в преобразователях обязательно существуют устройства защиты в виде тепловых реле или быстродействующих элементов в структуре драйверов. В последнем случае цепь тока разрывается путем снятия отпирающих импульсов с затвора транзистора. Время срабатывания такой защиты составляет 5–10 мкс и даже менее. Однако при такой высокой скорости отключения в электрических цепях из-за наличия в них паразитных и конструктивных индуктивностей возникают большие импульсные перенапряжения, которые могут привести к пробое транзистора. Поэтому и здесь нужна надежная защита.

При проектировании преобразователей разработчики обычно исходят из паспортных параметров транзисторов по току и напряжению и вводят в них определенный запас, т. е. снижают величины рабочего тока и напряжения. Но это вовсе не гарантирует безопасной работы транзисторов в преобразователе, так как заранее неизвестны реальные величины скорости нарастания тока di/dt , амплитуды импульсов тока I_m и коммутационного перенапряжения U_m . Величина каждого из этих показателей зависит от целого ряда параметров (факторов) электрической цепи, свойств транзисторов, характеристик системы управления и защиты.

Один из классов устройств силовой преобразовательной техники представлен транзисторными инверторами, которые могут выполнять функции трансформаторов постоянного напряжения, преобразователей частоты для электродвигателей, генераторов для индукционного нагрева и ряд других. В большинстве случаев транзисторы в них работают в ключевом режиме, что позволяет обеспечивать максимальный КПД. В ряде инверторов обязательным конструктивным элементом является разделительный трансформатор, работающий на частоте килогерцового диапазона, в других схемах обязательным элементом является дроссель с достаточно большой индуктивностью. Однако в некоторых случаях, например, в преобразователях с ШИМ регулированием напряжения и частоты для питания асинхронных двигателей большей мощности, разделительные и согласующие трансформаторы могут отсутствовать. На рис. 1 представлена типовая схема трехфазного инвертора.

Схему инвертора можно представить в виде определенного соединения элементарных электрических цепочек, содержащих индуктивности, активные сопротивления и последовательно с ними включенные силовые транзисторы. Например, цепь тока, протекающего через любую из фазных цепей трехфазного инвертора, можно представить в виде последовательно соединения двух элементарных цепочек вида, представленного на рис. 2.

На процесс развития тока КЗ в такой цепи оказывают влияние параметры (факторы) этой цепи:

- индуктивность и сопротивление силового кабеля от транзистора до нагрузки (L_k, R_k);
- амплитуда отпирающего импульса напряжения на затворе транзистора (U_3);
- время запираания (отключения) транзистора устройством защиты (τ_3);
- величина напряжения источника питания (E_n).

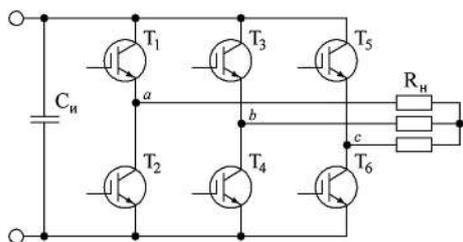


Рис. 1. Типовая схема трехфазного инвертора

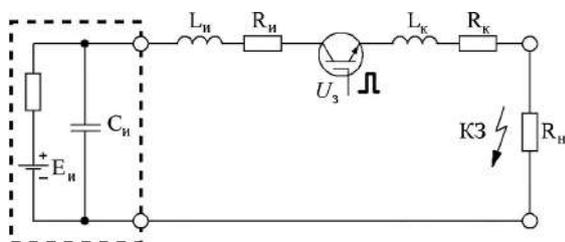


Рис. 2. Исследуемая электрическая цепь

Исследование процесса нарастания тока КЗ в рассматриваемой цепи осуществлялось путем компьютерного моделирования в пакете *MATLAB*. Диапазон изменений исходных величин факторов цепи и системы управления приведен в табл. 1 (значения L_n и L_k, R_n и R_k объединены). Индуктивности кабелей входной и выходной цепей рассчитывались с учетом общей длины кабелей 1, 10, 20 м, мощность нагрузки – 3 кВт.

Таблица 1. Исходные величины параметров факторов электрической цепи

Величина \ Фактор	$L_k, \text{мкГн}$	$R_k, \text{МОм}$	$U_3, \text{В}$	$E_n, \text{В}$
нижняя	1,3	7	10	250
средняя	18	70	15	310
верхняя	40	140	20	370

Полученные зависимости, показаны на рис. 3.

Из приведенных результатов следует, что на величину di/dt и I_m наиболее существенное влияние оказывают L_k, U_3, E_n .

Для сравнительной оценки степени влияния каждого фактора на скорость нарастания тока в цепи короткого замыкания была предложена эмпирическая зависимость:

$$di/dt \cong -0,045L_k + 0,128E_n + 0,823U_3 - 0,004R_k. \quad (2)$$

Оценка коэффициентов влияния, входящих в эту зависимость, проводилась при средних значениях факторов (см. табл.1). Было принято допущение, что в пределах $\pm 20\%$ от этих значений величина di/dt изменяется по линейному закону.

Из соотношения (1) следует, что степень влияния сопротивления кабеля R_k на скорость нарастания тока di/dt по сравнению с другими факторами довольно мала, и при дальнейших исследованиях данным параметром можно пренебречь. Временные диаграммы

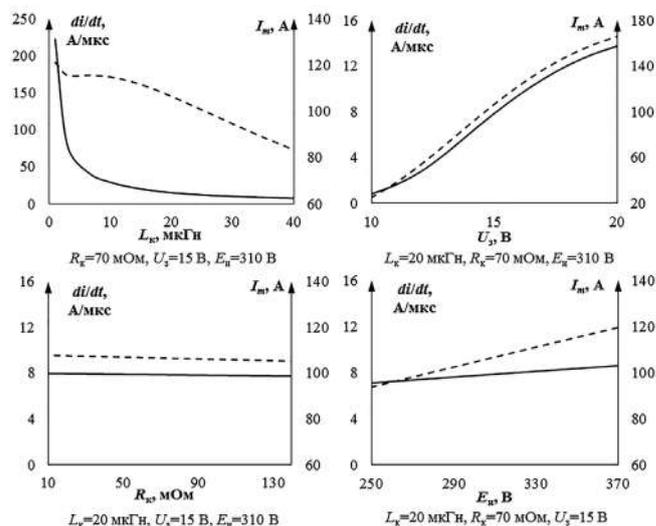


Рис. 3. Характерный вид зависимостей скорости нарастания тока di/dt (сплошная линия) и величины I_m (штриховая линия) от факторов цепи

процесса нарастания тока КЗ в исследуемой цепи, приведены на рис. 4.

Из диаграмм следует, что транзисторы с номинальным током 30 А не смогут без разрушения выдержать ток КЗ при индуктивности кабеля ниже 1 мкГн, даже при скорости срабатывания защиты равной 10 мкс. Поэтому необходимо принимать меры для снижения величины амплитуды тока I_m до уровня не выше 150 А (пятикратное значение от номинального тока транзистора). Это можно сделать увеличением длины кабеля или установкой между инвертором и нагрузкой индуктивного реактора (дросселя). При предельных значениях факторов $U_3 = 20$ В, $E_{и} = 370$ В, $R_k = 7$ мОм индуктивность кабеля L_k не должна быть ниже 30 мкГн.

Однофакторный эксперимент позволяет оценить степень влияния каждого фактора при фиксированном значении всех остальных, т. е. дает ограниченный объем полезной информации. В реальных преобразовательных устройствах на процессы всегда оказывают влияние одновременно несколько факторов, имеющих конкретные количественные значения.

На рис. 5 приведены диаграммы, учитывающие влияние двух факторов на величину тока через транзистор при КЗ в нагрузке при $\tau_3 = 10$ мкс.

Выводы

Токовые перегрузки кратности большей 3–5 по отношению к номинальному значению могут оказать фатальное влияние на работоспособность транзистора. Амплитуда импульса тока КЗ зависит от нескольких

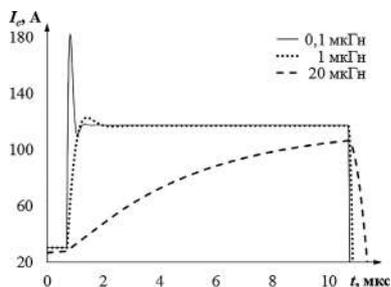


Рис. 4. Временные диаграммы тока коллектора I_c транзистора при возникновении КЗ при различных значениях индуктивности кабеля нагрузки

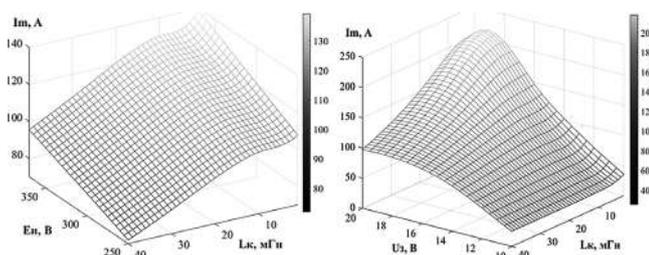


Рис. 5. Двухфакторные диаграммы амплитуды тока I_m

факторов электрической цепи в которую включен транзистор. В первую очередь это индуктивность цепи и величина питающего напряжения. Определив величину возможных перегрузок транзисторов на модели электрической схемы конкретного преобразователя можно задать требования по быстрдействию срабатывания средств защиты.

Из полученных по результатам эксперимента данным видно, что индуктивность соединительных кабелей и напряжение источника питания имеют примерно равную степень влияния на скорость нарастания тока в цепи короткого замыкания, а у амплитуды отпирающего импульса на затворе транзистора коэффициент максимальный. При проектировании преобразователя варьируя каждым из представленных факторов можно добиться минимального значения тока в цепи короткого замыкания, который не приведет к повреждению транзистора за время срабатывания защиты. Также из двухфакторных диаграмм можно заметить, что на разных участках поверхности отклика степень влияния различных факторов может изменяться, поэтому при расчете необходимо учитывать этот факт

Литература

1. Йохан К. Защитные функции современных драйверов IGBT // К. Йохан, пер. А. Колпаков / Силовая электроника, 2010, №5. С. 41–44.
2. Бормотов А., В. Мартыненко, В. Мускатиньев. Некоторые вопросы эксплуатации IGBT силовых модулей. — Компоненты и технологии, 2005, № 49. С. 82–86.
3. Барутсков И. Б., Цыганков Е. В. Преобразователи частоты: защита от КЗ в нагрузке. — Конструктор. Машиностроитель, 2013, № 4. С. 26–30.
4. Герман-Галкин С. Г. Виртуальные лаборатории полупроводниковых систем в среде Matlab-Simulink. Учебник. — М.: Лань, 2013. — 448 с.
5. Воронков А. А. Моделирование процессов в транзисторном инверторе при коротких замыканиях. — Материалы XX научно-практической конференции молодых ученых, аспирантов и студентов национального исследовательского мордовского государственного университета им. Н. П. Огарева, часть 3-я, 2016. С. 23–25.

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

Воронков Антон Александрович, преподаватель кафедры радиотехники, ФГБОУ ВПО «Мордовский государственный университет имени Н. П. Огарева», тел.: 8(8342) 29-05-59, voronkova@mrso.ru;

Пьянзин Денис Васильевич, к. т. н., заведующий кафедрой радиотехники, ФГБОУ ВПО «Мордовский государственный университет имени Н. П. Огарева», тел.: 8(8342) 29-05-59, e-mail: pyanzin-dv@yandex.ru.

Г. С. Мыцык, Д. В. Горякин

БЕСКОНТАКТНАЯ МАШИННО-ЭЛЕКТРОННАЯ ГЕНЕРИРУЮЩАЯ СИСТЕМА НА ОСНОВЕ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ И АКТИВНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

G. S. Mytsyk,
D. V. GorjakinBrushless machine-electronic generating system
based on induction machine and active rectifier

На основе полученных результатов имитационного компьютерного моделирования перспективного варианта машинно-электронной генерирующей системы 1-го типа – МЭГС-1 (с выходом постоянного тока), выполненной в виде трехфазного асинхронного генератора (АМ) с короткозамкнутым ротором и трехфазного малоискажающего выпрямителя (МИТВ) теоретически показана физическая непротиворечивость полученных результатов, соответствие их проектному замыслу, и, как следствие, возможность их практической реализуемости. При этом на МИТВ возлагаются две функции: функция управляемого компенсатора реактивной мощности и функция управляемого малоискажающего выпрямителя, которые совместно обеспечивают стабилизацию выходного напряжения при возмущающих воздействиях по нагрузке и по частоте вращения вала. При формировании ИК-модели АМ использовано известное модельное описание ее в удобной для исследования не преобразованной (трехфазной) системе координат, дополненное известным модельным описанием нелинейности ее магнитопровода. Без этого дополнения ИК-модель МЭГС-1 принципиально не работоспособна. Моделирование МИТВ основано на использовании ранее полученных в нем параметрических взаимосвязей. Средство решения задачи – программное обеспечение OrCAD PSpice Schematics. Результатом исследования является создание минимально необходимого информационно-методического обеспечения – предпосылок для системного проектирования и практической реализации МЭГС-1.

Ключевые слова: асинхронная машина (АМ), генераторный режим, модельное описание АМ, трехфазный малоискажающий выпрямитель (МИТВ), ШИМ – алгоритм управления МИТВ в комбинированном режиме, компенсатор реактивной мощности, параметрические взаимосвязи в МИТВ, имитационное компьютерное моделирование.

Based on the obtained results of computer simulation of the perspective variant of the MEGS-1 machine-electronic generating system with DC output consisting of of a three phase induction generator (IG) and three-phase low distortion rectifier (TLDR) the authors theoretically demonstrated physical noncontradiction of the obtained results, their correspondence to the design concept and, as a consequence, the possibility of their practical realization. The following two functions herewith are imposed on the TLDR: the function of the controlled reactive power compensator, and the function of low-distorting rectifier. Both functions ensure output voltage stabilization at disturbing factors in the load and shaft rotation speed. The authors employed a well-known model description of IM in convenient for the study non-transformed (three-phase) coordinate system, supplemented by the well-known description of its magnetic circuit. The model is conceptually inoperable without this supplement. The LDAR simulation is based on earlier obtained parametric interrelationships in it. The problem was solved with OrCAD PSpice Schematics software. The result of the study is developing of the minimum necessary information and methodological support, i. e. prerequisites for MEGS-1 system design and practical realization.

Key words: induction motor (IM), generator mode, IM model description, three-phase low-distortion rectifier (TLDR), PWM, – TLDR control algorithm in combined mode, reactive power compensator, parametric interrelations in TLDR, computer simulation.

Об использовании асинхронной машины в генераторном режиме

Практическая реализация программы развития майской энергетики требует наработки соответствующего объема альтернативных вариантов-предложений автономных генерирующих систем (АГС), который должен основываться на современных и перспективных решениях и обеспечивать обоснованный выбор наиболее рационального решения в каждом конкретном применении. В настоящее время в доступных источниках информации отсутствует информационно-методическое обеспечение, необходимое для системного проектирования такого класса АГС. Поэтому актуальность решения этой проблемы не должна вызывать сомнений. Данная работа направлена на ее решение.

В качестве одного из силовых звеньев в АГС используются электрические машины синхронного

(СМ) или асинхронного (АМ) типов (в генераторном режиме), которые должны работать обычно при изменяющейся в определенных пределах частоте вращения приводного вала. В последнее время, применительно к АГС для ветроэнергетики и малых ГЭС [1–10], к АМ в генераторном режиме проявляется все возрастающий интерес. Этому способствуют не только свойство их самовозбуждения (существенно упрощающее АГС) и такие показатели, как простота конструкции АМ, меньшая ее масса, бесконтактность, относительно низкая цена относительно СМ [1], но и новые достижения в области силовой электроники и преобразовательной техники. Традиционно, для самовозбуждения АМ применяют батареи конденсаторов (рис. 1а). Первопричиной его самовозбуждения являются колебания, возникающие в АМ с подключенным отрицательным сопротивлением на частотах, соответствующих балансу

амплитуд и фаз реактивных и активных мощностей основной гармонической составляющей автоколебаний в этой нелинейной системе [2]. Небезынтересно, что в большинстве случаев для самовозбуждения АМ не требуется внешнее энергетическое воздействие на колебательный контур с такой физической природой. Физика самовозбуждения АМ (нарастания напряжения на ее выводах) базируется на положительной обратной связи, создаваемой емкостной реакцией якоря АМ (рис. 1б). С целью обратить внимание на эту особенность такой режим самовозбуждения в [2] получил название мягкого. АМ редко применяются непосредственно для получения переменного тока, так как при изменении нагрузки генератора в некоторых пределах изменяется частота выходного напряжения (из-за изменения ее скольжения). Поэтому автономные генерирующие системы (АГС) на базе АМ чаще всего применяются или в качестве вентильных генераторов постоянного тока (рис. 2 а, б), или совместно с преобразователем частоты, который выполняется, например, в виде структуры по рис. 2, дополненной инвертором напряжения с выходным фильтром [6]. Учитывая возможную многовариантность реализации АГС с целью их обобщения и разграничения, АГС первого типа будем обозначать как машинно-электронные генерирующие системы – МЭГС-1, а АГС второго типа – как МЭГС-2. Очевидно, что в общем случае в качестве генерирующего звена в АГС обоих типов могут применяться как СМ, так и АМ.

Таким образом, применение АГС на базе АМ требует решения проблемы стабилизации выходного напряжения, которое изменяется с изменением нагрузки и частоты вращения вала. Для ее решения применяют

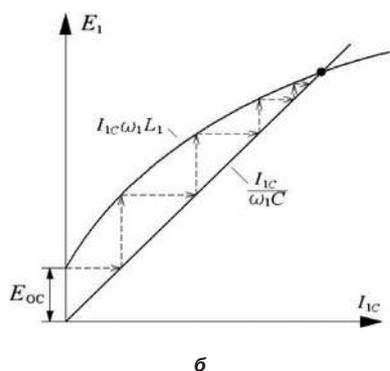
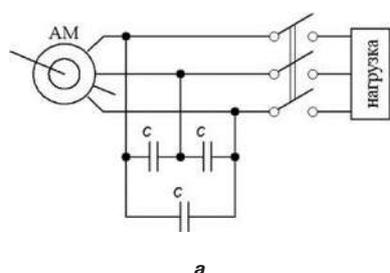


Рис. 1. Схема АМ в генераторном режиме при конденсаторном самовозбуждении (а); характеристика процесса самовозбуждения АМ (б)

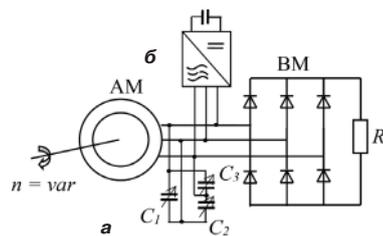


Рис. 2. Варианты использования АМ в режиме вентильного генератора: а – с конденсаторным самовозбуждением; б – с применением КРМ на базе МИТВ,

различные схемы регулирования емкости системы возбуждения, например, переключаемые батареи конденсаторов, конденсаторы переменной емкости (вариконды) – рис. 1а, компаундное включение конденсаторов. Используются также схемы возбуждения с тиристорно-конденсаторными и тиристорно-реакторными группами.

Перспективным для возбуждения АМ является использование малоискажающих трехфазных выпрямителей – МИТВ [16], называемых также активными выпрямителями. Они представляют собой, по существу, инверторные схемы, которые, как известно, могут работать не только в традиционном инверторном режиме, но и, при соответствующем управлении: 1) в обратном режиме – выпрямления; 2) в режиме управляемого реактивного (емкостного или индуктивного) сопротивления; и 3) в комбинированных режимах [7–9].

Возможны два способа подключения МИТВ в МЭГС-1:

1) параллельно с нагрузкой – в этом случае схема применяется в режиме управляемого реактивного (емкостного) сопротивления по схеме рис. 2б (вместо конденсаторов);

2) последовательно с нагрузкой – здесь схема применяется в комбинированном – активно-емкостном режиме [8]. МИТВ используется одновременно как генератор реактивной мощности для возбуждения АМ и как выпрямитель с малыми (допустимыми и наперед заданными) искажениями формы кривой потребляемого от АМ активно-емкостного тока – рис. 3.

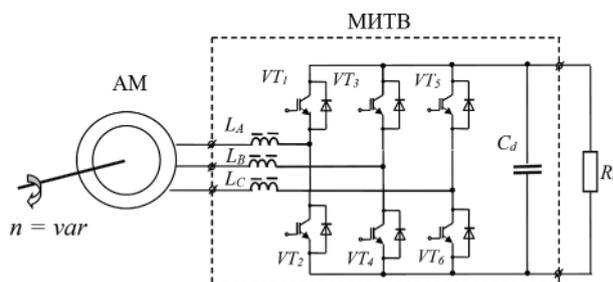


Рис. 3. Принципиальная система силовой части ВГ (МЭГС-1) на базе асинхронной машины с короткозамкнутым ротором (АМ) и малоискажающего 3-х фазного выпрямителя (МИТВ) на транзисторах VT1–VT6 с сопрягающими дросселями L_A, L_B, L_C и накопительным конденсатором C_d ; R_d – сопротивление нагрузки

Второй вариант включения МИТВ представляется наиболее перспективным, так как для возбуждения АМ, выпрямления и стабилизации напряжения используется одно общее устройство. В такой схеме через МИТВ проходит полная мощность АМ, что обуславливает повышенные требования к его энергетической эффективности. Возможно, однако, что по стоимости вариант МЭГС-1 по рис. 2б будет дешевле. Здесь для определения требуемой однозначности необходимы дополнительные исследования.

В технической литературе крайне недостаточно уделено внимания рассмотрению физических процессов в МЭГС-1 на базе МИТВ и модельному описанию взаимосвязей между его управляющими воздействиями (его параметрами θ , μ [7–9]) и теми параметрами, которые при возмущающих воздействиях требуется поддерживать неизменными (по, сути, только выходное напряжение – U_{a0}). Сложившееся положение объясняется достаточной сложностью процессов в таких нелинейных системах и трудностями их модельного описания в виде, приемлемом для инженерной практики. Это может быть одной из первопричин, сдерживающих более широкое их применение. Решить в упрощенном виде эту проблему с приемлемой точностью применительно к МИТВ (и МИОВ) удалось только в работах [7–10, 13] на основе использования метода основной гармоники. Ранее полученные в [7, 13] результаты исследования показали, что такое упрощение незначительно понижает точность описания процессов (в пределах 3–5%) и вполне приемлемо для инженерной практики.

Целью настоящей статьи является расширение и обобщение ранее полученных результатов в направлении создания информационно-методического обеспечения для системного проектирования МЭГС-1 на базе АМ и МИТВ. Поскольку составляющие ее силовые звенья (АМ и МИТВ) являются явно выраженными нелинейными системами, а исследование совместной их работы в составе МЭГС-1 аналитическими методами весьма трудоемко и малоэффективно, то в качестве средства решения данной задачи наиболее целесообразно использовать имитационное компьютерное моделирование (ИКМ). Здесь отдано предпочтение среде OrCAD.

Об особенностях модельного описания АМ

Для удобства исследования процессов в статоре и роторе при моделировании АМ в работах [9, 10] использовалось известное модельное описание ее в не преобразованной (трехфазной) системе координат [14]. При этом принципиальной особенностью модели АМ является обязательный *учет нелинейности ее магнитопровода*. Учет насыщения магнитопровода осуществляется введением зависимости взаимной индуктивности между обмотками АМ от тока намагничивания [10, 15]. Заметим, что исследование динамических процессов в электрических машинах (СМ, АМ) базируется на модельном их описании (МО) по

средством дифференциальных уравнений, т. е. методом мгновенных значений (ММЗ). А их проектирование, включая расчет и параметрическую оптимизацию, проводится традиционным методом основной гармоники.

О процедуре исследования на основе ИКМ

Сегодня в публикациях при исследовании как уже известных, так и новых электротехнических систем в реальном времени обычно формируется МО, основанное на методе ММЗ. В этом случае МО, как правило, не ориентировано на его использование в расчетах инженерами-разработчиками новой техники на этапе непосредственного проектирования, так как оно не заканчивается получением его решений в виде параметрических взаимосвязей между требуемыми для проектирования параметрами. Практическое же использование МО в такой форме производится численными методами на основе имитационного компьютерного моделирования (ИКМ) с представлением результатов в виде таблиц и графиков. В частности, с учетом изложенного представляется не целесообразным в публикациях, использующих уже ранее созданное, известное МО, снова каждый раз его приводить, не приводя при этом результатов решения в пригодном для проектирования виде. Представляется вполне достаточным указать лишь источник информации, где это МО полно и адекватно (с учетом допущений) изложено, упомянув при этом основные его достоинства и признаки (или параметры), которые используются при конкретном использовании этого МО. Очевидно, также, что все же при использовании в новом исследовании известного МО в обязательном порядке должны быть приведены доказательства адекватности полученных в нем результатов. Следует при этом также добавить, что на сегодня уже имеется ряд разработанных версий программ автоматизированного компьютерного исследования (и проектирования) различного типа электрических машин, что подтверждает правомерность вышеприведенного суждения.

С учетом изложенного соображения используемое в данной работе известное из [14, 15] МО АМ не приводится, а лишь указываются ссылки на публикации, где оно описано. Многократное тиражирование в публикациях уже давно известной (представленной даже в учебниках) информации представляется нецелесообразным.

Что касается МО МИТВ во временной области (методом мгновенных значений), то оно может автоматически формироваться в среде OrCAD путем использования графического редактора PSpice Schematics. Однако, для использования этой возможности необходимо знать основные параметры ЭМ и МИТВ, а именно: значения выходных параметров ЭМ (U_1 , I_1 , f_1) и МИТВ (U_{a0} , I_{a0} , L_j , μ , $\theta_{2(1)}$, $\Phi_{1(1)}$). В данном примере параметры ЭМ взяты из паспортных данных электродвигателя АМ 4АК160S4У3 мощностью 11кВт. Значение параметра L_j для МИТВ выбирается из условия, полученного в [7]. Все, необходимые для

ИКМ параметрические взаимосвязи в МИТВ впервые получены упрощенным методом – методом основной гармоники в [7] и использованы в работах [8–10], где подтверждена их физическая непротиворечивость и достаточно высокая степень адекватности реальным процессам (с точностью не хуже 3–5%). Ниже приводятся необходимые для ИКМ параметрические взаимосвязи в МИТВ, полученные на основе векторной диаграммы работы МИТВ в комбинированном режиме – рис. 4. Принятые обозначения: $U_{1(1)m}$ – основная гармоника напряжения АМ, $\theta_{2(1)}$ – угол нагрузки, μ – глубина широтно-импульсной модуляции (параметры управления фазовым углом и модулем вектора противо-ЭДС МИТВ – $E_{2(1)m}$). В частности, используя эту векторную диаграмму, можно показать, что модули векторов фазных противо-ЭДС МИТВ и напряжения АМ – $U_{1(1)m}$, а также фазовый угол $\theta_{2(1)}$ между ними (определяемый фазовым положением алгоритмов переключения ключей МИТВ) должны быть взаимосвязаны соответственно следующим образом:

$$E_{2(1)m} = \frac{\cos \varphi_{1(1)}}{\cos(\varphi_{1(1)} + \theta_{2(1)})} U_{1(1)m}, \quad (1)$$

$$\theta_{2(1)} = \text{arccctg} \left(\text{tg} \varphi_{1(1)} + \frac{U_{1(1)m}}{I_{1(1)am} \cdot \omega_1 L} \right), \quad (2)$$

где $E_{2(1)m}$, $I_{1(1)am} = I_{1(1)m} \cdot \cos \varphi_{1(1)}$ – амплитуды основных гармоник противо-ЭДС МИТВ и активной составляющей потребляемого от АМ полного тока – $I_{1(1)m}$; $\varphi_{1(1)}$ – угол между основными гармониками фазных напряжения – $U_{1(1)m}$ и тока – $I_{1(1)m}$ АМ; $X_{Lj} = \omega_1 L_j$ – индуктивное сопротивление сопрягающего дросселя j -й фазы; ω_1 – угловая частота напряжения АМ; L_A , L_B , L_C – индуктивности сопрягающих дросселей МИТВ; R_d – активное сопротивление нагрузки МИТВ – рис. 2б. Остальные взаимосвязи имеют следующий вид:

$$\varphi_{1(1)} = \text{arctg} \frac{I_{1(1)pm}}{I_{1(1)am}}, \quad (3)$$

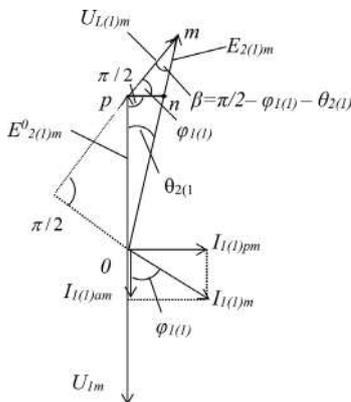


Рис. 4. Векторная диаграмма процессов в МИТВ, работающем в комбинированном (активно-емкостном) режиме

где $I_{1(1)pm}$, $I_{1(1)am}$ – реактивная и активная составляющие тока АМ; активная составляющая тока АМ:

$$I_{1(1)am} = \sqrt{2} \frac{U_{d0} \cdot I_{d0}}{3U_{1(1)}}, \quad (4)$$

амплитудное значение противо-ЭДС МИТВ:

$$E_{2(1)m} = U_{1m} \cdot \sqrt{1 + \text{tg}^2 \theta_{2(1)}} = U_{1m} \cdot \frac{1}{\cos \theta_{2(1)}} \quad (5)$$

где

$$\text{tg} \theta_{2(1)} = \frac{U_{L(1)m}}{U_{1m}} = \frac{I_{2(1)m}}{U_{1m}} \cdot 2\pi \cdot F \cdot L_j = \frac{2\pi \cdot F \cdot L_j}{R_d} = \frac{X_{Lj}}{R_d}, \quad (6)$$

$$P_{d0} = U_{d0} \cdot I_{d0} = \frac{3 \cdot U_{1m}^2}{2 \cdot X_{Lj}} \cdot \text{tg} \theta_{2(1)} = \frac{3}{2} \cdot \frac{U_{1m}}{X_{Lj}} \cdot E_{2(1)m} \cdot \sin \theta_{2(1)}, \quad (7)$$

$$I_{d0} = \frac{3}{4} \cdot \mu \cdot \frac{U_{1m}}{X_{Lj}} \cdot \sin \theta_{2(1)}, \quad (8)$$

$$U_{d0} = 2 \frac{E_{2(1)m}}{\mu \cdot U_{1m}}, \quad (9)$$

где $j = A, B, C$ – фазовый индекс, U_{d0} , P_{d0} – постоянные составляющие выходного напряжения и мощности МИТВ.

В качестве ключевых элементов использовались модели реальных транзисторов. Потери в конденсаторах и дросселях не учитывались. В модельном описании АМ приняты допущения такие же, как и в [14, 15].

Для контроля адекватности результатов настоящего исследования и создания необходимых информационных предпосылок к практической реализации МЭГС-1 исследование физических свойств ее двух силовых звеньев АМ и МИТВ вначале (на первом этапе) было проведено порознь, а затем (на втором этапе) при совместной их работе. Таким путем были исключены возможные ошибки и получено информационно-методическое обеспечение, необходимое для проектирования такой МЭГС-1.

На первом этапе исследования (на основе ИКМ) процессов в МИТВ в варианте питания его от сети переменного тока бесконечной мощности получены осциллограммы его работы (рис.5) и регулировочные характеристики (рис.6), которые подтвердили физическую непротиворечивость полученных результатов, соответствие их проектному замыслу и правомерность полученных в [7] параметрических взаимосвязей в МИТВ, которые необходимы для системного проектирования. Таким образом, индуктивности рассеяния обмоток ЭМ на первом этапе не учитывались.

На втором этапе исследования модель сети была заменена моделью АМ. Как уже выше отмечено, основ-

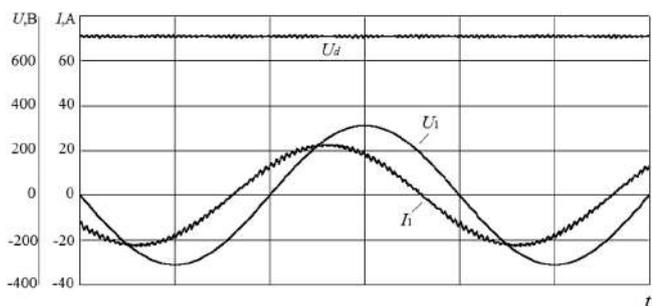


Рис. 5. Осциллограммы фазных напряжения, тока АМ и выпрямленного напряжения МИТВ при работе его в комбинированном режиме: тактовая частота МИТВ $f_T=3600$ Гц, емкость буферного конденсатора $C=100$ мкФ, $L_f=10$ мГн, $\varphi_{1(t)}=45^\circ$, $\theta_{2(t)}=9,4^\circ$

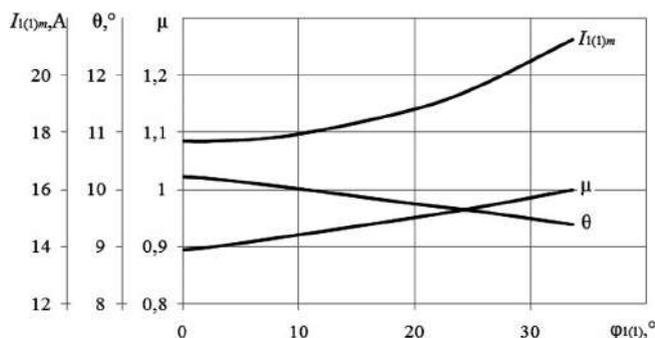


Рис. 6. Зависимости потребляемого тока АМ и параметров управления МИТВ в комбинированном режиме работы от значения угла $\varphi_{1(t)}$ при $U_{d0} = 700$ В = const, $f_T=3600$ Гц

ной ее особенностью является учет в ней нелинейности ее магнитопровода [15, 10], без чего не могло бы быть получено условие самовозбуждения, представленное на рис.1б. Результаты ИКМ МЭГС-1 на базе АМ и МИТВ приведены на рис. 7. Искажения напряжения на выводах АМ (на рис. 7а) вызваны индуктивностями рассеяния ее якорных обмоток. Поскольку непосредственно к выходным выводам АМ потребители не

подключают (из-за низкого качества напряжения), то этими искажениями в принципе можно пренебречь. Однако, высокочастотные пульсации в напряжении АМ отрицательно влияют на срок службы изоляции ее якорных обмоток. Для их снижения к выводам АМ целесообразно подключать дополнительные конденсаторы (постоянной) небольшой емкости. Это решение к тому же способствует:

- заметному уменьшению индуктивности сопрягающих дросселей МИТВ и, следовательно, уменьшению их массы;
- а также более активному (быстрому) самовозбуждению АМ.

Результаты ИКМ с дополнительным конденсатором и без него представлены на рис. 8 и рис. 7 соответственно.

Из сравнения осциллограмм выходных напряжения – u_d и тока – i_d МИТВ (на рис.5 и рис.7) видно влияние значения емкости буферного конденсатора на уровень пульсаций выпрямленного напряжения $u_d(t)$. ИКМ позволяет при заданных критериях проектирования путем двух, трех численных экспериментов минимизировать значение этой емкости.

При необходимости увеличения мощности МЭГС-1 на базе АМ и МИТВ (в диапазоне до единиц МВт) целесообразно использовать многоканальный принцип ее построения, причем или в рамках только МИТВ [12], или в рамках как МИТВ, так и АМ.

Выводы

1. На основе полученных результатов моделирования в среде *OrCAD* перспективного варианта машинно-электронной генерирующей системы 1-го типа – МЭГС-1 (с выходом постоянного тока), выполненной в виде трехфазного асинхронного генератора (АМ) с короткозамкнутым ротором и трехфазного малоискажающего выпрямителя (МИТВ) теоретически по-

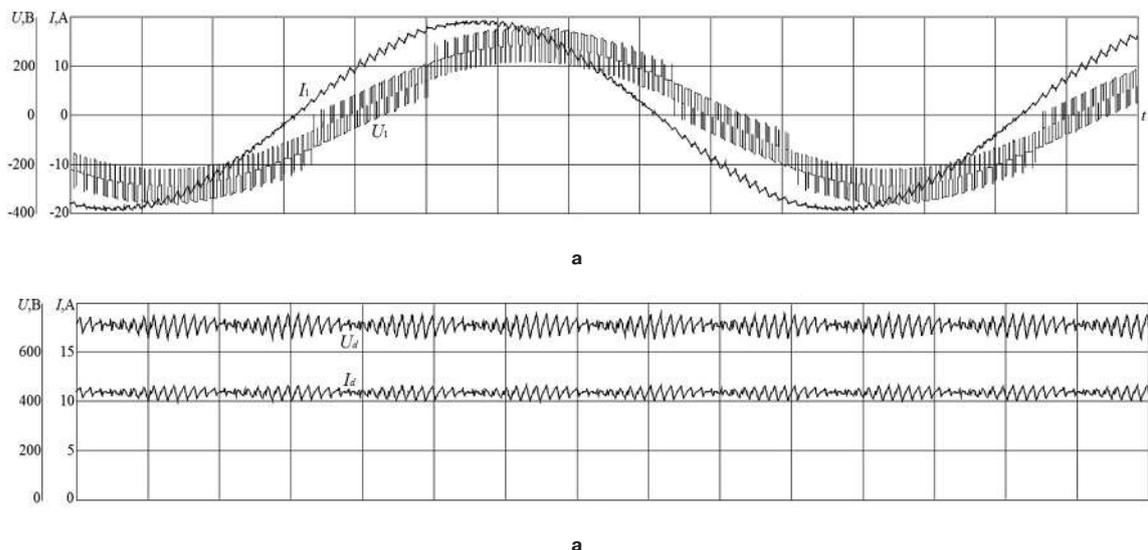


Рис.7. Осциллограммы процессов в МЭГС-1 при тактовой частоте МИТВ $f_T = 3600$ Гц, $C = 10$ мкФ, $L_f = 10$ мГн: а – напряжение и ток АМ; б – напряжение и ток нагрузки

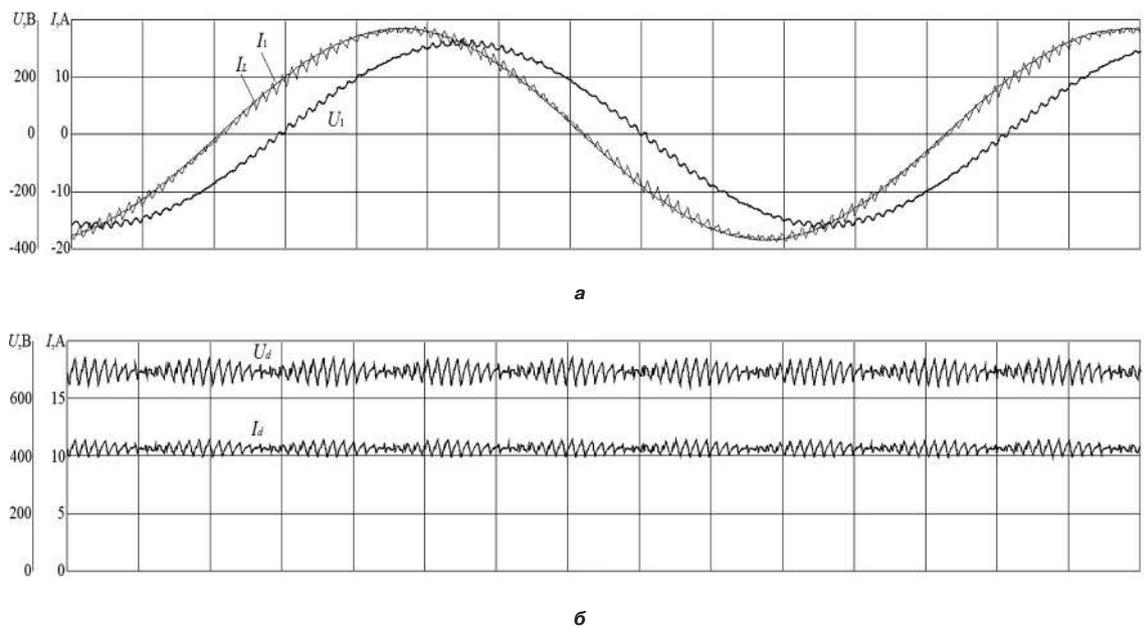


Рис. 8. Осциллограммы процессов в МЭГС-1 (на базе АМ и МИТВ) с дополнительным конденсатором $C_{доп}$:
а – напряжение и ток АМ; б – напряжение и ток нагрузки

казана физическая непротиворечивость полученных результатов и соответствие их проектному замыслу, а также возможность их практической реализуемости. При этом на МИТВ возлагаются две функции: функция управляемого компенсатора реактивной мощности и функция управляемого малоискажающего выпрямителя (обеспечивающего стабилизацию выходного напряжения U_{d0} при возмущающих воздействиях по нагрузке и частоте вращения вала).

2. При формировании ИК-модели АМ использовано известное модельное описание ее в удобной, физически прозрачной для исследования не преобразованной (трехфазной) системе координат [14], дополненное известным модельным описанием нелинейности ее магнитопровода [10, 15]. Установлено, что без этого дополнения ИК-модель МЭГС-1 на базе АМ и МИТВ принципиально не работоспособна.

3. На основе исследования ИК-модели МЭГС-1 получено минимально необходимое информационно-методическое обеспечение (ИМО), создающее предпосылки для ее системного проектирования и практической реализации. Для создания более полного ИМО работы в этом направлении, как в теоретическом, так и в практическом плане, должны быть продолжены.

4. Физическая непротиворечивость полученных на основе ИКМ результатов исследования (их адекватность проектному замыслу и известным положениям электротехники) подтверждены методикой двухэтапного исследования звеньев системы – вначале порознь, а затем совместно, а также контролем результатов на каждом этапе по критерию энергетического баланса [10, 11].

Литература

1. *Торопцев Н. Д.* Асинхронные генераторы автономных систем. – М.: Знак, 1997.
2. *Нетушил А. В.* К расчету режима самовозбуждения автономного асинхронного генератора. – *Электричество*, 1978, № 4, С. 52–54.
3. *Bhim Singh, S.S. Murthy, Sushma Gupta.* STATCOM-Based Voltage Regulator for Self-Excited Induction Generator Feeding Nonlinear Loads. – *IEEE trans. on Ind. Electronics*, vol. 53, No. 5, oct. 2006, p. 1437-1451.
4. *B. Venkatesa Perumal, J. K. Chatterjee.* Analysis of a Self Excited Induction Generator with STATCOM/Battery Energy Storage System. – *Power India Conference. IEEE*, 2006.
5. *A. Sikorski, A. Kuzma.* Cooperation of induction squirrel-cage generator with grid connected AC/DC/AC converter. – *Bulletin of the Polish Academy of sciences. Technical sciences*. Vol. 57, No. 4, 2009, p. 317-322.
6. *Виноградов А. Б., Изосимов Д. Б., Флоренцев С. Н., Коротков А. А.* Управление станцией автономного электроснабжения в составе транспортного средства. – *Электричество*, 2009, № 9, С. 49–55.
7. *Мыцык Г. С.* Методология структурно-алгоритмического синтеза и анализа малоискажающих устройств силовой электроники для электротехнических комплексов автономных объектов. – Автореферат дис.-и на соиск. уч. ст. д. т. н. – М.: МЭИ (ТУ), 2001. – 40 с.
8. *Горякин Д. В., Мыцык Г. С.* Функциональные свойства трехфазной мостовой инверторной схемы. – *Электричество*, 2012, № 5, С. 23–31.
9. *Горякин Д. В., Мыцык Г. С.* Трехфазная мостовая инверторная схема в режиме компенсатора реактивной мощности – *Практическая силовая электроника*, 2013, № 1 (45), С. 13–17.
10. *Горякин Д. В.* Исследование новых возможностей совершенствования машинно-электронных генерирующих

систем для малой энергетики и автономных объектов. Автореферат дис.-и на соиск. уч.ст. к. т. н. – М: НИУ “МЭИ”, 2013. – 20 с.

11. *Мыцык Г. С.* О структурировании процедуры проектирования новой техники и о контроле результатов проектирования на адекватность. – Практическая силовая электроника, 2013, № 4 (52), С. 12–16.

12. Патент РФ на полезную модель № 156362, МПК: Н02М 7/797. Обратимый преобразователь / Авторы: А. В. Бериллов, Д. В. Горякин, Г. С. Мыцык. Оpubл. 10.11.2015, Бюл. № 31.

13. *Мыцык Г. С., Хлаинг Мин У.* Параметрические взаимосвязи в однофазном малоискажающем выпрямителе на базе однофазного инвертора напряжения. – Электричество, 2015, № 9, С. 48–55.

14. *Копылов И. П.* Математическое моделирование электрических машин. – М.: Высшая школа, 2001. – 250 с.

15. *Постников И. М., Новиков А. В., Прокофьев Ю. А.* и др. Теория и методы расчета асинхронных турбогенераторов. – Киев: Наукова думка, 1977.

16. *Хлаинг Мин У.* Создание информационно-методического обеспечения для системного проектирования преобразующих электронных, трансформаторно-электронных и генерирующих машинно-электронных систем электротехнических комплексов автономных объектов. Автореферат дис.-и на соиск. уч. ст. д. т. н. – М.: НИУ “МЭИ”, 2017. – 40 с.

Мыцык Геннадий Сергеевич, д. т. н., профессор кафедры “Электротехнические комплексы автономных объектов и электрический транспорт – ЭКАО и ЭТ” НИУ “МЭИ”, тел.: +7(916)957-39-73, e-mail: mytsykgs@rambler.ru;

Горякин Дмитрий Васильевич, к. т. н., главный специалист ФГУП “НТЦ «Атлас”, г. Москва.

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

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

Для публикации статьи необходимо предоставить

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

Статья должна содержать

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

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

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

Требования к оформлению статей

- ☞ Поля: верхнее, нижнее – по 2 см; левое – 3 см, правое – 1,5 см;
- ☞ Шрифт: *Times New Roman*, размер: 10;
- ☞ Текст без расстановки переносов в словах;
- ☞ Межстрочный интервал: одинарный;
- ☞ Отступ первой строки: 0,5 см;
- ☞ Выравнивание текста: по ширине;
- ☞ Исполнение формул: редактор формул *Microsoft Equation* или *MathType* (стиль математический). **Обозначения в тексте, по возможности, не делать в редакторе формул;**
- ☞ Шрифт обозначений устройств (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