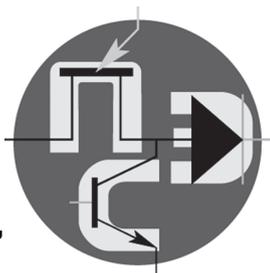


Периодический научно-технический журнал

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



Практическая Силовая Электроника

ISSN 1996-7888

№ 2 (74)/2019

Главный редактор

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

Заместитель главного редактора

В. В. Крючков, к. т. н., доцент кафедры 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, главный научный сотрудник 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 — Общество с ограниченной ответственностью “ММП-Ирбис”

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

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

Подписано в печать 03.06.2019. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

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

Подписной индекс в каталоге Роспечати: **33154**

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

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

Содержание

Д. А. Сорокин, С. И. Вольский

Математическая модель трехфазного преобразователя переменного тока с двухполярной несбалансированной нагрузкой 2

Г. А. Белов, К. И. Петров, Ю. М. Семенов

Схема управления полумостовым резонансным преобразователем постоянного напряжения типа LLC 8

А. А. Малышев

Повышение срока службы маломощных AC/DC импульсных источников питания 14

Н. А. Кушнерев, М. В. Родин

О переходных процессах в системах электропитания радиолокационных АФАР 21

Г. В. Рошупкин, Д. А. Шевцов, М. А. Новиков

Анализ энергоэффективности корректоров коэффициента мощности в автономных системах питания с широким диапазоном входного напряжения 26

А. О. Гирин, В. В. Крючков

Разработка и моделирование прецизионного преобразователя постоянного напряжения 34

Д. А. Шевцов, С. В. Аверин, Е. В. Машуков,

Г. М. Ульященко

Транзисторные импульсные регуляторы коллекторных электродвигателей постоянного тока 40

Г. С. Мыцык, Мье Мин Тант

Об использовании асинхронной машины с короткозамкнутым ротором при синтезе генерирующих электротехнических комплексов 46

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

Д. А. Сорокин, С. И. Вольский

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТРЕХФАЗНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С ДВУХПОЛЯРНОЙ НЕСБАЛАНСИРОВАННОЙ НАГРУЗКОЙ

D. A. Sorokin,
S. I. Volskiy

Рассмотрена силовая схема трехфазного преобразователя переменного тока, которая формирует стабилизированное двухполярное выходное напряжение постоянного тока. Описаны математическая модель силовой схемы данного устройства, блок схема и принцип действия системы управления с учетом возможности функционирования с двухполярной несбалансированной нагрузкой. При этом в качестве такой нагрузки может быть применен трехуровневый инвертор напряжения переменного тока. Приведены результаты компьютерного моделирования прототипа рассматриваемого устройства с выходными напряжениями ± 370 В постоянного тока и с суммарной выходной мощностью 70 кВт. Данная статья представляет интерес для разработчиков силовых преобразовательных устройств, содержащих входной трехфазный корректор мощности и выходной трехуровневый инвертор напряжения.

Ключевые слова: преобразователь переменного тока в постоянный, трехфазный корректор мощности, трехуровневый инвертор напряжения, математическая модель, блок схема системы управления

Mathematical Model of the Three-phase AC Power Converter with Bipolar Unbalanced Load

The article considers the structure of a three-phase AC converter, which forms stabilized bipolar DC output voltage. It describes mathematical model of the power stage of this unit, block diagram and operation principle of the control circuit with account for the possibility of operation with bipolar unbalanced load. A three-level AC voltage inverter herewith may be employed as such load. The article presents computer simulation results of the prototype of the unit being considered with output voltages of ± 370 V and total output power of 70 kW. The presented article may be interesting to the developers of power converters with the three-phase power factor corrector at the input and a three-level voltage inverter at the output.

Keywords: three-phase AC to DC converter, three-phase power factor corrector, three-level inverter, mathematical model, control system.

В настоящее время трехфазные преобразователи переменного тока, обеспечивающие снижение эмиссии высших гармонических составляющих тока в питающую сеть, имеют повышенный интерес у заказчиков силовой электронной техники. К таким силовым преобразователям следует отнести трехфазные корректоры мощности повышающего типа (ТКМ).

Существует большое количество разнообразных силовых схем ТКМ [1–7], которые посредством алгоритма переключения силовых полупроводниковых приборов обеспечивают пропорциональность и синфазность входных фазных токов с входными фазными напряжениями, и тем самым имеют хорошую электромагнитную совместимость с питающей сетью при относительно низкой массе и габаритах устройства. При этом в случае совместного функционирования ТКМ с трехуровневым инвертором напряжения очевидно предпочтение должно быть отдано трехфазным силовым схемам с двухполярным выходным напряжением.

На рис. 1 представлена силовая схема ТКМ, позволяющая формировать два выходных напряжения постоянного тока, необходимых для функционирования трехуровневого инвертора напряжения. На схеме (рис. 1) С1 и С2 – выходные конденсаторы, образующие среднюю точку; E_a, E_b, E_c – источники входного фазного напряжения u_a, u_b, u_c ; L1 ... L6 – входные

силовые реакторы; R1 и R2 – двухполярная нагрузка; VD1 ... VD12 – силовые диоды; VT1 ... VT6 – силовые транзисторы.

Следует заметить, что на практике любой трехуровневый инвертор напряжения может иметь несимметричную нагрузку, которая в конечном итоге будет

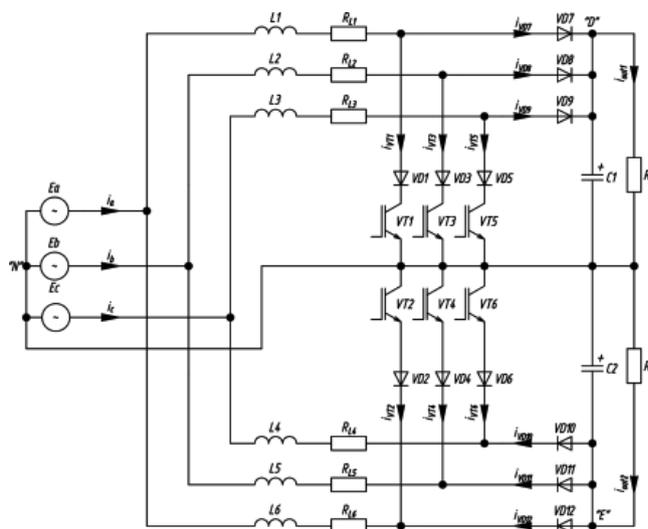


Рис. 1

представлять для ТКМ несбалансированную двухполярную нагрузку. В связи с этим возникает задача стабилизации выходного двухполярного напряжения рассматриваемого ТКМ при несбалансированной двухполярной нагрузке.

Математическая модель электрических процессов силовой схемы при несбалансированной двухполярной нагрузке

При разработке математической модели электрических процессов предложенного ТКМ при несбалансированной двухполярной нагрузке были приняты следующие допущения:

– силовые транзисторы VT1...VT6 и силовые диоды VD1...VD12 являются идеальными полупроводниковыми приборами;

– входные силовые реакторы имеют одинаковые индуктивности, т. е. $L_1 = \dots = L_6 = L$, и одинаковые сопротивления обмоток, т. е. $R_{L1} = \dots = R_{L6} = R_L$.

С учетом принятых допущений электрические процессы в предложенной силовой схеме были описаны следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + R_L i_a + F_a \left\{ u_{C1} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_a) \right] + u_{C2} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_a) \right] \right\} = u_a; \\ L \frac{di_b}{dt} + R_L i_b + F_b \left\{ u_{C1} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_b) \right] + u_{C2} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_b) \right] \right\} = u_b; \\ L \frac{di_c}{dt} + R_L i_c + F_c \left\{ u_{C1} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_c) \right] + u_{C2} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_c) \right] \right\} = u_c; \\ i_a F_a + i_b F_b + i_c F_c - C \frac{du_{DC}}{dt} - \frac{R_1 + R_2}{2R_1 R_2} (u_{DC} + \Delta u_{DC}) = 0; \\ i_a D_a + i_b D_b + i_c D_c - C \frac{du_{DC}}{dt} - \frac{R_2 - R_1}{2R_1 R_2} u_{DC} - \Delta u_{DC} \frac{R_1 + R_2}{2R_1 R_2} = 0; \end{cases} \quad (1)$$

где i_a, i_b, i_c – мгновенные значения входных токов, которые протекают через входные источники E_a, E_b, E_c соответственно;

переключающая функция фазы A :

$$F_a = 1 - d_{VT1} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_a) \right] - d_{VT2} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_a) \right];$$

переключающая функция фазы B :

$$F_b = 1 - d_{VT3} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_b) \right] - d_{VT4} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_b) \right];$$

переключающая функция фазы C :

$$F_c = 1 - d_{VT5} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_c) \right] - d_{VT6} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_c) \right];$$

$u_{DC} = u_{C1} + u_{C2}$ – текущее выходное суммарное напряжение силовой схемы;

$\Delta u_{DC} = u_{C1} - u_{C2}$ – текущая разница между напряжениями выходных конденсаторов C1 и C2;

$D_a = 1 - F_a \operatorname{sgn}(i_a)$ – дополнительная переключающая функция фазы A ;

$D_b = 1 - F_b \operatorname{sgn}(i_b)$ – дополнительная переключающая функция фазы B ;

$D_c = 1 - F_c \operatorname{sgn}(i_c)$ – дополнительная переключающая функция фазы C .

При этом переключающие функции силовых транзисторов VT1 ... VT6 выглядят следующим образом ($n = 1, 2, \dots, 6$):

$$d_{VT_n} = \begin{cases} 0, \rightarrow VT_n - \text{закрит}, \\ 1, \rightarrow VT_n - \text{открит}. \end{cases}$$

Полученная система уравнений (1) позволяет исследовать электрические процессы в ТКМ с несбалансированной двухполярной нагрузкой посредством применения классических программных пакетов (*MathCAD, MATLAB, Mathematica, Maple, Derive* и т. п.).

Математическая модель системы управления при несбалансированной нагрузке устройства

В основу управления рассматриваемого ТКМ мы положили расчет входной установленной мощности p^* и контроль над активной мощностью p , при которых текущее значение реактивной мощности (q) питающей сети и разница между напряжениями Δu_{DC} на выходных конденсаторах C1 и C2 стремятся к нулю.

С этой целью посредством векторного преобразования Парка-Горева мы преобразовали систему уравнений (1) к следующему виду:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + R_L i_d + L \omega i_q + \frac{1}{2} u_{DC} d_d = u_d; \\ L \frac{di_q}{dt} + R_L i_q + L \omega i_d + \frac{1}{2} u_{DC} d_a = u_q; \\ \frac{3}{2} (i_d + i_q) - C \frac{du_{DC}}{dt} - u_{DC} \frac{R_2 + R_1}{2R_1 R_2} - \Delta u_{DC} \frac{R_2 - R_1}{2R_1 R_2}; \\ \frac{2}{\pi} i_d d_0 - C \frac{d\Delta u_{DC}}{dt} - u_{DC} \frac{R_2 - R_1}{2R_1 R_2} - \Delta u_{DC} \frac{R_2 + R_1}{2R_1 R_2}; \end{cases} \quad (2)$$

где i_d и i_q – проекции изображающего вектора фазного тока источника питания на оси d и q вращающейся системы координат;

u_d и u_q – проекции изображающего вектора напряжения источника питания на оси d и q вращающейся системы координат;

d_d, d_q и d_0 – переключающие функции в $d, q, 0$ координатах.

При этом:

$$i_d = \frac{2}{3} \left[i_a \cos(\omega t) + i_b \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right]; \quad (3)$$

$$i_q = \frac{2}{3} \left[i_a \sin(\omega t) + i_b \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right]; \quad (4)$$

$$u_d = \frac{2}{3} \left[u_a \cos(\omega t) + u_b \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + u_c \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right]; \quad (5)$$

$$u_q = \frac{2}{3} \left[u_a \sin(\omega t) + u_b \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + u_c \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right]; \quad (6)$$

где $\omega = 2\pi f$ – угловая частота входного напряжения питающей сети;

f – частота входного напряжения питающей сети.

С учетом решения целевой задачи управления, при которой ТКМ должен иметь минимальное значение реактивной мощности $q = 1,5u_d i_q$ и минимальную разницу напряжений на выходных конденсаторах С1 и С2, получено выражение для расчета входной установленной активной мощности:

$$p^* = \frac{3u_d^2}{4R_L} - \sqrt{\left(\frac{3u_d^2}{4R_L}\right)^2 - \frac{3u_d^2}{8R_L} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}\right) u_{DC}^{*2}}, \quad (8)$$

где u_{DC}^* – заданное значение суммарного выходного напряжения.

Полученное выражение (7) при заданном значении выходного напряжения u_{DC}^* и текущих значениях u_d , R1 и R2 определяет такую входную установленную активную мощность p^* рассматриваемого ТКМ, при которой входная реактивная мощность q питающей сети и разница Δu_{DC} между напряжениями выходных конденсаторов (С1 и С2) принимают минимальные значения.

При этом переключающие функции в $d, q, 0$ координатах определяют из следующей системы выражений:

$$\begin{cases} d_d = \frac{2}{u_d u_{DC}} \left[u_d^2 + r_{a1} p_e - \frac{2}{3} (R_L p^* + L \omega q) \right]; \\ d_q = \frac{2}{u_d u_{DC}} \left(q r_{a2} - \frac{2}{3} L \omega p \right); \\ d_0 = \frac{2}{3} \left(u_d - \frac{i_{2out} - i_{1out}}{2} - r_{a4} \Delta u_{DC} \right), \end{cases} \quad (8)$$

где r_{a1}, r_{a2}, r_{a4} – коэффициенты ошибки; i_{out1} и i_{out2} – текущие значения токов, протекающих через нагрузки R1 и R2 соответственно.

Блок схема системы управления

Основной задачей предлагаемой системы управления ТКМ является формирование таких управляющих ШИМ сигналов силовых транзисторов VT1 ... VT6, под действием которых текущая активная мощность p , потребляемая из сети трехфазного переменного тока, будет минимально отличаться от расчетной установленной активной мощности p^* , т. е. сигнал ошибки ре активной мощности должен стремиться к нулю:

$$p_e = (p - p^*) \rightarrow 0. \quad (9)$$

Для решения поставленной задачи разработана блок схема системы управления ТКМ, которая представлена на рис. 2, где AU1 ... AU3 – датчики входных фазных напряжений u_a, u_b и u_c ; AI1...AI3 – датчики входных фазных токов i_a, i_b и i_c ; AU4 и AU5 – датчики выходного напряжений u_{C1} и u_{C2} на конденсаторах С1 и С2; AI4 и AI5 – датчик токов, протекающих через нагрузки R1 и R2; A1 и A2 – блоки прямого векторного

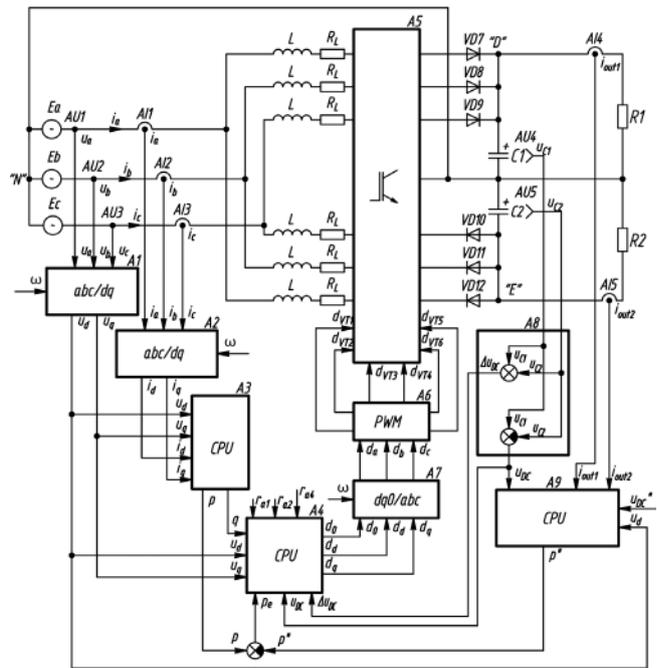


Рис. 2

преобразования Парка-Горева; A3 – блок вычисления мгновенного значения активной p и реактивной q мощности питающей сети; A4 – блок вычисления переключающих функций d_d, d_q, d_0 ; A5 – часть схемы, содержащая силовые транзисторы VT1...VT6 и диоды VD1 ... VD6; A6 – блок формирования ШИМ; A7 – блок обратного векторного преобразования Парка-Горева; A8 – блок вычисления напряжений u_{DC} и Δu_{DC} ; A9 – блок вычисления установленной активной мощности p^* .

Разработанная система управления работает следующим образом.

На входные клеммы ТКМ поступает трехфазное напряжение питающей сети, которое измеряют датчики напряжения AU1...AU3. Из выходных сигналов указанных датчиков напряжения с использованием прямого векторного преобразования Парка-Горева блок A1 формирует сигналы входных напряжений в d и q координатах. Аналогично из выходных сигналов датчиков входных фазных токов AI1...AI3 блок A2 формирует сигналы входных токов в d и q координатах. При этом на блоки A2 и A3 подают сигнал, соответствующий угловой частоте $\omega = 2\pi f$ входного напряжения питающей сети.

Затем в блоке A3 происходит расчет мгновенных текущих значений активной p и реактивной q мощности, потребляемых из питающей сети, посредством следующих выражений:

$$p = 1,5i_d u_d; \quad (10)$$

$$q = 1,5i_q u_q; \quad (11)$$

На выходе ТКМ установлены датчики выходных напряжений AU4 и AU5, которые производят измерение текущих мгновенных значений напряжений u_{C1} и u_{C2}

на выходных конденсаторах С1 и С2 соответственно. Полученные сигналы поступают в блок А8, который производит вычисление текущих напряжений u_{DC} и Δu_{DC} согласно выражениям:

$$u_{DC} = u_{C1} + u_{C2}; \quad (12)$$

$$\Delta u_{DC} = u_{C1} - u_{C2}. \quad (13)$$

Также на выходе ТКМ установлены датчики выходных токов А14 и А15, которые производят измерение текущих мгновенных значений токов нагрузок i_{1out} и i_{2out} соответственно. Блок А9 посредством полученных переменных u_d в блоке А1 и u_{DC} в блоке А8, выходных переменных i_{1out} и i_{2out} датчиков токов А14 и А15, а также заданного значения u_{DC}^* выходного напряжения определяет текущее значение установленной активной мощности p^* из выражения:

$$p^* = \frac{3u_d^2}{4R_L} - \sqrt{\left(\frac{3u_d^2}{4R_L}\right)^2 - \frac{3u_d^2}{8R_L}(i_{1out} + i_{2out})u_{DC}^*}. \quad (14)$$

Затем рассчитывают сигнал ошибки p_e активной мощности посредством выражения (9).

Вычислительный блок А4 с использованием полученных переменных реактивной мощности q , входных напряжений u_d и u_q в d и q координатах, напряжений u_{DC} и Δu_{DC} , сигнала ошибки p_e активной мощности и заданных значений коэффициентов ошибки r_{a1} , r_{a2} , r_{a4} определяет из выражения (8) переключающие функции в d , q , 0 координатах, а блок А7 производит обратное векторное преобразование Парка-Горева и формирует переменные d_a , d_b и d_c в фазных координатах. При этом полученные переменные связаны с переключающими функциями транзисторов VT1...VT6 следующими выражениями:

$$d_{VT1} = d_a \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_a) \right]; \quad (15)$$

$$d_{VT2} = d_a \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_a) \right]; \quad (16)$$

$$d_{VT3} = d_b \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_b) \right]; \quad (17)$$

$$d_{VT4} = d_b \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_b) \right]; \quad (18)$$

$$d_{VT5} = d_c \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_c) \right]; \quad (19)$$

$$d_{VT6} = d_c \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_c) \right]; \quad (20)$$

С учетом выражений (15) ... (20) блоком А6 осуществляется формирование ШИМ управляющих сигналов силовых транзисторов VT1...VT6 блока А5.

Таким образом, если текущее значение активной мощности p начинает отклоняться от расчетного значения установленной активной мощности p^* , то происходит изменение сигнала ошибки p_e . В результате чего блок А4 формирует воздействие на блок А5 в сторону того, чтобы составляющая p_e принимала значение близкое к нулю. Данный фактор позволяет разработанной системе управления ТКМ формировать такие ШИМ-сигналы управления силовых транзисторов VT1 ... VT6, которые обеспечивают мгновенное значение q реактивной мощности питающей сети и разницу Δu_{DC} между текущими напряжениями выходных конденсаторов С1 и С2 близкими к нулевым значениям.

Результаты компьютерного моделирования

С целью оценки достоверности предложенного математического описания электрических процессов и работоспособности блок схемы системы управления в среде визуального моделирования *MATLAB Simulink* была разработана имитационная компьютерная модель рассматриваемого ТКМ. Были исследованы и проанализированы электрические установившиеся и динамические процессы, включая зависимости выходного двухполярного напряжения и гармонического состава входного тока от величины нагрузки устройства. Для снижения времени компьютерного расчета, в частности определения гармонического состава входного тока ТКМ, был использован программный пакет *MathCAD*.

Исследования проводились при входном трехфазном напряжении 400 В, 50 Гц, стабилизации двухполярного выходного напряжения на уровне ± 370 В, а также при плавном и дискретном изменении суммарной нагрузки до 70 кВт. При этом разницу между двухполярными нагрузками варьировали до 25% от номинального значения, величину емкости выходных конденсаторов С1 и С2 – в диапазоне от 1 до 10 мФ, а значение индуктивности входных реакторов L1 ... L6 меняли от 1 до 10 мГн.

В качестве примера на рис. 3 приведены результаты компьютерного моделирования входного напряжения и тока питающей сети при выходной мощности ТКМ на уровне 70 кВт.

Как видно из представленных кривых предложенный алгоритм управления ТКМ обеспечивает синусоидальность тока потребления из питающей сети и синфазность входного фазного тока устройства с входным фазным напряжением. При этом доля потребляемой реактивной мощности q (рис. 4) от активной мощности p составляет не более пяти процентов, а разница напряжений Δu_{DC} (Δu_{DC} , рис. 4) на конденсаторах С1 и С2 составляет не более одного процента от выходного напряжения ТКМ при несбалансированности двухполярной нагрузки на уровне до 25%.

Комплексный анализ электрических процессов посредством компьютерного моделирования показал, что суммарный коэффициент гармонических составляющих входного тока потребляемого из питающей

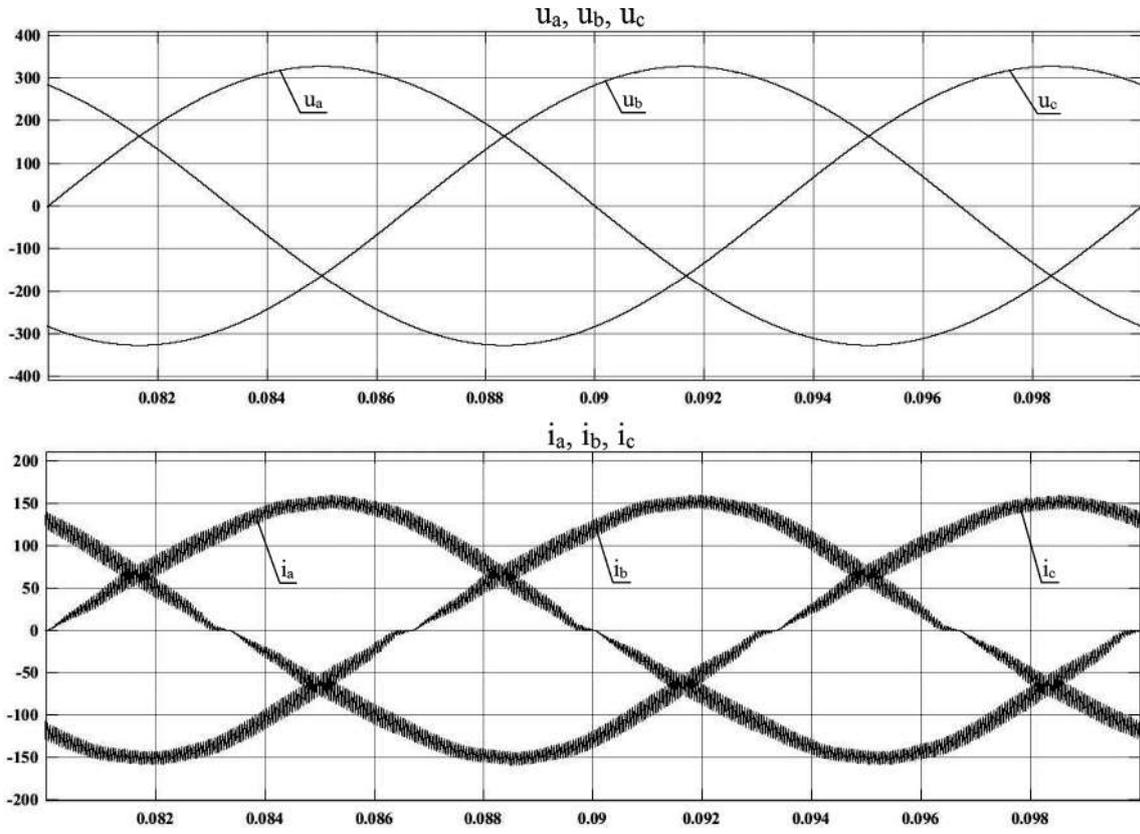


Рис. 3

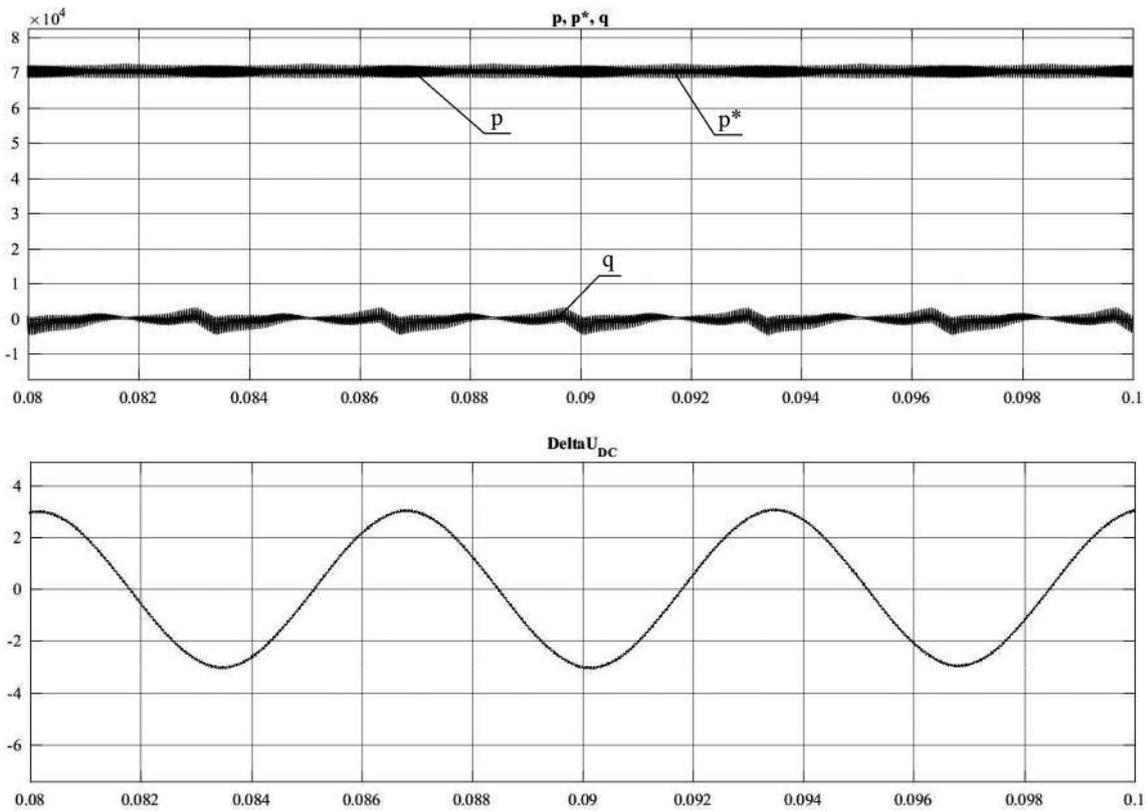


Рис. 4

сети не превышает 5 % при стабилизации выходного напряжения на уровне 1 % от номинального значения. В случае резкого повышения или снижения нагрузки система управления в течение одного периода обеспечивает переход ТКМ в установившийся режим работы с заданными параметрами.

Таким образом проведенное компьютерное моделирование подтвердило правильность полученного математического описания электрических процессов в ТКМ и работоспособность разработанной блок-схемы системы управления.

Заключение

Разработанная математическая модель электрических процессов в представленной силовой схеме ТКМ позволяет учитывать наличие несбалансированной нагрузки устройства, что может иметь место при совместной работе устройства с трехуровневым инвертором напряжения. На базе полученной математической модели разработана блок-схема системы управления ТКМ, которая отслеживает разницу между текущей активной мощностью, потребляемой из питающей сети, и расчетной установленной активной мощностью, что обеспечивает при наличии несбалансированной двухполярной нагрузки:

- синхронизацию входных фазных токов с фазными напряжениями питающей сети;
- стабилизацию выходного напряжения на уровне заданного значения;
- минимальную разницу между выходными двухполярными напряжениями.

Результаты компьютерного моделирования подтвердили достоверность разработанного математического описания электрических процессов ТКМ и работоспособность предложенной блок-схемы системы управления. В частности, при 25% разнице в нагрузках выходного напряжения суммарный коэффициент гармонических составляющих входного тока не превышает 5%, а разница между напряжениями выходных конденсаторов С1 и С2 составляет не более 2%. При этом предложенный алгоритм управления позволяет поддерживать выходное напряжение ТКМ на уровне 1% от номинального значения.

Помимо этого, разработанная блок-схема системы управления на базе предложенного математического описания электрических процессов в ТКМ дает возможность посредством компьютерного моделирования определять рациональное соотношение параметров входных силовых реакторов L1 ... L6 и выходных конденсаторов С1 и С2 при требуемом ограничении по

уровню суммарного коэффициента гармонических составляющих входного тока, заданной точности поддержания выходного двухполярного напряжения и требуемой допустимой разницы между напряжениями выходных конденсаторов С1 и С2.

Полученные теоретические и компьютерные результаты представляют интерес для разработчиков как стационарных, так и бортовых силовых преобразователей, которые проектируют устройства, содержащие входной трехфазный корректор мощности и выходной трехуровневый инвертор напряжения.

Литература

1. Сорокин Д. А., Вольский С. И. Сопоставительный анализ схемотехнических решений трехфазных преобразователей АС/DC. – Электроника и электрооборудование транспорта. – 2018, № 5, С. 10–15.
2. Мелешин В. И., Овчинников Д. А. Управление транзисторными преобразователями энергии. – М.: Техносфера, 2011. – 411 с.
3. Kolar J. W., Friedli T. The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems. – IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, Vol. 28 No. 1, pp. 176–198.
4. Souza A. F., Pereira D. C., Tofoli F. L. Comparison of Control Techniques Used in Power Factor Correction Rectifiers. – IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronic Conference (COBEP/SPEC 2015), Fortaleza, 2015, pp. 1–6.
5. Nitkin D., Dyakin S., Skorokhod Y., Volskiy S. Double-Loop Controlled Grid-Connected Inverter – PCIM Europe Conference Proceedings, Nuremberg, 2017, pp. 1654–1659.
6. Huber L. Performance Comparison of Three-Step and Six-Step PWM in Average-Current-Controlled Three-Phase Six-Switch Boost PFC Rectifier. – IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, vol.31, pp. 7264–7272.
7. Дмитриев Б. Ф., Галушин С. Я. Топологии корректоров коэффициента мощности в автономных системах электропитания. – Морской вестник, 2013, № 1(10), С. 37–40.

Сорокин Дмитрий Александрович, инженер-конструктор на предприятии ООО «Трансконвертер», тел.: +7(964) 790-30-02, e-mail: sorokin@transconverter.ru;

Вольский Сергей Иосифович, д. т. н., генеральный директор ООО «Трансконвертер», профессор кафедры «Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы» Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(963) 675-51-17, e-mail: volskiy-s@yandex.ru.

Г. А. Белов, К. И. Петров, Ю. М. Семенов

СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПОЛУМОСТОВЫМ РЕЗОНАНСНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ТИПА LLC

G. A. Belov, K. I. Petrov,
Y. M. Semyonov

Control scheme for the LLC type half-bridge resonant DC-DC voltage converter

Дано описание построения и функционирования полумостовой схемы резонансного LLC преобразователя с замкнутой системой управления на базе микросхемы UCC25600. Подробно рассмотрен расчет дополнительной схемы косвенного измерения амплитуды тока в силовой резонансной LC-цепи, используемой для защиты силовой части от перегрузок по току.

Ключевые слова: резонансный преобразователь постоянного напряжения, схема управления на микросхеме, узлы замкнутой системы управления, измерение тока в силовой LC-цепи.

The article presents the description and functioning of the LLC type half-bridge resonant converter structure with closed control system based on UCC25600 microchip. The design of an additional circuit for indirect measuring of current amplitude in the resonant LLC circuit, used for protecting the power stage from overcurrents was considered in detail.

Key words: resonant DC-DC voltage converter, microchip based control scheme, closed loop control system nodes, current measurement in a power LC-circuit.

Резонансные LLC преобразователи постоянного напряжения (ППН) отличаются возможностью получения высокого КПД, малых габаритов и массы при сравнительно высоких рабочих частотах. Анализ статических характеристик подобных преобразователей методом основной гармоники представлен в работах [1–3]. В предлагаемой статье рассматривается замкнутая система управления резонансным ППН типа LLC, реализованная на восьмивыводной микросхеме UCC25600 [4].

Высокоэффективная микросхема UCC25600 предназначена для управления резонансными преобразователями, особенно для полумостового резонансного преобразователя типа LLC. Эта микросхема с высокой степенью интеграции реализует частотное регулирование и размещается в восьмивыводном корпусе. Использование микросхемы UCC25600 может значительно упростить конструкцию системы регулирования и ускорить поступление ППН на рынок по цене ниже, чем при использовании конкурирующих с ней шестнадцативыводных микросхем.

Микросхему рекомендуются применять в источниках питания мощностью от 100 Вт до 1 кВт для жидкокристаллических и плазменных телевизоров, адаптеров, компьютеров, домашних аудиосистем, электронных балластов для зажигания газоразрядных ламп. Диапазон рабочих температур кристалла $-40^{\circ}\text{C} \dots +125^{\circ}\text{C}$. Температура припоя в течение 10 секунд 260°C . Максимальное напряжение питания $(V_{CC})_{\text{max}} = 22 \text{ В}$.

Внутренний задающий генератор обеспечивает частоты переключений от 40 до 350 кГц. В нем реализуется ограничение минимальной частоты переключений с 4% допуском (3% точность в диапазоне температур $-20^{\circ}\text{C} \dots 105^{\circ}\text{C}$), позволяя конструктору избежать за-

пасов при проектировании силовой части и, таким образом, еще более сократить общую стоимость ППН. Программируемое мертвое время позволяет реализовать переключение силовых транзисторов при нулевом значении напряжения (ПНН) с минимальным током намагничивания. Это повышает КПД ППН при разнообразных применениях. Программируемый таймер плавного пуска повышает гибкость конструкции при различных применениях полумостовой схемы инвертора. При соединении внутреннего драйвера с вытекающим током 0,4 А и с втекающим током 0,8 А с внешним промежуточным трансформатором обеспечивается низкая цена и высокая надежность.

Микросхема UCC25600 обеспечивает все необходимые функции защиты системы, включая защиты от перегрузок по току преобразователя, от понижения напряжения питания микросхемы (UVLO) и его чрезмерного повышения, а также от перегрева кристалла микросхемы.

Схема LLC-преобразователя с замкнутой системой управления на базе микросхемы UCC25600 представлена на рис. 1. Силовая часть выполнена на транзисторах VT1, VT2 с последовательной резонансной LC-цепью, силовом трансформаторе и диодном выпрямителе, выполненном по схеме с нулевым выводом, со сглаживающим фильтром, начинающимся с конденсатора. Схема управления содержит усилитель ошибки (УО), собранный на микросхеме TL421 и являющийся в замкнутой системе последовательным корректирующим устройством с передаточной функцией ПИ-регулятора; транзисторный оптрон в цепи главной обратной связи по выходному напряжению ППН; микросхему UCC25600, выполняющую ряд функций, а также схему измерения амплитуды импульсов тока в последовательной LC-цепи [4].

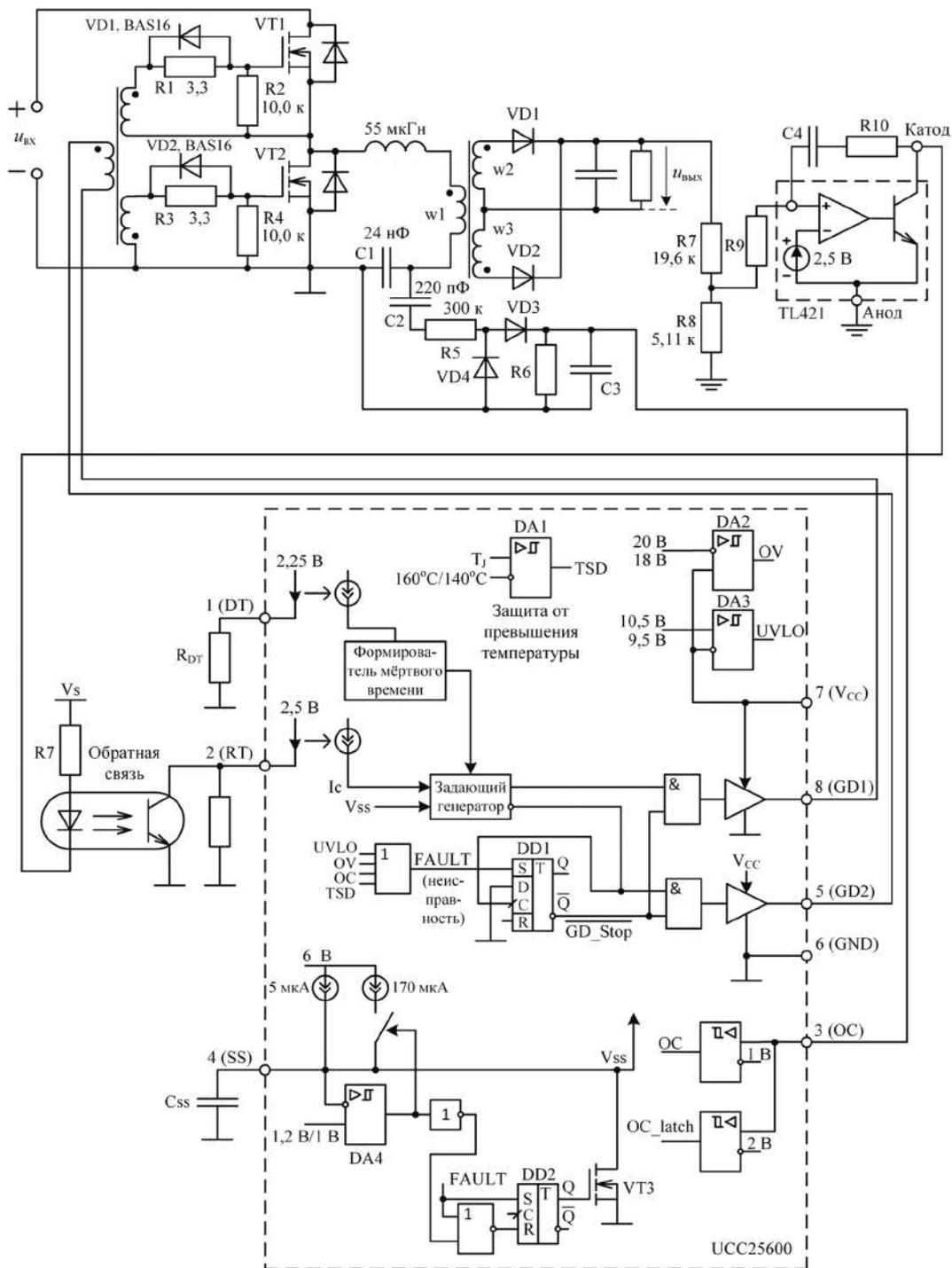


Рис. 1. Схема LLC преобразователя с управлением на базе микросхемы UCC25600

Применение микросхемы TL421, отличающейся сравнительно низкой полосой пропускания, в контуре регулирования выходного напряжения ППН возможно, поскольку этот контур имеет сравнительно низкое быстродействие.

Назначение выводов микросхемы UCC25600 представлено в табл. 1.

Плавный пуск

Во время запуска и восстановления после сбоев всегда выполняется плавный пуск, чтобы предотвратить перегрузку по току резонансного контура и обеспечить режим ПНН (*ZVS*). В ходе плавного пуска частота переключений увеличивается. Длительность плавного пуска может быть запрограммирована при помощи конденсатора, включенного между выводом 4 (SS) и землей 6 (GND).

Вывод 4 (SS) плавного пуска также служит в качестве вывода управления включением и выключением преобразователя. При быстром уменьшении напряжения на выводе SS до уровня ниже 1 В микросхема блокируется. Запирание микросхемы возможно также при появлении сигнала FAULT (неисправность) или с помощью транзистора VT3, шунтирующего вывод 4. Когда снижение напряжения на выводе SS прекращается, напряжение на нем увеличивается из-за внутреннего зарядного тока. Как только напряжение на выводе 4 (SS) становится больше 1,2 В, микросхема начинает вырабатывать сигнал драйверов затворов и переходит в режим плавного пуска. Временная последовательность плавного пуска показана на рис. 2.

Чтобы предотвратить чрезмерно длительную задержку между командой включения и появлением сигнала драйвера затвора силового транзистора, предусмотрены два разных уровня тока на выводе 4 (SS). Когда напряжение на выводе 4 (SS) становится меньше 1,2 В, компаратор DA4 срабатывает и ключ

подключает к выводу 4 (SS) источник тока 170 мкА. Достаточно большой ток значением 175 мкА (вместе с источником тока 5 мкА) может заряжать конденсатор на выводе плавного пуска до 1,2 В за короткий промежуток времени и уменьшать время задержки. Это время задержки (время заряда конденсатора от 0 до 1,2 В) может быть рассчитано по следующей формуле:

$$t_{SS_delay} = \frac{U_{4(SS)} C_{SS}}{I_{4(SS)}}, \quad (1)$$

где $U_{4(SS)}$ – напряжение на выводе 4 (SS), до которого заряжается конденсатор C_{SS} , $U_{4(SS)} = 1,2$ В; $I_{4(SS)}$ – ток на выводе 4 (SS), например, $I_{4(SS)} = 175$ мкА или 5 мкА.

Когда напряжение $U_{4(SS)}$ возрастает до 1,2 В, компаратор DA4 переключается, разрывая ключ, подключивший к выводу 4 (SS) источник тока 170 мкА. Ток

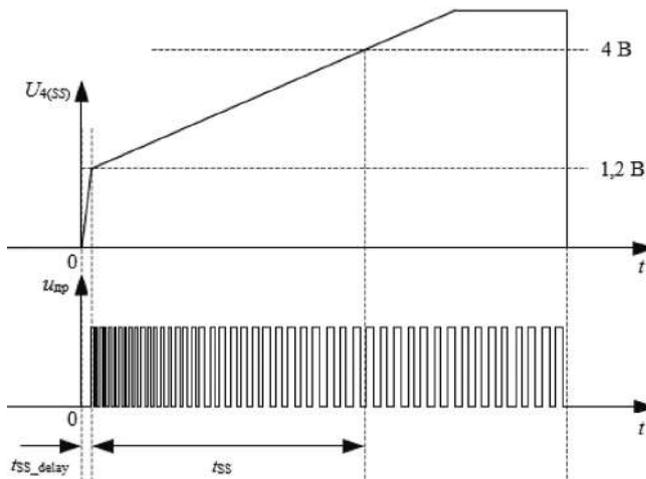


Рис. 2. Последовательность плавного пуска ($U_{др}$ – напряжение на драйвере затвора силового транзистора)

Таблица 1. Назначение выводов микросхемы

Вывод		Вход/выход	Описание
Название	№		
DT	1	Вход	Этот вывод задает мертвое время для управляющих импульсов для верхнего и нижнего транзисторов резонансного инвертора. Между этим выводом и землей включается резистор. Ток, создаваемый в этом резисторе внутренним опорным напряжением 2,25 В, определяет мертвое время. Чтобы предотвратить сквозной ток в силовых транзисторах, когда этот вывод случайно закорачивается на землю, минимальное мертвое время устанавливается равным 120 нс. При попытке установки значения менее 120 нс, автоматически будет установлено мертвое время значением 120 нс.
GD1	8	Выход	Выводы драйверов для верхнего и нижнего ключевых силовых транзисторов. Чтобы управлять полумостом, необходимо соединить первичную обмотку трансформатора драйверов затворов с этими двумя выводами
GD2	5		
GND	6	–	Земля
OC	3	Вход	Вывод цепи защиты от перегрузок силовой части по току. Когда напряжение на этом выводе, поступающее от цепи измерения амплитуды импульсов тока, превышает 1 В, значения сигналов от драйверов затворов быстро сбрасываются. После того как напряжение становится меньше 0,6 В, сигналы от драйверов затворов восстанавливаются путем плавного пуска. Когда напряжение на выводе OC превышает 2 В, микросхема запирается.
RT	2	Вход	Ток, вытекающий из этого вывода, устанавливает частоту импульсов на драйверах затворов. Коллектор транзистора оптопары соединяется с этим выводом для управления частотой переключения в целях регулирования. Резистор, включенный между этим выводом и землей, служит для установки минимального тока, вытекающего из этого вывода, и установки минимальной частоты переключений. Для ограничения максимальной частоты переключений последовательно с транзистором оптопары необходимо включить резистор. Этот резистор устанавливает максимальный ток, вытекающий из этого вывода и ограничивает максимальную частоту переключений.
SS	4	Вход	Этот вывод служит для установки времени плавного пуска системы. Его необходимо соединить через конденсатор с землей. Напряжение на этом выводе ниже 1 В блокирует микросхему, что облегчает контроль включения и выключения. Функция плавного пуска активируется после всех ошибочных состояний (сбоев), включая превышение напряжения питания, UVLO, защиту от перегрузок по току и защиту от перегрева.
VCC	7	–	Вывод для подачи напряжения питания. Его необходимо соединить с источником питания с напряжением менее 20 В. Параллельно этому выводу относительно земли подключается конденсатор емкостью 1 мкФ для подавления помех.

вывода становится равным 5 мкА. Заряд конденсатора C_{SS} резко замедляется.

Частота переключений во время плавного пуска определяется как током I_{RT} , вытекающим из вывода 2 (RT), так и напряжением на выводе 4 (SS). Частота переключений одного транзистора может быть рассчитана по следующей формуле:

$$f_s = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\frac{\tau_1 I_1}{I_{RT} + I_2 - \frac{U_{4(SS)}}{R_{gr}}} + \tau_2}, \quad (2)$$

где $\tau_1 = 6$ нс; $\tau_2 = 150$ нс; $I_1 = 1$ А; $I_2 = 1,81$ А; $R_{gr} = 2,2$ кОм – внутренние параметры задающего генератора, причем τ_1 и τ_2 подставляются в нс, I_1 – в амперах, I_{RT} и I_2 – в мА, R_{gr} – в кОм; частота f_s получается в кГц [4].

Когда напряжение $U_{4(SS)}$ становится больше 1,2 В, на выходе компаратора DA4 появляется уровень логического 0, который вызывает отключение источника тока 170 мкА от вывода 4 (SS) и резкое замедление процесса заряда конденсатора C_{SS} . Сигнал с выхода DA4, пройдя через инвертор и схему ИЛИ-НЕ, создает на входе R RS-триггера уровень $R = 0$, подготавливая RS-триггер к переключению в состояние $Q = 1$.

После достижения напряжением на выводе 4 (SS) значения 4 В, процесс плавного пуска заканчивается, а частота переключений определяется током на выводе 2 (RT). Время, необходимое для зарядки конденсатора на выводе 4 (SS) с 1,2 В до 4 В, определяется как время плавного пуска и может быть рассчитано по формуле:

$$t_{SS} = \frac{\Delta u_{4(SS)}}{I_{4(SS)}} C_{SS}, \quad (3)$$

где $\Delta u_{4(SS)} = 2,8$ В – приращение напряжения за время заряда конденсатора C_{SS} от 1,2 В до 4 В, $I_{4(SS)} = 5$ мкА.

Защита силовой части от перегрузок по току

Чтобы предотвратить повреждение силовой части в условиях избыточного тока нагрузки, микросхема UCC25600 реализует функцию защиты от перегрузки по току. Силовая часть отключается, когда напряжение на выводе 3 (OC) превышает 1 В. Как только напряжение на выводе 3 (OC) становится меньше 0,6 В, сигнал драйвера затвора восстанавливается плавным пуском. Для повышения надежности системы микросхема UCC25600 блокирует всю систему, когда напряжение на выводе 3 (OC) становится больше 2 В. Для перезагрузки микросхемы напряжение V_{CC} уменьшается до порогового напряжения срабатывания UVLO.

Ток можно косвенным образом определить через напряжение на конденсаторе резонансного контура, используя измерительную цепь, показанную на рис. 3, где L_r – индуктивность рассеяния трансформатора, L_μ – индуктивность намагничивания трансформатора, $C1$ – конденсатор резонансного контура инвертора, $C2$ – разделительный конденсатор то-

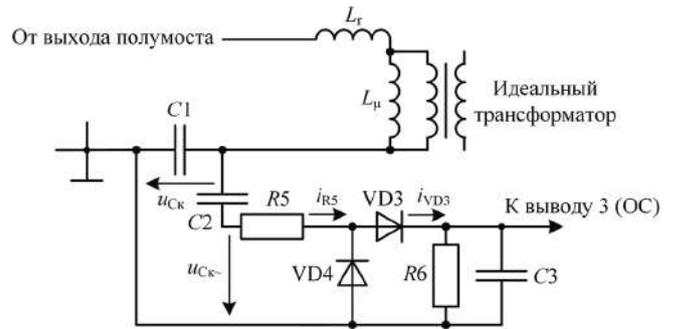


Рис. 3. Измерение тока в резонансном преобразователе типа LLC

коизмерительной цепи, $R5$ – токоограничивающий резистор.

Общая идея этого метода измерения заключается в том, что амплитуда переменной составляющей напряжения на резонансном конденсаторе примерно пропорциональна току нагрузки ППН. Конденсатор $C2$ сдвигает напряжение u_{Ck-} на значение постоянной составляющей (если она имеется), напряжение u_{Ck-} повторяет изменение переменной составляющей напряжения $u_{Ck} = u_{C1}$.

В положительный полупериод напряжения u_{Ck-} справедливо равенство

$$i_{R5} = \frac{u_{Ck-}}{R5},$$

поскольку напряжение на сглаживающем конденсаторе $u_{C3} \ll (u_{Ck-})_m$ где $(u_{Ck-})_m$ – амплитуда переменной составляющей напряжения u_{Ck} . Это же равенство справедливо в отрицательный полупериод напряжения u_{Ck-} , отрицательный ток i_{R5} замыкается через диод $VD4$, а положительный – через диод $VD3$ (рис. 4). Рассмотрим расчетные формулы, приведенные в [4].

Сопротивление резистора $R5$ рекомендуется рассчитывать по формуле

$$R5 = \frac{(U_{Ck})_m^2}{2P_{R5 \text{ доп}}} \quad (4)$$

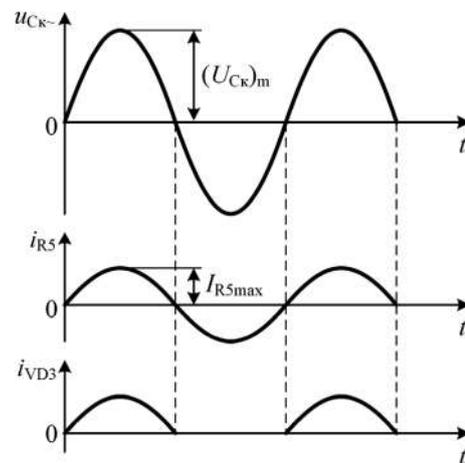


Рис. 4. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу токоизмерительной цепи

где $P_{R5 \text{ доп}}$ – допустимая мощность, рассеиваемая резистором $R5$, которой предварительно задаются. Формула (4) объясняется тем, что мощность, рассеиваемая резистором $R5$, определяется как

$$P_{R5} = \frac{1}{2} I_{R5 \text{ max}}^2 R_5.$$

Емкость разделительного конденсатора $C2$ рассчитывается так, чтобы постоянная времени $R_5 C_2$ в 10 раз превышала максимальный период переключения $1/f_{\text{min}}$

$$C_2 = \frac{10}{R_5 f_{\text{min}}}. \quad (5)$$

Ток i_{VD3} распределяется между сглаживающим конденсатором $C3$ и резистором $R6$. Через резистор $R6$ течет постоянная составляющая тока i_{VD3} , равная $I_{R6} = (I_{VD3})_{\text{max}} / \pi = (I_{R5})_{\text{max}} / \pi$. Учитывая, что $(I_{R5})_{\text{max}} = (U_{Cк})_m / R_5$, получим

$$I_{R6} = \frac{(U_{Cк})_m}{\pi R_5},$$

следовательно,

$$U_{R6} = \frac{R_6 (U_{Cк})_m}{\pi R_5} = U_{C3}, \quad (6)$$

Емкость $C3$ выбирается так, чтобы пульсации напряжения u_{C3} были малы, например,

$$C_3 = \frac{10}{R_6 f_{\text{min}}}.$$

Тогда с учетом равенства (6)

$$R_6 = \frac{\pi R_5 (U_{C3})_{\text{доп}}}{(U_{Cк})_m}, \quad (7)$$

где максимально допустимым напряжением $(U_{C3})_{\text{доп}}$ достигающим нескольких вольт, задаются, например, $(U_{C3})_{\text{доп}} = 4 \text{ В}$.

Для нахождения амплитуды напряжения на конденсаторе C_k LC-контура воспользуемся упрощенной эквивалентной схемой LLC преобразователя (рис. 5), основной особенностью которой является использование Г-образной эквивалентной схемы выходного

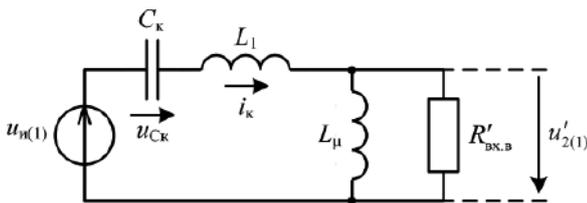


Рис. 5. Эквивалентная схема резонансного LLC преобразователя для основной гармоники; $u_{и(1)}$ – первая гармоника напряжения на выходе инвертора; $u'_{2(1)}$ – первая гармоника напряжения на вторичной обмотке трансформатора, приведенная к первичной обмотке; $R'_{вх.в}$ – входное сопротивление выходного выпрямителя для первой гармоники относительно зажимов вторичной обмотки выходного трансформатора

трансформатора без учета активного сопротивления обмоток [1, 2].

Согласно схеме на рис. 5 операторное выражение напряжения на конденсаторе C_k имеет вид

$$U_{Cк}(p) = \frac{U_{и(1)}(p)}{Z_{вх.к}(p) C_k p}, \quad (8)$$

где $Z_{вх.к}(p)$ – операторное входное сопротивление схемы относительно зажимов источника $u_{и(1)}(t)$; $U_{и(1)}(p)$ – изображение по Лапласу напряжения $u_{и(1)}(t)$.

Аналогично можем записать выражение для изображения напряжения $u'_{2(1)}$

$$\begin{aligned} U'_{2(1)}(p) &= \frac{U_{и(1)}(p) [R'_{вх.в} \parallel (L_\mu p)]}{Z_{вх.к}(p)} = \\ &= \frac{U_{и(1)}(p) R'_{вх.в} L_\mu p}{Z_{вх.к}(p) (R'_{вх.в} + L_\mu p)}. \end{aligned} \quad (9)$$

Разделив выражение (8) на (9), получим

$$U_{Cк}(p) = U'_{2(1)}(p) \frac{R'_{вх.в} + L_\mu p}{L_\mu C_k \omega^2 R'_{вх.в}}.$$

Выполнив замену $p = j\omega$ из последнего равенства получим выражения для комплексной амплитуды

$$U_{Cк}(j\omega) = -U'_{2(1)}(j\omega) \frac{R'_{вх.в} + j\omega L_\mu}{L_\mu C_k \omega^2 R'_{вх.в}}, \quad (10)$$

и ее модуля

$$(U_{Cк})_m = \frac{4U'_{2(1)}}{\pi} \frac{|R'_{вх.в} + j\omega L_\mu|}{L_\mu C_k \omega^2 R'_{вх.в}},$$

где учтено выражение

$$U'_{2(1)m} = \frac{4U'_{\text{вых}}}{\pi},$$

$U'_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} / n_{\text{тр}}$ – выходное напряжение ППН, приведенное к первичной обмотке трансформатора; $n_{\text{тр}} = w_2 / w_1$ – коэффициент трансформации трансформатора.

Из формулы (10) видно, что амплитудное значение напряжения на конденсаторе C_k обратно пропорционально емкости C_k и быстро уменьшается с ростом частоты переключений $\omega = 2\pi f$. Поскольку входное сопротивление выпрямителя для первой гармоники определяется равенством

$$R'_{вх.в} = \frac{8R}{\pi^2},$$

где R – сопротивление нагрузки ППН, значение $(U_{Cк})_m$ возрастает почти пропорционально току нагрузки ППН $I_H = U_{\text{вых}} / R$.

Преобразовав формулу (10), получаем:

$$(U_{Cк})_m = \frac{4U'_{\text{вых}}}{\pi} \frac{|j\omega_H Q + \lambda_1|}{\omega_H^2}, \quad (11)$$

где согласно [3] введены относительные параметры:

$$\omega_n = \omega \sqrt{L_1 C_k} - \text{нормированная частота переключений};$$

$$\lambda_1 = L_1 / L_\mu; \quad Q = \frac{1}{R'_{\text{вх.в}}} \sqrt{\frac{L_1}{C_k}}.$$

Теперь можно использовать выражение (11) при расчетах по формуле (7).

В [4] приведена аналогичная (11) формула, но вместо параметра λ_1 введен параметр $L_n = L_\mu / L_1 = 1 / \lambda_1$.

Микросхема UCC25600 содержит драйверы для двух затворов с выходами 8 (GD1) и 5 (GD2) с вытекающими токами 0,4 А и втекающими 0,8 А и позволяет через промежуточный трансформатор напрямую управлять силовыми транзисторами соответствующей мощности.

Для резонансного преобразователя типа LLC критически важно, чтобы сигналы драйверов затворов были строго симметричными. В противном случае работа резонансного контура будет несимметричной. Распределение тока нагрузки будет не сбалансировано для полупериодов работы выходного выпрямителя, что, в свою очередь, требует проектирование с запасом силовых транзисторов.

В микросхеме UCC25600 выходы драйверов затворов точно сбалансированы, так что рассогласование будет меньше 50 нс. Хотя сигналы драйверов затворов вполне симметричны, по-прежнему рекомендуется включение разделительного конденсатора в первичную обмотку трансформатора драйвера затворов, чтобы предотвратить насыщение при быстрых переходных процессах.

В микросхеме UCC25600 непрерывно измеряется температура кристалла. Когда температура кристалла становится выше 160°C микросхема переходит в режим защиты от перегрева, при этом напряжение на обоих драйверах затворов быстро сбрасывается. Когда температура кристалла становится меньше 140°C, драйвер затвора перезапускается с плавным пуском.

Когда напряжение питания микросхемы V_{CC} становится больше 10,5 В, микросхема включается и, после устранения всех неисправностей, драйверы затворов начинают работу с плавного пуска. Когда напряжение V_{CC} становится меньше 9,5 В, вступает в действие защита UVLO и напряжение на обоих драйверах затворов быстро сбрасывается. Когда напряжение V_{CC} превышает 20 В, микросхема переходит в режим защиты от перенапряжения V_{CC} и отключается, при этом напряжение на обоих драйверах затвора также быстро сбрасывается. После срабатывания защиты от перенапряжения V_{CC} схема восстановится с плавным пуском. Когда напряжение V_{CC} становится меньше 18 В, нормальная работа микросхемы восстанавливается.

Конкретный пример LLC преобразователя, спроектированного с применением микросхемы UCC25600, описан в фирменной документации Texas Instruments [4]. Преобразователь рассчитан на выходную мощность 300 Вт, выходное напряжение 12 В, диапазон изменения входного напряжения 375–405 В, частоту переключений 85–350 кГц и имеет КПД 91% при номинальной нагрузке; резонансная частота LC-контура составляет 130 кГц. Максимальный КПД получается при работе вблизи резонансной частоты при номинальном входном напряжении.

Чтобы предотвратить перегрузку по напряжению на выходе ППН при сбросе тока нагрузки, когда схема управления увеличивает частоту переключений, микросхема UCC25600 содержит функцию работы в режиме скачка нагрузки. Когда контур регулирования требует увеличить частоту переключений выше 350 кГц, драйверы затворов отключаются, а силовые транзисторы прекращают переключение. Когда выходное напряжение падает, контур регулирования начинает требовать уменьшить частоту переключений ниже 350 кГц, драйверы затворов восстанавливаются (включаются), а силовая часть снова начинает передавать мощность. Это позволяет регулировать выходное напряжение.

Режим скачка можно легко отключить, ограничив максимальную частоту переключений до значения менее чем 350 кГц. Таким образом, контур управления никогда не потребует частоты переключений больше 350 кГц, и работа в режиме скачка не произойдет.

Заключение

Приведенное описание, основывающееся на переработке соответствующих материалов фирмы Texas Instruments, отличается использованием принятых в России терминологии, методик изложения подобных описаний, анализа и расчета.

При выводе формул для расчета схемы измерения амплитуды тока в резонансной LC-цепи используются результаты ранее опубликованной статьи одного из авторов.

Литература

1. *Silvio De Simone*. LLC Resonant Half-Bridge Converter Design Guideline. Application Note AN2450 [Электронный ресурс]. — Режим доступа: www.st.com.
2. *Sam Abdel-Rahman*. Resonant LLC Converter: Operation and Design. Application Note AN2012-09 [Электронный ресурс]. — Режим доступа: www.infineon.com.
3. *Белов Г. А., Павлова А. А.* Анализ резонансного преобразователя постоянного напряжения типа LLC методом основной гармоники. — Практическая силовая электроника, 2018, № 1(69), С. 2–10.
4. UCC25600 8-Pin High-Performance Resonant Mode Controller [Электронный ресурс]. — Режим доступа: www.ti.com.

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

Петров Константин Игоревич, студент кафедры промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова; тел.: +7(927) 843-89-91; e-mail: marcus56@mail.ru;

Семенов Юрий Матвеевич, профессор кафедры дискретной математики и информатики Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова, доктор физико-математических наук; e-mail: yums@rambler.ru.

А. А. Малышев

ПОВЫШЕНИЕ СРОКА СЛУЖБЫ МАЛОМОЩНЫХ AC/DC ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

А. А. Malyshev

Life Span Improving of Low-Power AC/DC Switched Mode Power Supplies

В настоящее время срок службы маломощных сетевых импульсных источников питания (ИИП) определяется в основном сроком службы примененных в них оксидно-электролитических конденсаторов. В маломощных малогабаритных источниках питания эта проблема стоит особенно остро.

В статье проведен анализ современной элементной базы, позволяющей повысить срок службы данного класса ИИП. Рассмотрены схемотехнические решения, позволяющие облегчить режим работы наиболее критичных с точки зрения срока службы компонентов, повысить надежность ИИП и улучшить его некоторые технические характеристики. Даны рекомендации по выбору наиболее оптимального решения и элементной базы в зависимости от мощности ИИП и особенностей его эксплуатации.

Ключевые слова: источник питания сетевой маломощный, надежность, повышение срока службы, конденсаторы для источников питания, конденсаторы с большим сроком службы.

At present, the life span of low-power utility switched mode power sources (SMPS) is determined generally by the oxide-electrolytic capacitors life. This problem is most crucial for the low-power small-size power sources.

The article presents the analysis of modern element base, allowing improve the life span of the power sources of this class. It considers schematic solutions allowing easing operation mode of the most critical from the viewpoint of the life span components, increase the power source reliability and improve some of its technical characteristics. The article gives recommendations on selection of the most optimal solution and element base depending on the power source power and its operation specifics.

Key words: low power utility power source, reliability, life span improving, capacitors for power sources, capacitors with long-life performance.

В настоящее время срок службы маломощных AC/DC импульсных источников питания (ИИП) определяется в основном сроком службы примененных в них оксидно-электролитических конденсаторов.

Как известно, старение оксидно-электролитических конденсаторов происходит в основном вследствие высыхания и деградации электролита под воздействием повышенных температур. В маломощных малогабаритных источниках питания эта проблема стоит особенно остро в связи с необходимостью применения оксидных конденсаторов маленьких размеров (с диаметром корпуса 8 мм и менее), имеющих гораздо меньший срок службы, чем более крупные представители той же серии. Помимо этого, из-за ограниченного пространства и по соображениям минимизации электромагнитных помех (ЭМП) конденсаторы часто приходится располагать вблизи сильно греющихся полупроводниковых приборов и трансформаторов. Также в маломощных изолированных AC/DC преобразователях в подавляющем большинстве случаев используется топология однотактного обратногоходового преобразователя (ООП), особенностью которой, по сравнению с другими топологиями, являются большие пульсации тока через выходной конденсатор, что также вызывает повышенный внутренний нагрев конденсаторов из-за увеличенных потерь на их эквивалентном последовательном сопротивлении (ЭПС). Все это делает маломощные малогабаритные AC/DC ИИП малонадежными и недолговечными.

Надежность и срок службы маломощных AC/DC ИИП можно повысить применением современной эле-

ментной базы с улучшенными параметрами надежности в совокупности с схемотехническими решениями, облегчающими режим работы наиболее ненадежных элементов.

На сегодняшний день производители электронных компонентов предлагают следующие виды элементной базы, которая может быть использована для решения поставленной задачи:

- многослойные керамические конденсаторы высокой емкости (МКК, англ. *MLCC*);
- алюминиевые оксидно-электролитические конденсаторы с улучшенными параметрами надежности и стойкости к повышенным температурам;
- твердотельные оксидные конденсаторы на основе проводящих полимеров.

МКК большой емкости уже хорошо зарекомендовали себя в DC/DC преобразователях, работающих на повышенных частотах (сотни килогерц). Отличительной особенностью таких конденсаторов являются очень низкие значения ЭПС и очень высокие значения допустимых токов через конденсатор. Для применения в AC/DC ИИП можно выделить две группы МКК: низковольтные МКК высокой емкости (рабочее напряжение до 100 ... 250 В, емкость – до сотни микрофарад) и высоковольтные МКК высокой емкости (рабочее напряжение от 500 В, емкость – до нескольких единиц микрофарад). Также выпускаются специализированные МКК, сертифицированные для применения в качестве X- и Y-конденсаторов фильтров ЭМП.

К сожалению, емкость МКК с указанными характеристиками может очень сильно (до 10 раз) уменьшаться

с возрастанием приложенного напряжения, а также сильно зависит от температуры. Такие конденсаторы на сегодняшний день все еще достаточно дороги и имеют недостаточную емкость для того, чтобы полностью заменить оксидные конденсаторы в сетевых AC/DC источниках питания, предназначенных для применения в массовой продукции и работающих на частотах, не превышающих 150 кГц.

Алюминиевые оксидно-электролитические конденсаторы с улучшенными параметрами надежности в настоящее время представлены в так называемых “светотехнических” сериях, которые выпускает ряд производителей оксидных конденсаторов. Эти серии рассчитаны на длительную непрерывную работу в условиях повышенных температур в составе импульсных преобразователей, а также экономически оптимизированы для применения в массовой продукции. Срок службы некоторых представителей этих серий может достигать 10 и даже 20 тысяч часов при номинальном напряжении, токе пульсаций и температуре 105°C. При этом малогабаритные конденсаторы в корпусах диаметров 6,3 и 8 мм также имеют большие сроки службы. В табл. 1 приведено сравнение стандартных серий электролитических конденсаторов для ИИП и серий с увеличенным сроком службы.

Твердотельные оксидные конденсаторы на основе проводящих полимеров допускают гораздо большие токи пульсаций, имеют более низкое ЭПС, чем традиционные алюминиевые электролитические конденсаторы и хорошо работают при отрицательных температурах окружающей среды. Кроме того, они обладают большим сроком службы. Поэтому их номинал и количество при прочих равных условиях может быть меньше по сравнению с применением оксидно-электролитических конденсаторов *LowESR* серий, что компенсирует их относительно высокую стоимость.

Для применения в выходных цепях маломощных AC/DC ИИП лучше всего подходят алюминиевые оксидные конденсаторы на основе проводящих полимеров (англ. *Conductive Polymer Aluminum Solid Capacitors*). Такие конденсаторы имеют емкость до нескольких

тысяч микрофард и рабочие напряжения до 35 В. Отдельные производители выпускают конденсаторы и на более высокие напряжения.

Выбор наиболее приемлемого способа повышения надежности маломощных AC/DC ИИП зависит от многих факторов: мощности ИИП, условий его эксплуатации, технико-экономических требований, специальных требований. С учетом этого выделим три категории маломощных AC/DC ИИП:

- преобразователи мощностью 1 Вт и менее;
- преобразователи мощностью до 10...15 Вт;
- преобразователи мощностью более 10...15 Вт.

Рассмотрим возможные подходы к решению проблемы для каждой из категорий преобразователей.

Преобразователи мощностью менее 1 Вт

Такие сетевые AC/DC ИИП используются в основном в качестве вспомогательных источников питания в различной электронной аппаратуре, либо основных источников питания устройств с малым потреблением (различные датчики, счетчики, преобразователи сигналов, устройства мониторинга каких-либо параметров окружающей среды и т. п.). Их альтернатива – маломощные сетевые трансформаторы и неизолированные источники питания на основе гасящих конденсаторов. В связи с этим, можно выделить следующие особенности источников питания данной категории:

- круглосуточная работа;
- высокие требования к безотказности и безопасности (электрической и пожарной);
- низкое потребление при работе на малых нагрузках и холостом ходу;
- низкая стоимость;
- упрощенные требования к ЭМС.

Одним из способов повышения надежности ИИП данной категории является полный отказ от применения оксидно-электролитических конденсаторов.

Сетевые преобразователи сверхмалой мощности (менее 1 Вт) уже сейчас могут быть выполнены без применения оксидных конденсаторов и при этом будут иметь удовлетворительную стоимость. Можно ожидать, что в дальнейшем граница применимости данного решения расширится до более мощных се-

Таблица 1. Срок службы некоторых серий алюминиевых оксидно-электролитических конденсаторов

Диаметр корпуса, мм	Стандартные серии для ИИП			“Светотехнические” серии		
	Вход		Выход	Вход		Выход
	Nippon KWA	Nichicon UPW	Hitano EXR	Nippon KXE	Nichicon ULD	Rubycon ZLJ
	Увеличенный рок службы, 400–450 В	Низкое ЭПС, для ИИП 160–450 В	Низкое ЭПС, для ИИП 6,3–100 В	Светотехника 160–400 В	Светотехника 160–450 В 10–100 В	
≤ 6,3	нет	нет	2000	нет	12 000	6000–7000
8	нет	нет	3000	10 000	12 000	8000–9000
10	5000	5000	5000	12 000	15 000	9000
12,5		7000	7000	нет	20 000	10 000
≥ 16		8000	8000			

Цветом выделены размеры, наиболее востребованные в малогабаритных маломощных AC/DC модулях питания.

тевых ИИП вследствие уменьшения стоимости МКК высокой емкости.

Так, на данный момент вполне доступны высоковольтные керамические конденсаторы с номинальной емкостью 0,47 ... 1 мкФ и максимальным напряжением 500 ... 630 В. Такие конденсаторы в СМД-исполнении обычно имеют корпус типоразмера 2220. В данном классе преобразователей они с успехом могут быть использованы в качестве входного фильтра. Низкое ЭПС МКК способствует уменьшению ЭМП, вызванных работой преобразователя, и упрощает входной фильтр.

Такое негативное свойство МКК, как уменьшение емкости с увеличением приложенного напряжения в данном случае компенсируется характерной входной ВАХ импульсного стабилизированного преобразователя: при больших входных напряжениях преобразователь потребляет меньший ток (а значит требуется меньшая емкость входного фильтра). При большей нагрузке возрастают пульсации выпрямленного входного напряжения, а значит, в минимумах напряжения емкость конденсатора увеличивается, т. е. существует отрицательная обратная связь между увеличением нагрузки и увеличением пульсаций входного напряжения.

Для примера, на рис. 1 приведена зависимость емкости от приложенного напряжения для конденсатора типа GRM55DR72H474KW10.

При номинальном выпрямленном сетевом напряжении данный конденсатор имеет емкость 0,1 мкФ. При напряжении 140 В (амплитудное значение выпрямленного напряжения ~98 В) емкость конденсатора составляет уже 0,24 мкФ, а при напряжении 373 В (соответствует верхнему диапазону ~265 В) — всего 0,088 мкФ.

Поскольку МКК имеют довольно большие максимально допустимые токи, минимально необходимую емкость конденсаторов входного фильтра выбирают таким образом, чтобы при минимальном напряжении сети минимумы выпрямленного и сглаженного входного напряжения были не меньше минимального рабочего напряжения импульсного преобразователя. Также необходимо проследить за тем, чтобы форма потребляемого от сети тока (с учетом работы петли ОС преобразователя) соответствовала нормам электромагнитной совместимости (ЭМС).

Пример схемы входной цепи импульсного AC/DC ИИП мощностью до 1 Вт приведен на рис. 2.

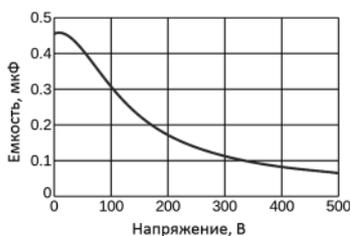


Рис. 1. Зависимость емкости керамического конденсатора типа GRM55DR72H474KW10 от приложенного напряжения

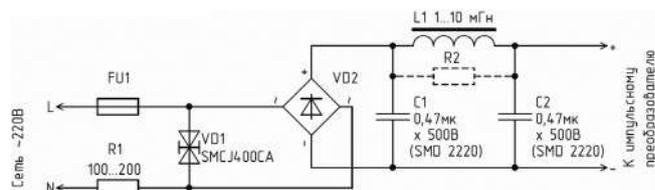


Рис. 2. Возможный вариант схемы входной цепи импульсного AC/DC преобразователя мощностью до 1 В

Плавкая вставка FU1 обеспечивает пожарную безопасность. Проволочный резистор R1 ограничивает пусковой ток, обеспечивает стойкость БП к импульсным перенапряжениям, улучшает коэффициент мощности и является элементом фильтра ЭМП. Резистор должен выдерживать большие импульсные токи, иметь конструкцию, не поддерживающую горения и быть сертифицирован по безопасности для применения в качестве токоограничительного резистора сетевых устройств. Для уменьшения стоимости элементы FU1 и R1 могут быть также заменены одним специализированным сертифицированным резистором с функцией предохранителя (англ. *fusible resistor*). В этом случае резистор устанавливается в разрыв фазного провода.

Двунаправленный защитный диод VD1 защищает преобразователь и конденсаторы C1, C2 от импульсных перенапряжений. Его максимальное напряжение ограничения не должно превышать пробивного напряжения C1 и C2. Дроссель L1 также является элементом фильтра ЭМП. При необходимости может быть добавлен резистор R2, предотвращающий паразитные колебания (“звон”) в цепях фильтра, которые могут возникать под воздействием пульсаций, вызванных работой импульсного преобразователя.

Один из примеров использования МКК во входных фильтрах AC/DC источников питания приведен в [2], однако из-за сравнительно большой выходной мощности (3 Вт) нижняя граница диапазона входных напряжений составляла всего ~180 В.

В выходных цепях могут быть использованы МКК высокой емкости по аналогии с DC/DC преобразователями. На практике для преобразователей мощностью 1 Вт и менее потребуется всего один или два МКК в SMD-исполнении типоразмера 1210. Для уменьшения требуемой емкости (и стоимости) при разработке преобразователя желательно выбирать максимально возможную частоту преобразования.

Преобразователи мощностью до 10 ... 15 Вт

Область применения этой категории преобразователей очень широкая: вспомогательные источники питания электронных устройств и вычислительной техники, основные источники питания аппаратуры широкого применения, контрольно-измерительной техники, зарядно-питающие устройства, унифицированные модульные источники питания широкого применения и т. п. В зависимости от области применения приобретают

первостепенное значение те или иные требования к ИИП, его габаритам и стоимости.

Приведем соотношения, позволяющие определить необходимые параметры конденсаторов в различных цепях АС/DC ИИП.

Минимальная емкость конденсатора входного фильтра для сетевых АС/DC преобразователей выбирается таким образом, чтобы размах пульсаций выпрямленного сетевого напряжения в худшем случае не превышал 40 ... 60 В, а среднеквадратичное значение тока через конденсатор не превышало максимально допустимого для выбранного конденсатора. Для предварительного выбора конденсатора можно пользоваться эмпирическим правилом:

$$- C_{\text{вх}} = (1 \dots 2) \cdot P_{\text{max}} \quad (\text{для диапазона входных напряжений } \sim 176 \dots 265 \text{ В}),$$

$$- C_{\text{вх}} = (2 \dots 3) \cdot P_{\text{max}} \quad (\text{для диапазона входных напряжений } \sim 98 \dots 265 \text{ В}),$$

где P_{max} – максимальная мощность АС/DC ИИП.

Требуемую емкость конденсатора уточняют после испытаний макета преобразователя.

Минимальная емкость конденсатора выходного фильтра однотактного обратного преобразователя, необходимая для стабильной работы петли ОС, может быть определена по формуле [1]:

$$C_{\text{вых}} = \frac{I_{\text{н}} \cdot n}{\Delta U_{\text{вых}} \cdot f}, \quad (1)$$

где $I_{\text{н}}$ – максимальный ток нагрузки;

$\Delta U_{\text{вых}}$ – максимальное перерегулирование выходного напряжения при переходном процессе;

n – число тактов ШИМ-контроллера, которое потребуется для изменения коэффициента заполнения (обычно, $n = 10 \dots 20$);

f – частота преобразования.

Помимо этого, выходной конденсатор должен выдерживать высокочастотные пульсации тока, выделяющие тепло на его ЭПС и снижающие срок службы.

Для обратного преобразователя среднеквадратичный ток через выходной конденсатор вычисляется по формуле [1]:

$$I_{C_{\text{max}}} = \sqrt{I_{\text{RMS}w_2}^2 - I_{\text{н}}^2}, \quad (2)$$

где $I_{\text{RMS}w_2}$ – действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора.

Например, для ИИП мощностью 3 Вт с выходным напряжением 5 В, работающего на частоте 100 кГц и допускающего перерегулирование выходного напряжения до 0,2 В, расчеты показывают, что емкость конденсатора выходного фильтра должна быть не менее 450 мкФ. При этом через него могут протекать токи порядка 1,2 А.

Таким образом, при разработке преобразователей указанной мощности на сегодняшний день не обойтись без оксидных конденсаторов большой емкости. Выполнение ИИП только на МКК в большинстве случаев окажется экономически нецелесообразным.

В рассмотренный выше блок питания требуется установить не менее трех конденсаторов 470 мкФ × 6,3 В серии ZLJ фирмы *Rubycon* (размером 6,3 × 11 мм) или не менее двух конденсаторов 820 мкФ × 6,3 В (размером 8 × 11,5 мм) той же серии, что займет немало места на плате. Кроме того, при работе блока питания в условиях низких температур вследствие увеличения ЭПС электролитических конденсаторов возрастут пульсации выходного напряжения. В ряде случаев это потребует применения дополнительного звена LC-фильтра.

Альтернативным вариантом, увеличивающим срок службы ИИП и уменьшающим его габариты, является комбинирование МКК высокой емкости и алюминиевых электролитических конденсаторов. При этом электролитический конденсатор создает условия для стабильной работы петли ОС и работает в облегченном режиме, а керамический принимает на себя основную токовую нагрузку.

Вариант схемотехнического решения для источников питания мощностью 3...10 Вт приведен на рис. 3. Аналогичное решение использовалось, например, в [3].

Энергия, запасенная в магнитном поле сердечника обратного преобразователя Т1 через диод VD1 передается в МКК высокой емкости C1. Размах пульсаций напряжения на конденсаторе C1 можно определить по формуле (поскольку ЭПС C1 очень мало, в данном случае им можно пренебречь):

$$\Delta U_{C1.п-п} = \frac{I_{\text{н}} \cdot t_{\text{вкл}}}{C_1},$$

где $t_{\text{вкл}}$ – время замкнутого состояния ключа ООП.

Конденсатор C1 выбирают по возможности большим, таким, чтобы размах пульсаций на нем не превышал 5–10% от выходного напряжения источника питания.

К сожалению, в большинстве случаев емкости C1 бывает недостаточно для получения стабильной петли обратной связи. Для этого в схему вводится электролитический конденсатор C2. Минимально допустимая емкость этого конденсатора определяется по формуле (1) и уточняется в процессе отладки петли обратной связи. Обычно, $C_2 \approx (5 \dots 10)C_1$.

Дроссель L1, резистор R1 совместно с конденсатором C2 образует вторую ступень выходного фильтра.

Резистор R1 предотвращает возникновение колебаний в колебательном контуре, образованном

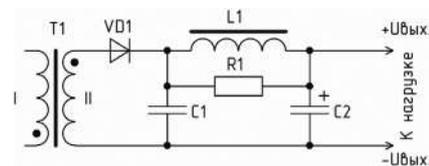


Рис. 3. Схемотехника выходной части источника питания мощностью 3 ... 10 Вт

элементами C1, C2, L1. Эти колебания могут инициироваться пульсациями напряжения на конденсаторе C1. По постоянному току резистор зашунтирован малым активным сопротивлением обмотки дросселя L1, поэтому заметно не ухудшает КПД источника питания. На частоте преобразования импеданс дросселя намного больше сопротивления резистора R1, поэтому фильтрующие свойства второй ступени определяются в основном сопротивлением этого резистора, а также емкостью и ЭПС C2.

Эквивалентная схема колебательного контура и последовательность ее преобразования показаны на рис. 4.

На холостом ходу пульсации напряжения на C1 очень малы, чтобы вызвать колебания в контуре. При работе под нагрузкой затухание в контур вносят потери на активном сопротивлении обмотки дросселя r_L , нагрузке R_H и специально введенном резисторе R1. Поскольку емкостное сопротивление C2 на частоте преобразования очень мало и шунтирует нагрузку, то R_H не вносит существенного затухания и для дальнейших расчетов им можно пренебречь. Худшим случаем является работа при максимальной нагрузке, когда пульсации напряжения на C1 имеют наибольшую величину.

Для упрощения анализа преобразуем схему рис. 4а в эквивалентную параллельную RCL-цепь рис. 4б. Замена сопротивлений проводимостями получим формулы для вычисления эквивалентных значений индуктивности $L_{1ЭП}$ и активного сопротивления обмотки $r_{L1ЭП}$ дросселя L1:

$$r_{L1ЭП} = \frac{r_{L1}^2 + X_{L1}^2}{r_{L1}} = \frac{r_{L1}^2 + \omega_0^2 L_1^2}{r_{L1}},$$

$$L_{1ЭП} = \frac{X_{L1ЭП}}{\omega_0} = \frac{r_{L1}^2 + \omega_0^2 L_1^2}{\omega_0^2 L_1},$$

где L_1, r_{L1} – индуктивность и активное сопротивление обмотки дросселя,

ω_0 – циклическая резонансная частота контура.

Сопротивление R1 должно быть достаточно малым, чтобы обеспечить аperiodическое затухание колебаний, возбуждаемых в контуре, и в то же время достаточно большим, чтобы пульсации напряжения на выходе источника питания и ток через C2 были как можно меньше.

Аperiodическое затухание колебаний в параллельном колебательном контуре наблюдается в случае, если эквивалентное параллельное сопротивление потерь удовлетворяет условию:

$$R_{ЭП} \leq \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (3)$$

Учитывая, что $R_{ЭП} = R_1 r_{L1ЭП} / (R_1 + r_{L1ЭП})$, получаем выражение для определения максимального сопротивления резистора R1:

$$R_1 \leq \frac{r_{L1}^2 + \omega_0^2 L_1^2}{2\omega_0 \cdot \sqrt{r_{L1}^2 + \omega_0^2 L_1^2} \cdot \sqrt{L_1 C_1} - r_{L1}}.$$

Если считать, что $\Delta U_{C1} \gg \Delta U_{ВЫХ}$, то можно оценить мощность, рассеиваемую резистором R1:

$$P_{R1} = \frac{U_{R1(RMS)}^2}{R_1} = \frac{U_{R1DC}^2 + \Delta U_{C1(RMS)}^2}{R_1} = \frac{I_H^2 \cdot r_{L1}^2 \cdot R_1}{(R_1 + r_{L1})^2} + \frac{\Delta U_{C1(RMS)}^2}{R_1},$$

где U_{R1DC} – постоянная составляющая напряжения на R1, вызванная протеканием тока нагрузки через L1 и R1;

$U_{C1(RMS)}$ – действующее значение переменной составляющей, вызванной пульсациями напряжения на C1;

I_H – ток нагрузки источника питания;

r_{L1} – активное сопротивление обмотки дросселя L1.

Из (3) следует, что для увеличения максимально допустимого значения R1 нужно увеличивать индуктивность L1. Но увеличение индуктивности приведет к увеличению добротности контура L1C1 (при том же значении C1), т. е. увеличится выходное сопротивление ИИП. Поэтому увеличивать L1 нежелательно. Рекомендуется выбирать максимально возможное значение C1 и минимальное значение L1, необходимое для ограничения пульсаций выходного напряжения на заданном уровне.

Преобразователи мощностью более 10 ... 15 Вт

Область применения данной категории преобразователей пересекается с областью применения предыдущей категории.

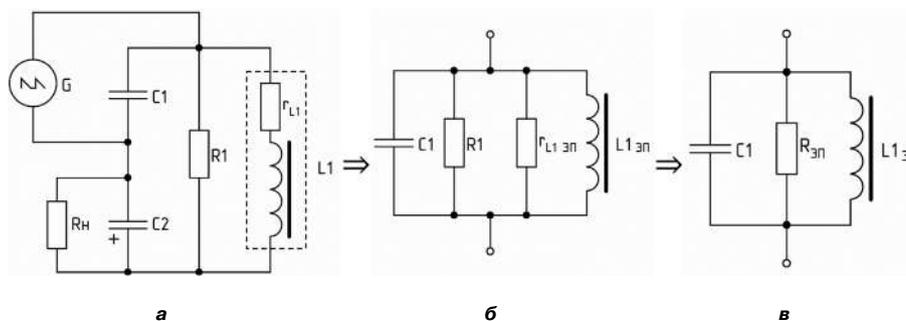


Рис. 4. Колебательный контур, образованный элементами выходного фильтра схемы по рис. 3

Существенные отличия возникают в способах повышения надежности.

При выполнении выходного фильтра более мощных ИИП по схеме рис. 3 может потребоваться конденсатор $C1$ довольно высокой емкости, что может оказаться экономически не оправданным. Кроме того, в преобразователях мощностью 30 ... 40 Вт и выше с низким выходным напряжением (например, 3,3–5 В) при использовании топологии ООП применение “классического” выходного фильтра на алюминиевых электролитических конденсаторах с низким ЭПС становится громоздким, неэффективным и дорогим. В ряде случаев это заставляет разработчика отказаться от применения топологии ООП и использовать другие топологии, например, однотактный прямоходовый преобразователь.

Возможным способом повышения надежности данной категории преобразователей (применительно к топологии ООП) является шунтирование электролитических конденсаторов МКК высокой емкости.

В этом случае эквивалентная схема выходной цепи будет иметь вид, приведенный на рис. 5.

Предложенное решение позволяет уменьшить токовую нагрузку на электролитические конденсаторы выходного фильтра и тем самым снизить их внутренний нагрев. Кроме того, при использовании такой схемы можно применять более дешевые электролитические конденсаторы с повышенным ЭПС, что также будет способствовать перераспределению нагрузки на МКК. Применение МКК позволяет уменьшить пульсации выходного напряжения, особенно при работе источника питания в условиях низких температур, когда импеданс электролитических конденсаторов возрастает в несколько раз.

Предварительный выбор емкости МКК и типа электролитических конденсаторов лучше всего производить на основе результатов схемотехнического моделирования на ПЭВМ. Окончательное решение о емкости, количестве МКК, эффективности и целесообразности их применения принимается после макетирования и измерения тепловых режимов электролитических конденсаторов.

Применение твердотельных оксидных конденсаторов

Вместо указанных решений для снижения габаритов и стоимости, повышения надежности и срока службы в выходных фильтрах рассмотренных ИИП могут быть использованы твердотельные алюминиевые конденсаторы на основе проводящих полимеров.

Для примера рассмотрим сетевой AC/DC источник питания мощностью 30 Вт с выходным напряжением 5 В. Допустим, источник питания выполнен по топологии ООП, работает на частоте 65 кГц, рассчитан на диапазон входного напряжения ~160 ... 265 В. Максимальное перерегулирование выходного напряжения при изменении нагрузки – не более 0,5 В. Тогда минимальное значение емкости конденсатора выходного

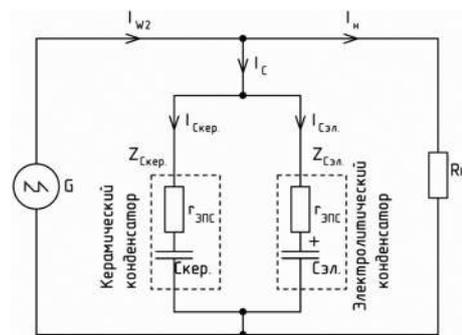


Рис. 5. Шунтирование электролитического конденсатора МКК большой емкости

фильтра, необходимое для устойчивой работы ОС и рассчитанное по формуле (1) составляет 2770 мкФ.

Расчеты показывают, что среднеквадратичное значение тока через конденсаторы выходного фильтра составляет 5,5 А. В такой преобразователь потребуется установить параллельно не менее четырех электролитических конденсаторов серии UPW 2200 мкФ × 6,3 В в корпусе размерами 12,5 × 20 мм с максимально допустимым током 1,655 А. Суммарная емкость выходного фильтра составит 8800 мкФ, при этом перерегулирование при переходных процессах будет не более 0,16 В. Коэффициент запаса по току конденсаторов при этом составит всего 1,2. Не исключено, что в процессе эксплуатации преобразователя параметры одного или нескольких из этих параллельно соединенных конденсаторов могут измениться таким образом, что другие конденсаторы будут работать со значительной перегрузкой, что приведет к ускоренному выходу из строя ИИП.

Если применить твердотельные конденсаторы, например, серии PSG фирмы *Nippon Chemi-Con*, то в данном ИИП будет достаточно установить два конденсатора 2200 мкФ × 16 В размерами 10 × 20 мм, каждый из которых способен выдержать ток пульсаций до 8,1 А. Суммарная емкость фильтра составит 4400 мкФ, при этом перерегулирование при переходных процессах будет не более 0,32 В. Выбранные конденсаторы будут работать с трехкратным запасом по току и займут на плате в 2,3 раза меньшую площадь.

Сетевые AC/DC модули питания серии “МС” и “ММС”

ООО “ММП-Ирбис” выпускает серию сетевых AC/DC модулей питания “МС”. Модули могут использоваться для питания стабилизированным напряжением постоянного тока радиоэлектронных изделий.

Модули предназначены для монтажа на печатную плату и выпускаются в негерметичном пластмассовом корпусе, залитым теплопроводным компаундом, с жесткими лужеными выводами.

В составе модулей имеются все минимально необходимые для нормальной и безопасной работы узлы: входной и выходной фильтры ЭМП, защита от КЗ на

выходе, плавкая вставка для обеспечения пожарной безопасности.

В новых модификациях модулей серии ММС применены описанные выше схмотехнические решения, увеличивающие надежность и повышающие срок службы.

В новых модулях ММС3 с выходной мощностью 3 ... 3,6 Вт, расширяющих серию ММС в сторону диапазона малых мощностей, в цепях входного фильтра применены конденсаторы “светотехнических” серий, а на выходе использован комбинированный *LC*-фильтр на основе современных МКК высокой емкости и полимерных (в низковольтных исполнениях) и оксидно-электролитических конденсаторов “светотехнических серий” (в высоковольтных исполнениях). Такое схмотехническое решение не только увеличивает срок службы модуля, позволяя использовать их, например, в

качестве источников “дежурного” (вспомогательного) питания, но обеспечивает низкие пульсации выходного напряжения.

Литература

1. Макашов Д. Обратноходовый преобразователь. – 2005 – 2006, <https://b-ok.xyz/book/3132814/92b847>.
2. AN-REF-3W-IOT-COOLSET. IoT off-line isolated power supply 3 W 5 V, <13 mW standby. – Infineon, 2016.
3. PMP5130. 85VAC-265VAC Input 3.3V/3W Green-mode Flyback. – Texas Instruments, 2009.

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

Н. А. Кушнерев, М. В. Родин

О ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССАХ В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ АФАР

N. A. Kushnerev,
M. V. Rodin

В статье рассмотрены основные виды переходных процессов, имеющих место в системах электропитания радиолокационных активных фазированных антенных решетках (АФАР), а также причины их возникновения. Отмечена необходимость учета переходных процессов при разработке систем электропитания АФАР для перспективных радиолокационных комплексов мониторинга. На основе результатов собственных работ авторов предложены способы снижения амплитуды переходных процессов, обеспечивающие повышение надежности функционирования систем электропитания радиолокационных АФАР.

Ключевые слова: радиолокационная система, активная фазированная антенная решётка, система электропитания, переходные процессы.

On transient processes in power supply systems of radar AESA

The article describes the main types of transient processes emanating in power supply systems of radar active phased antenna arrays (AESA), as well as the causes of their occurrence. It stresses the necessity to account for the transients while the AESA power supply systems design for prospective monitoring radar complexes. Based on the results of their own works the authors suggest the ways for the transients amplitude reduction, which would enhance the AESA power supply systems functioning reliability.

Keywords: radar system, active phased antennae array, power supply system, transient processes.

Передающий тракт импульсных радиолокационных систем (РЛС) комплексов дистанционного мониторинга окружающего пространства (далее – комплексов мониторинга) все чаще выполняют распределенным за счет применения активных фазированных антенных решеток (АФАР) [1, 2]. Независимо от структуры и сложности организации АФАР важнейшей ее составной частью, значительно влияющей на энергопотребление от системы электроснабжения (СЭС) комплекса (или носителя в случае бортовых РЛС) и возможность обеспечения необходимого энергетического потенциала РЛС, является система электропитания (СЭП). Причем в зависимости от базирования РЛС (наземные стационарные и мобильные, корабельные, авиационные, космические) требования к СЭП АФАР значительно варьируются вплоть до самых жестких.

Некоторые вопросы электропитания радиолокационных АФАР не раз освещались в научно-технической литературе. Например, известны статьи [3–7]. Однако в упомянутых работах не уделялось внимания вопросам исследования переходных процессов, имеющих место в системах электропитания СЭП АФАР. Вместе с тем переходные процессы оказывают значительное влияние на надежность всей АФАР, так как вызывают перенапряжения и токовые перегрузки в элементах ее СЭП. Принимая во внимание, что ни одна радиоэлектронная система не может быть надежнее ее СЭП, проектирование последней является одним из важнейших этапов построения РЛС и комплекса мониторинга в целом, а исследование переходных процессов в СЭП – актуальная задача для разработчиков радиолокационной техники.

Цель работы – проанализировать причины возникновения переходных процессов в СЭП радиоло-

кационных АФАР и предложить способы снижения их амплитуды.

Виды переходных процессов

В общем случае все переходные процессы в СЭП радиолокационных АФАР можно свести в три группы:

1. Броски тока потребления от СЭС при включении приемо-передающих модулей (ППМ) АФАР и связанные с этим броски напряжения электропитания отдельных ППМ.
2. Броски тока потребления от СЭС при изменении режима работы АФАР, управлении выходной мощностью ППМ и сканировании лучом диаграммы направленности антенной решетки.
3. Пульсации тока потребления от СЭС.

Для примера рассмотрим типовую СЭП АФАР из состава бортовой РЛС. Ее структура приведена на рис. 1. Это частично децентрализованная СЭП с промежуточной высоковольтной шиной постоянного тока.

Преобразование переменного напряжения бортовой сети 200 В 400 Гц в постоянное 270 В осуществля-

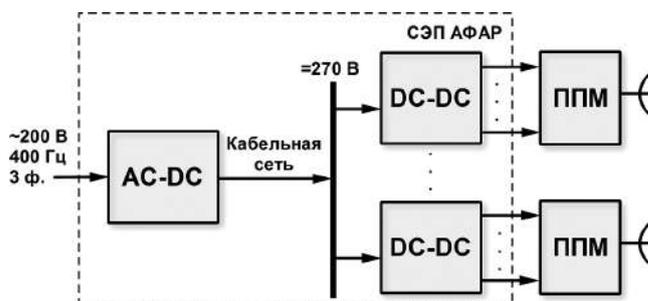


Рис. 1. Структура системы электропитания АФАР

ется *AC-DC* преобразователем. Далее с выхода *AC-DC* преобразователя через кабельную сеть и распределительную систему напряжение промежуточной шины 270 В поступает на входы источников электропитания (ИЭП), представляющих собой *DC-DC* преобразователи и входящих конструктивно в ППМ. Как правило, кабельная сеть имеет протяженность от единиц до десятков метров, а распределительная система содержит схемы фильтрации, коммутации, защиты от перегрузки по току и т. д.

На выходе каждого ИЭП ППМ установлен индуктивно-емкостный накопитель. ИЭП управляется внешней командой включения, которая разрешает или запрещает выдачу выходного напряжения. Для управления выходной мощностью ППМ напряжение электропитания оконечного усилительного каскада является регулируемым и задается кодом, поступающим из контроллера. Структурная схема тракта электропитания ППМ приведена на рис. 2.

Рассмотрим далее работу представленной СЭП и возникающие в ней переходные процессы.

Включение напряжения промежуточной шины

При наличии в цепи постоянного тока 270 В механических или электронных коммутаторов подключение выхода *AC-DC* преобразователя к распределительной системе происходит за короткое время. При этом на ИЭП ППМ не подан сигнал включения – и ИЭП потребляет минимальный ток (далее – дежурный режим). Эквивалентная схема СЭП для этого случая приведена на рис. 3. В схеме U – напряжение на выходе *AC-DC* преобразователя; R_0 – эквивалентное внутреннее сопротивление *AC-DC* преобразователя; R_n – суммарное сопротивление кабельной сети и распределительной системы; R_H – эквивалентное входное сопротивление всех ИЭП в дежурном режиме; L_n – суммарная индуктивность кабельной сети и распределительной системы; C_H – суммарная входная емкость всех ИЭП; K – коммутатор.

Пусть на выходе *AC-DC* преобразователя присутствует напряжение постоянного тока 270 В. После замыкания коммутатора K возникает затухающий колебательный процесс в электрическом контуре, образованном индуктивностью L_n и емкостью C_H . При значительной протяженности кабельной сети амплитуда этого колебательного процесса становится столь большой, что нередко приводит к пробоев вход-

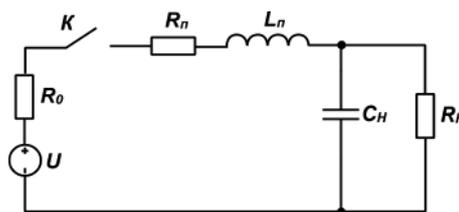


Рис. 3. Эквивалентная схема СЭП

ных конденсаторов ИЭП из-за перенапряжения. На рис. 4а в качестве примера приведена осциллограмма напряжения на входе ИЭП при подключении *AC-DC* преобразователя к кабельной сети длиной 50 м.

Как видно из осциллограммы, максимальное напряжение достигает 665 В при номинальной величине 270 В. Очевидно, столь большое превышение напряжения промежуточной шины недопустимо, так как может привести к электрическому пробоев элементов во входных цепях ИЭП. Таким образом, переходный процесс при включении напряжения промежуточной шины в СЭП АФАР является крайне нежелательным, так как резко снижает ее надежность.

В то же время, если исключить механическую (электронную) коммутацию цепи постоянного тока 270 В в процессе работы АФАР (то есть *AC-DC* преобразователь должен быть постоянно подключен к промежуточной шине) и осуществлять дистанционное включение *AC-DC* преобразователя, оснащенного схемой плавного запуска (обеспечивает постепенное нарастание выходного напряжения), подачей команды включения, то колебательного процесса практически не происходит, что отражено на рис. 4б.

Заряд накопителя

После подачи напряжения на вход ИЭП от контроллера поступает команда включения. В этот момент времени накопитель полностью разряжен.

В начале заряда накопителя ИЭП переходит в режим ограничения выходного тока, при этом по мере заряда выходное напряжение ИЭП нарастает до требуемого значения. После заряда накопителя ИЭП переходит в режим стабилизации напряжения – и его выходной ток уменьшается до номинального значения или холостого хода. ИЭП потребляет максимальный ток в конце заряда накопителя, когда выходное напряжение ИЭП максимально. Осциллограмма тока потребления ИЭП при заряде накопителя приведена на рис. 5а.

Учитывая, что заряд накопителей всех ИЭП при одновременном включении происходит так же одновременно, величина тока, потребляемого от *AC-DC* преобразователя, превышает номинальную в несколько раз. Такой режим работы является нежелательным и обычно приводит к перегрузке *AC-DC* преобразователя, что в целом снижает надежность АФАР.

Для снижения амплитуды броска тока потребления от *AC-DC* преобразователя целесообразно организовать ступенчатое включение всех ИЭП, разбив их на

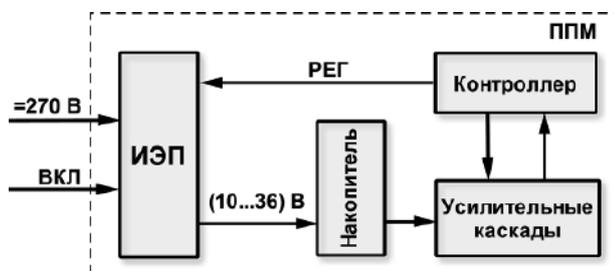
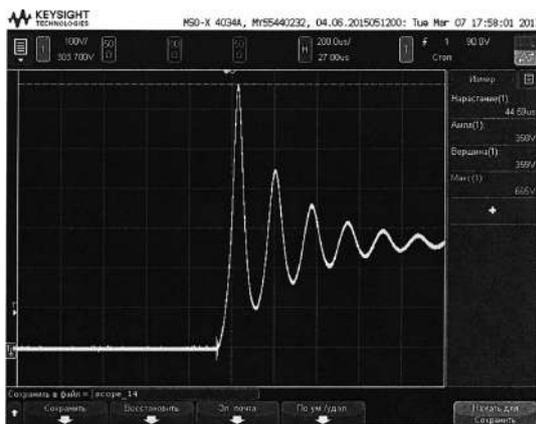


Рис. 2. Структура тракта электропитания ППМ



а



б

Рис.4. Осциллограммы напряжения на входе ИЭП: без плавного запуска (а) и при его наличии (б) в AC-DC преобразователе

несколько групп. При количестве групп более трех амплитуда броска тока становится приемлемой и, как правило, не превышает среднего тока потребления на 20–25%.

Осциллограмма тока потребления группы из четырех включаемых ступенчато ППМ при заряде накопителя ИЭП приведена на рис. 5б.

Как видно из рисунка, пиковый ток потребления лишь незначительно превышает среднее его значение, что исключает перегрузку AC-DC преобразователя, а значит, повышает надежность АФАР.

Известен и другой способ снижения данного вида переходного процесса – введение в схему ИЭП токоограничивающего резистора и шунтирующего ключа. При использовании такой схемы заряд накопителя осуществляется через токоограничивающий резистор, а по окончании заряда резистор шунтируется ключом. Недостатком данного способа является снижение КПД ИЭП, усложнение его схемы и ухудшение массогабаритных показателей.

Работа АФАР на передачу

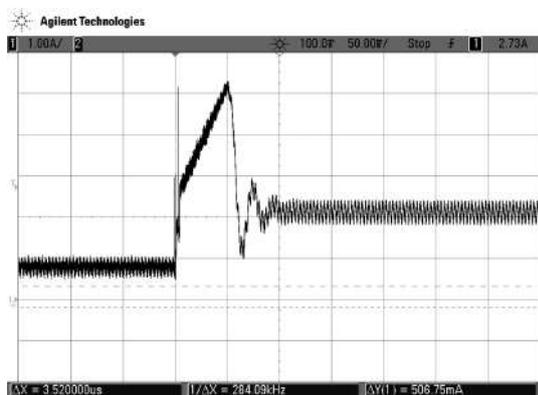
После заряда накопителя до требуемого напряжения и до начала работы АФАР на передачу ИЭП пере-

ходит в режим, близкий к холостому ходу. Подобная ситуация возникает и при изменении режима работы АФАР, а также при прохождении лучом АФАР сектора с запретом излучения. В этом случае имеет место колебательный процесс в электрическом контуре, образованном накопительными конденсатором и дросселем. В зависимости от параметров накопителя пиковая величина выходного тока ИЭП может в несколько раз превышать среднее значение при работе АФАР на передачу. Осциллограмма выходного тока ИЭП при работе АФАР на передачу приведена на рис. 6а.

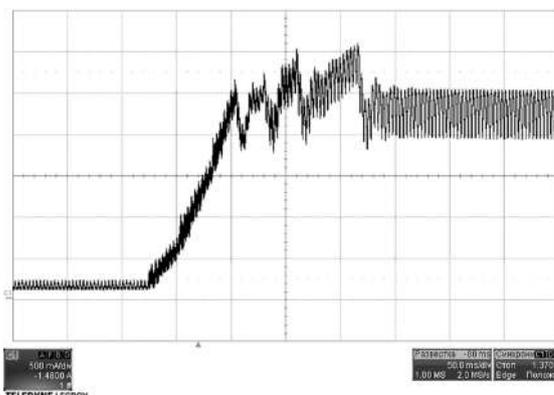
Учитывая, что рассматриваемый переходный процесс происходит одновременно во всех ППМ, это приводит к значительному броску тока, потребляемого от AC-DC преобразователя.

Для уменьшения броска тока могут быть предложены несколько способов, основанных либо на смещении по времени начала передачи групп ППМ, либо на плавном нарастании тока потребления окончательного усилителя мощности в передающем канале каждого ППМ, что не всегда реализуемо.

В простейшем случае все ППМ могут быть разделены на две равные группы с временем начала передачи,

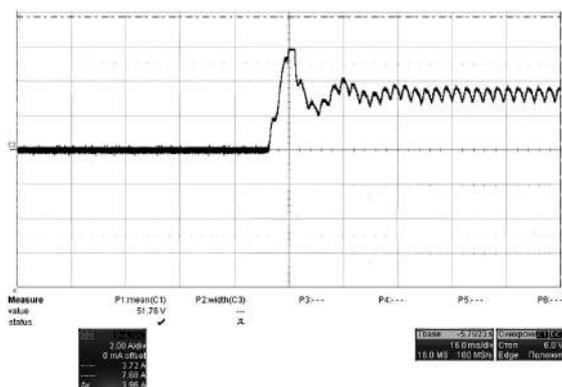


а

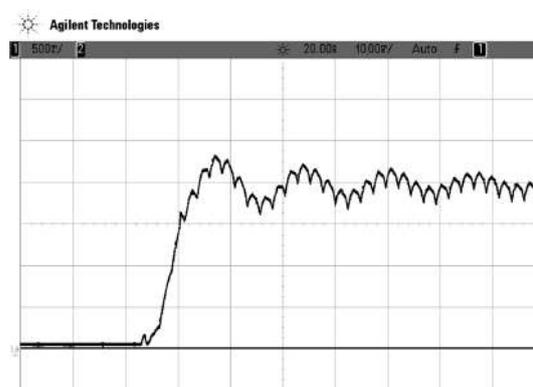


б

Рис.5. Осциллограммы тока потребления ИЭП при заряде накопителей: одновременное (а) и ступенчатое (б) включение ППМ



а



б

Рис. 6. Осциллограммы выходного тока ИЭП при работе АФАР на передачу: без (а) и со смещением времени начала передачи (б)

смещенном в одной группе относительно другой на половину периода колебаний тока.

Форма тока потребления от *АС-DC* преобразователя в этом случае будет иметь вид, показанный на рис. 6б. Как видно из рисунка, амплитуда броска тока в начале работы АФАР на передачу уменьшена с 80% от среднего значения до 10–15%, что можно считать допустимым.

Регулирование выходной мощности

В ряде практических приложений с целью создания и быстрого изменения амплитудного распределения АФАР применяют оперативную регулировку выходной мощности ППМ путем изменения напряжения электропитания оконечного усилителя мощности в передающем канале ППМ [4]. В этом случае ИЭП должен обеспечивать максимально быстрое изменение выходного напряжения до требуемой величины. В процессе регулировки при снижении величины выходного напряжения ИЭП на некоторое время переходит в режим, близкий к холостому ходу, а излишняя энергия, запасенная в накопителе, расходуется на электропитание оконечного усилителя мощности до момента достижения напряжения на накопителе требуемого значения. При увеличении выходного напряжения часть выходного тока ИЭП расходуется на электропитание оконечного усилителя мощности, другая часть — на заряд накопителя до требуемой величины. Так как уменьшение скорости регулировки напряжения нежелательно, то при увеличении выходного напряжения ИЭП используют максимально возможную выходную мощность. При этом ИЭП переходит в режим ограничения выходного тока.

Для снижения амплитуды бросков тока, потребляемого от *АС-DC* преобразователя, при регулировке выходных напряжений ИЭП целесообразно объединять таким образом, чтобы при изменении амплитудного распределения АФАР половина ИЭП в группе осуществляла перестройку выходных напряжений “вверх”, а вторая половина ИЭП в группе осуществляла перестройку выходных напряжений “вниз”. В этом случае амплитуда броска тока, потребляемого группами ИЭП от *АС-DC* преобразователя, будет минимальной.

Пульсации тока потребления

В течение длительности формируемого зондирующего радиоимпульса в ИЭП происходит разряд накопителя на некоторую величину напряжения ΔU , называемую обычно “сколом”. В том случае, если разработчик ИЭП не использует токоограничивающий дроссель в составе накопителя или выбирает его слишком малой индуктивности, имеет место модуляция тока, потребляемого как от ИЭП, так и от *АС-DC* преобразователя. Модуляция тока потребления более 10–20% от среднего значения является, как правило, недопустимой для бортовой радиоэлектронной аппаратуры [8]. На рисунке 7а приведена осциллограмма тока, потребляемого ИЭП от *АС-DC* преобразователя, при неправильно выбранной (слишком малой) индуктивности токоограничивающего дросселя. Как видно из рисунка, размах пульсации тока потребления ΔI составляет около 90% от среднего значения I_{cp} .

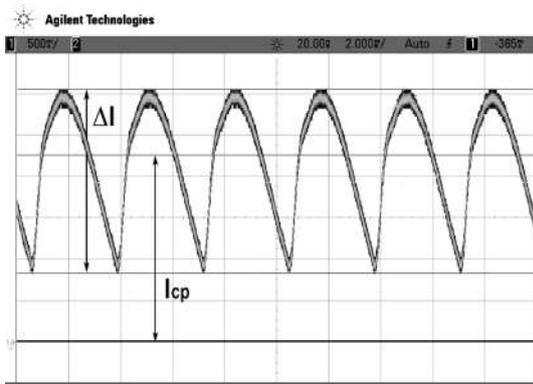
При правильно выбранной индуктивности токоограничивающего дросселя форма тока, потребляемого от *АС-DC* преобразователя, будет иметь вид, приведенный на рисунке 7б.

Для обеспечения допустимого уровня пульсации тока потребления ИЭП индуктивность токоограничивающего дросселя должна составлять не менее

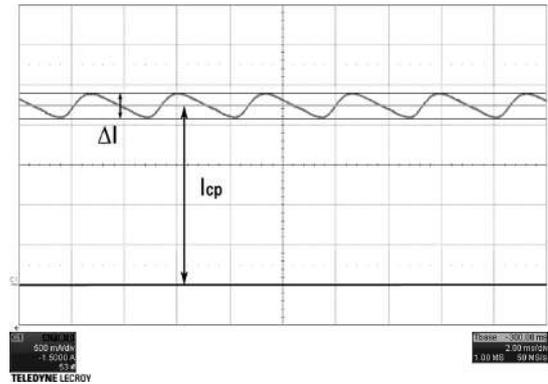
$$L = \frac{(I_H / \Delta I + 1) T^2}{(2\pi)^2 C},$$

где I_H — импульсный ток нагрузки; ΔI — допустимый размах пульсации тока нагрузки; T — период повторения зондирующих радиоимпульсов; C — емкость накопительного конденсатора.

На практике величину ΔI следует выбирать не более 10 ... 20% от величины I_H . В то же время слишком малая величина ΔI нежелательна, так как это приводит к увеличению массы и габаритов дросселя накопителя, а также амплитуды и длительности переходных процессов в накопителе при работе АФАР на передачу.



а



б

Рис. 7. Осциллограммы тока потребления ИЭП от AC-DC преобразователя: малая (а) и достаточная индуктивность токоограничивающего дросселя (б)

Заключение

Для обеспечения высоких показателей надежности АФАР радиолокационных датчиков информации необходимо учитывать наличие совокупности переходных процессов, возникающих в системах электропитания АФАР при различных режимах работы РЛС. Резюмируя полученные в работе результаты, отметим следующее.

1. Для снижения амплитуды переходных процессов, возникающих при включении напряжения промежуточной высоковольтной шины, до безопасных величин необходимо исключить коммутацию AC-DC преобразователя к ИЭП ППМ с помощью механических и электронных коммутаторов во время работы АФАР. Подача напряжения промежуточной шины в этом случае должна осуществляться по команде включения AC-DC преобразователя, выход которого постоянно подключен к промежуточной шине. При этом AC-DC преобразователь должен иметь схему плавного запуска, обеспечивающую постепенное нарастание выходного напряжения при подаче команды включения.

2. Для снижения амплитуды бросков тока потребления ИЭП ППМ от промежуточной высоковольтной шины целесообразно организовать ступенчатое включение ППМ, а также смещать по времени начало работы ППМ на передачу.

3. Для снижения амплитуды бросков тока потребления ИЭП ППМ от промежуточной высоковольтной шины при регулировке выходной мощности ППМ за счет изменения напряжения электропитания оконечного усилительного каскада передающего канала ППМ целесообразно объединять ИЭП таким образом, чтобы половина ИЭП ППМ в группе осуществляла перестройку выходных напряжений “вверх”, а вторая половина ИЭП ППМ в группе – перестройку “вниз”.

4. Обеспечение допустимого уровня пульсации тока потребления ИЭП ППМ от промежуточной высоковольтной шины достигается правильным выбором индуктивности токоограничивающего дросселя накопителя.

Литература

1. *Верба В. С.* Радиолокационные системы авиационных комплексов радиолокационного дозора и наведения. Принципы построения, проблемы разработки и особенности функционирования. – М.: Радиотехника, 2014. – 536 с.
2. *Белый Ю. И., Езопов А. В., Усманов Р. Р.* и др. Антенны и радары с электронным управлением лучом. Под ред. А. И. Синани и Г. Ф. Кауфмана. – М.: Радиотехника, 2016. – 234 с.
3. *Сушкова Н. С.* Построение системы электропитания для современных и перспективных многоэлементных АФАР – Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2015, № 4, С. 39–43.
4. *Королев А. В., Кушнерев Н. А., Родин М. В.* Об электропитании выходных усилительных каскадов приемопередающих модулей импульсных РЛС с АФАР. – Электропитание, 2016, № 2, С. 33–41.
5. *Гончаров А. Ю.* Особенности построения матричных систем распределенного электропитания для АФАР. – Компоненты и технологии. – 2016. – № 12. – С. 100–104.
6. *Дмитриков В. Ф., Шушпанов Д. В., Капралов Г. Н.* Научно-технические проблемы устройств и систем электропитания двойного назначения. – Электропитание, 2017, № 2, С. 7–14.
7. *Миронов А. А.* Оптимизация энергетических и функциональных характеристик модулей системы электропитания бортовой РЛС. – Силовая электроника, 2018, № 3, С. 58–61.
8. *Кныш В. А.* Полупроводниковые преобразователи в системах заряда накопительных конденсаторов. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 160 с.

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

Родин Михаил Валерьевич, к. т. н., старший научный сотрудник – заведующий аспирантурой АО “Концерн “Вега”, доцент кафедры “Радиоэлектронные системы и устройства” МГТУ им. Н. Э. Баумана; тел.: (499)753-40-04 доб. 1217; e-mail: mrodin@mail.ru

Г. В. Рощупкин, Д. А. Шевцов, М. А. Новиков

АНАЛИЗ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ КОРРЕКТОРОВ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ В АВТОНОМНЫХ СИСТЕМАХ ПИТАНИЯ С ШИРОКИМ ДИАПАЗОНОМ ВХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

G. V. Roschupkin, D. A. Shevtsov,
M. A. Novikov

Analysis of Power Factor Corrector Energy Efficiency in the
Off-Line Power Supply Systems with Wide Range
of Input Voltage

Описан принцип работы однофазного двухполярного корректора коэффициента мощности (ККМ) с низким уровнем входного синусоидального напряжения. Выведены аналитические выражения для расчета мощности потерь в полупроводниковых элементах для однофазного классического и двухполярного ККМ и проведен сравнительный анализ расчета мощности потерь в них. Разработаны имитационные модели в среде PSpice для классического и двухполярного ККМ. Проведена верификация значений мощности потерь, полученных при аналитическом расчете с результатами имитационного моделирования.

Ключевые слова: ККМ, энергоэффективность, ветрогенератор, ветроэнергетика, транзистор переменного тока.

The article describes the operating principle of a single-phase bipolar power factor corrector (PFC) with low level of the input sinusoidal voltage. Analytical equations were derived for power losses computing in the semiconductor components for both single-phase classical (boost) and a bipolar PFC, and comparative analysis of power losses computing for both structures was performed. Simulation Spice models of both classical (boost) and a bipolar PFC were developed. Verification of power losses values obtained by analytical calculation with the simulation results was performed.

Key words: PFC, energy efficiency, wind-powered generator, wind-power engineering, AC transistor switch.

Простейшая структура автономной системы электропитания показана на рис. 1. Она состоит из ветрогенератора, вырабатывающего синусоидальное напряжение, повышающего AC-DC преобразователя с высоким уровнем выходного напряжения (как правило, =400В), и инвертора напряжения, формирующего стабильное выходное напряжение промышленной сети ~220 В, 50Гц. Для сглаживания неравномерности генерации ветрогенератора (вследствие нестабильности скорости ветра), в цепь постоянного тока устанавливается высоковольтный накопитель электроэнергии [1–10].

Повышение эффективности преобразователей в нетрадиционной энергетике является актуальной задачей [11–13], и особенно актуальной в маломощных автономных системах энергоснабжения *microgrid* [14–15].

Это связано с тем, что тихоходные ветрогенераторы для малой ветроэнергетики формируют выходное напряжение в широком диапазоне действующих значений и частот, что накладывает особенности на режимы работы преобразователей системы электропитания. В частности, при низком потоке ветра, повышающий AC-DC преобразователь будет работать при малых входных значениях напряжения, а значит – при высо-

ких значениях входных токов, что увеличивает потери в силовой схеме.

Помимо высокой эффективности преобразователя, на него накладывається требование по высокому качеству потребляемого тока, поскольку нечетные гармоники потребляемого тока создают механические вибрации на роторе, что уменьшает ресурс системы.

Наиболее распространенной топологией AC-DC преобразователя, удовлетворяющей заявленным требованиям, является корректор коэффициента мощности (ККМ), построенный по топологии повышающего преобразователя напряжения [16–19]. Известны различные схемотехнические решения, позволяющие увеличить энергоэффективность ККМ, такие как: алгоритмы управления, приведенные в [20–23], или схемотехнические решения [24–26]. Но такие решения увеличивают сложность построения схемы, или ухудшают массогабаритные показатели.

Постановка задачи

В предлагаемой статье рассматривается принцип работы двухполярного ККМ с ключом переменного тока, проводится анализ и математическое описание работы такой схемы, а также проводится ее сравнение с классической топологией ККМ.

Основное внимание в статье уделено получению аналитических выражений для сравнения уровня потерь рассмотренной схемы и классического корректора коэффициента мощности.

Результаты аналитического расчета подтверждаются имитационным моделированием.



Рис. 1. Структурная схема автономной системы электропитания

Принцип работы

Схема классического ККМ

На рис. 2. показана упрощенная схема классического однофазного ККМ.

Принцип работы схемы (рис. 2) заключается в следующем. В момент подачи импульса управления на силовой транзисторный ключ VT, ток протекает через силовой транзистор VT и индуктивность L. При этом ток, индуктивности L нарастает, а нагрузка питается от выходного конденсатора C_{out}.

В момент снятия импульса управления с силового транзисторного ключа транзистор VT закрывается, ток, протекающий через индуктивность, начинает спадать и заряжает конденсатор C_{out} через силовой диод VD.

Известно множество алгоритмов управления ключами преобразователя, позволяющих формировать синусоидальный ток питающей сети. В рамках данной статьи будет рассматриваться работа ККМ исключительно в режиме непрерывного тока индуктивности L с применением широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

При таком способе управления, уровень выходного напряжения формируется за счет изменения длительности импульса управления силовым транзисторного ключа по следующему закону:

$$V_o = \frac{\sqrt{2}V_{ac} \sin(\omega)}{1 - \gamma(\omega)}, \quad (1)$$

где V_o – значение выходного напряжения, V_{ac} – амплитудное значение синусоидального питающего напряжения, γ – длительность импульса управления силовым транзисторного ключа.

При этом, необходимо иметь ввиду, что синусоидальная форма потребляемого тока возможна только в случае, если выходное напряжение схемы будет выше амплитуды входного напряжения.

Схема двухполярного ККМ

На рис. 3. представлена упрощенная схема двухполярного ККМ с ключом переменного тока, а временные диаграммы, поясняющие ее работу – на рис. 4.

Принцип работы двухполярного ККМ заключается в следующем. В момент положительного полупериода питающего напряжения, компоненты L, VT1 и VT2, D1 и C_{out1} образуют классическую схему корректора коэффициента мощности, формирующего напряжение V_{out1} на конденсаторе C_{out1}.

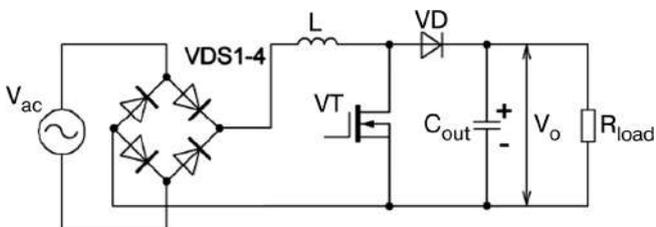


Рис. 2. Упрощенная схема классического ККМ

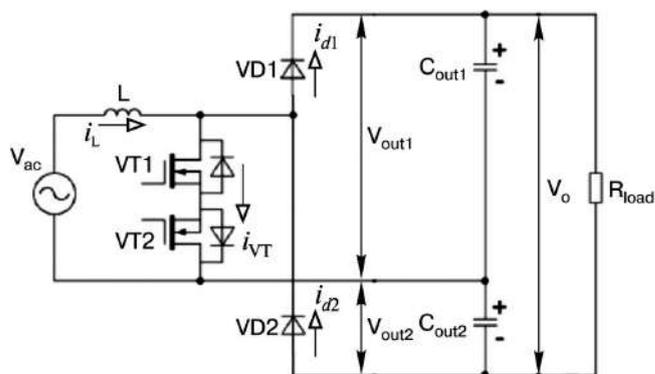


Рис. 3. Упрощенная схема двухполярного ККМ

На отрицательной полуволне питающего напряжения, компоненты L, VT1 и VT2, D2, C_{out2} образуют аналогичную схему, формирующую отрицательное напряжение V_{out2} на конденсаторе C_{out2}, при этом на положительной полуволне транзистор VT2 работает в режиме синхронного выпрямления, а на отрицательной полуволне транзистор VT1 работает в режиме синхронного выпрямления.

В результате, на выходе схемы формируется напряжение, минимальное значение которого равно двойной амплитуде входного напряжения классического корректора коэффициента мощности, то есть уровень выходного напряжения формируется за счет изменения длительности импульса управления силового транзисторного ключа по следующему закону:

$$\frac{V_o}{2} = \frac{\sqrt{2}V_{ac} \sin(\omega)}{1 - \gamma(\omega)}, \quad (2)$$

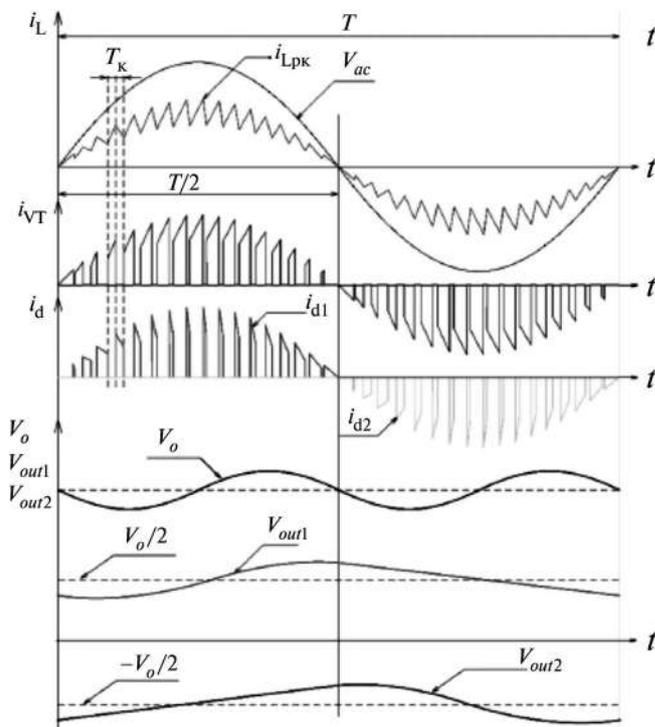


Рис. 4. Временные диаграммы, поясняющие принцип работы двухполярного ККМ

Аналитический расчет потерь в классическом ККМ

Для определения энергоэффективности используются стандартные методы определения величины потерь в полупроводниковых элементах: выпрямительном диодном мосте, силовом транзисторном ключе, а также в выходном силовом диоде.

Потери в силовом диодном мосте определяются выражениями и включают в себя статические потери на $p-n$ переходе и на дифференциальном сопротивлении диода:

$$P_b(V_{ac}) = I_{avg}(V_{ac}) \cdot V_f + I_{rms}^2(V_{ac}) \cdot R_d, \quad (3)$$

$$P_b(V_{ac}) = \frac{4 \cdot \sqrt{2} \cdot P_o}{\pi \cdot V_{ac} \cdot \eta \cdot \chi} \cdot V_f + \left(\frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{\pi \cdot V_{ac} \cdot \eta \cdot \chi} \right)^2 \cdot 4R_d. \quad (4)$$

где P_b – величина потерь в полупроводниковом диодном мосте, P_o – номинальная мощность ККМ, V_{ac} – действующее значение питающего напряжения, $I_{avg}(V_{ac})$ – среднее значение тока через диодный мост, $I_{rms}(V_{ac})$ – действующее значение тока через диод, η – коэффициент полезного действия, χ – коэффициент мощности, V_f – прямое падение напряжения на диоде, R_d – сопротивление открытого канала в диоде.

Потери в силовом транзисторном ключе имеют две составляющие – статическую и динамическую и определяются следующим образом:

$$P_{VT} = P_{VT(static)}(V_{ac}) + P_{VT(dynamic)}(V_{ac}). \quad (5)$$

$$P_{VT(static)}(V_{ac}) = [I_{VT(rms)}(V_{ac})]^2 \cdot R_{ds(on)}. \quad (6)$$

где $I_{VT(rms)}(V_{ac})$ – действующее значение тока через транзистор, $R_{ds(on)}$ – сопротивление открытого канала МДП-транзистора.

$$I_{VT(rms)}(V_{ac}) = \frac{P_o}{V_{ac} \cdot \eta} \sqrt{1 - \frac{8\sqrt{2} \cdot V_{ac}}{3 \cdot \pi \cdot V_o}}. \quad (7)$$

V_o – значение выходного напряжения ККМ.

Динамическая составляющая потерь в силовом транзисторном ключе имеет две составляющие – потери на включение и на выключение транзисторного ключа.

Амплитудное значение тока, протекающего через силовой транзисторный ключ, определяется как:

$$i_{Lpk}(V_{ac}) = \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{V_{ac} \cdot \eta} + \frac{\Delta i_{Lpk}(V_{ac})}{2}. \quad (8)$$

Тогда динамические потери в силовом транзисторе определяются как:

$$P_{VT(dynamic)}(V_{ac}) = P_{VT(on)} + P_{VT(off)}; \quad (9)$$

$$P_{VT(on)} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi |i_{Lpk}(V_{ac}) \cdot \sin(\theta) - \Delta i_L(V_{ac})| \cdot \frac{V_o \cdot t_{on} \cdot f}{2} d\theta; \quad (10)$$

$$P_{VT(off)} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_{Lpk}(V_{ac}) \sin(\theta) \cdot \frac{V_o \cdot t_{off} \cdot f}{2} d\theta, \quad (11)$$

где $\Delta i_L(V_{ac})$ – пульсации тока, протекающего через дроссель, t_{on} – время включения силового транзистора, t_{off} – время выключения силового транзистора, f – частота коммутации.

Потери в силовом выходном диоде ККМ имеют две составляющие – динамическую и статическую, которые и определяются следующими выражениями:

$$P_d(V_{ac}) = P_{d(static)}(V_{ac}) + P_{d(dynamic)}(V_{ac}); \quad (12)$$

$$P_{d(static)}(V_{ac}) = I_{d(avg)}(V_{ac}) \cdot V_{th} + I_{d(rms)}^2(V_{ac}) \cdot R_d; \quad (13)$$

$$I_{d(avg)}(V_{ac}) = \frac{P_o}{V_o}; \quad (14)$$

$$I_{d(rms)}(V_{ac}) = i_{Lpk}(V_{ac}) \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ac}}{9 \cdot \pi \cdot V_o}}; \quad (15)$$

$$P_{d(dynamic)} = \frac{1}{2} \cdot V_o \cdot Q_c \cdot f, \quad (16)$$

где $I_{d(avg)}(V_{ac})$ – среднее значение тока, протекающего через силовой диод, $I_{d(rms)}(V_{ac})$ – действующее значение тока через силовой выходной диод, V_{th} – величина падения напряжения на диоде в открытом состоянии, R_{ds} – значение активного сопротивления диода в открытом состоянии, Q_c – величина заряда емкости силового диода.

Аналитический расчет потерь в двухполярном ККМ

Статическая и динамическая составляющие потерь на силовом транзисторном ключе рассчитываются по следующим формулам:

$$P_{VT} = P_{VT(static)}(V_{ac}) + P_{VT(dynamic)}(V_{ac}). \quad (17)$$

$$P_{VT(static)}(V_{ac}) = [I_{VT(rms)}(V_{ac})]^2 \cdot 2 \cdot R_{ds(on)}. \quad (18)$$

$$I_{VT(rms)}(V_{ac}) = \frac{P_o}{V_{ac} \cdot \eta} \sqrt{1 - \frac{16\sqrt{2} \cdot V_{ac}}{3 \cdot \pi \cdot V_o}}. \quad (19)$$

$$i_{Lpk}(V_{ac}) = \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{V_{ac} \cdot \eta} + \frac{\Delta i_{Lpk}(V_{ac})}{2}, \quad (20)$$

$$P_{VT(dynamic)}(V_{ac}) = P_{VT(on)} + P_{VT(off)}; \quad (21)$$

$$P_{VT(on)} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^\pi |i_{Lpk}(V_{ac}) \cdot \sin(\theta) - \Delta i_L(V_{ac})| \cdot \frac{V_o \cdot t_{on} \cdot f}{2} d\theta; \quad (22)$$

$$P_{VT(on)} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{\pi} [i_{Lpk}(V_{ac}) \cdot \sin(\theta) - \Delta i_L(V_{ac})] \cdot \frac{V_o \cdot t_{on} \cdot f}{2} d\theta, \quad (23)$$

В рассматриваемой схеме ключ переменного тока построен с помощью 2 силовых транзисторов, что учитывалось при расчете потерь в силовых транзисторных ключах, а именно: при расчете статических потерь в силовом транзисторе из за последовательного подключения транзисторов учитывалось $2R_{ds(on)}$, также из за особенности работы схемы расчет действующего значения тока, протекающего через транзисторы, проводился с использование половины выходного напряжения $V_o/2$. Поэтому полученные аналитические выражения для расчета потерь в ключе переменного тока учитывают уровень потерь сразу на двух силовых транзисторах, причем мощность потерь между ними распределяется равномерно.

Также важно отметить, что в рассматриваемой схеме имеется два силовых выходных диода, что также учитывается в аналитических выражениях, а именно: при расчете среднего значения тока через силовой выходной диод используется половина выходного напряжения, что является особенностью рассматриваемой двухполярной схемы. Каждый из силовых выходных диодов проводит половину периода питающего напряжения, а другую половину периода питающего напряжения проводит другой диод, что также учитывается в аналитических выражениях. При этом аналитические выражения для расчета потерь в силовом выходном диоде учитывают потери мощности сразу на двух диодах за период сетевого напряжения, при этом на каждом из них мощность потерь будет в два раза ниже.

Сравнивая полученные аналитические выражения для расчета потерь в полупроводниковых элементах для классической схемы ККМ и двухполярной схемы ККМ, можно предположить, что схема двухполярном ККМ с применением ключа переменного тока является более энергоэффективной по следующим причинам:

- В двухполярном ККМ применяется ключ переменного тока, что позволяет не использовать выпрямительный диодный мост, что потенциально повысит энергоэффективность схемы.

- Использование на выходе двухполярного напряжения приводит к уменьшению действующего значения тока через силовые транзисторы, что потенциально снизит уровень статических потерь. Также за счет снижения уровня выходного напряжения уменьшится значение динамических потерь в силовых транзисторах.

- Кроме того, применение двухполярного напряжения на выходе позволит уменьшить значение действующего тока, протекающего через силовой выходной диод, что потенциально повысит энергоэффективность одного выходного силового диода по сравнению с классической топологии ККМ, но не уменьшит

значение потерь в двух выходных диодах в сумме по сравнению с одним в классической топологии.

- По сравнению с классической схемой ККМ применение двухполярного ККМ позволяет уменьшить значения токов, протекающих через полупроводниковые элементы в схеме, что потенциально уменьшает значение мощности потерь в этих элементах.

Сравнительная оценка аналитических выражений

Для оценивания энергоэффективности классического ККМ и двухполярного ККМ проведены расчеты по полученным аналитическим выражениям. Для проведения расчетов были приняты следующие параметры:

$$\begin{aligned} P_o &= 500 \text{ Вт}; \\ V_o &= 400 \text{ В}; \\ V_{ac} &= 48 \text{ В}; \\ \eta \text{ (классический)} &= 0,89; \\ \eta \text{ (двухполярный)} &= 0,94; \\ \chi &= 0,98; \\ f &= 80 \text{ кГц}; \\ R_d &= 0,04 \text{ Ом}; \\ V_f &= 1,3 \text{ В}; \\ \Delta i_L &= 1,5 \text{ А}; \\ R_{ds(on)} &= 0,05 \text{ Ом}; \\ t_{on} \text{ (классический)} &= 101 \text{ нс}; \\ t_{on} \text{ (двухполярный)} &= 43 \text{ нс}; \\ t_{off} \text{ (классический)} &= 69 \text{ нс}; \\ t_{off} \text{ (двухполярный)} &= 35 \text{ нс}; \\ R_{ds} &= 0,04 \text{ Ом}; \\ V_{th} &= 1,3 \text{ В}; \\ Q_c &= 18 \text{ нКл}. \end{aligned}$$

Сравнение аналитических результатов расчета потерь приведено в табл. 1.

Из полученных данных, представленных в табл. 1, можно сделать вывод, что величина потерь в двухполярном ККМ меньше, чем в классическом. Важно отметить, что суммарные статические потери на двух силовых транзисторах больше, чем в классической схеме ККМ, из-за последовательного соединения их активных сопротивлений $R_{ds(on)}$, но при этом значительно снизились динамические потери, что в итоге приводит к повышению энергоэффективности

Таблица 1. Сравнение аналитических результатов расчета потерь

Параметр	Топология схемы	
	Классический ККМ	Двухполярный ККМ
P_D , Вт	30,65	нет
$P_{VT(static)}$, Вт	5,81	$2 \times 4,34 = 8,64$
$P_{VT(dynamic)}$, Вт	22,80	$2 \times 3,92 = 7,85$
P_{VT} , Вт	28,62	$8,26 \times 2 = 16,53$
$P_{d(static)}$, Вт	1,91	$2 \times 1,88 = 3,76$
$P_{d(dynamic)}$, Вт	0,28	$2 \times 0,07 = 0,14$
P_{dt} , Вт	2,20	$2 \times 1,95 = 3,9$
P_{total} , Вт	61,48	20,43

в силовых транзисторах. Уменьшение действующего значения тока, протекающего через силовые выходные диоды в двухполярном ККМ приводит к уменьшению статических потерь на каждом из силовых выходных диодах в отдельности, но суммарные потери на выходных диодах больше, чем в классической схеме. Также отсутствие выпрямительного диодного моста на входе схемы играет существенную роль в повышении энергоэффективности схемы. Проведенный расчет подтверждает аналитические прогнозы касательно повышения энергоэффективности схемы, а также показывает, что применение двухполярного ККМ позволяет уменьшить значения мощности потерь на каждом отдельно взятом полупроводниковом элементе, что позволяет использовать более дешевые полупроводниковые элементы и упрощает задачу отведения тепла от компонента.

Моделирование классического и двухполярного ККМ

Имитационное моделирование проводилось в среде *PSpice* с шагом интегрирования 10 нс. Параметры, используемые при моделировании, соответствуют параметрам при аналитическом расчете. В качестве системы управления используется классический ШИМ, при этом, обе схемы работают в режиме непрерывного тока.

Схема модели классического однофазного ККМ приведена на рис. 5, однофазного двухполярного ККМ – на рис. 7.

Результаты моделирования классического ККМ (рис. 6) соответствуют аналитическим расчетам.

При моделировании двухполярного ККМ полученные результаты совпали с результатами аналитического расчета. В табл. 2 представлено сравнение результатов

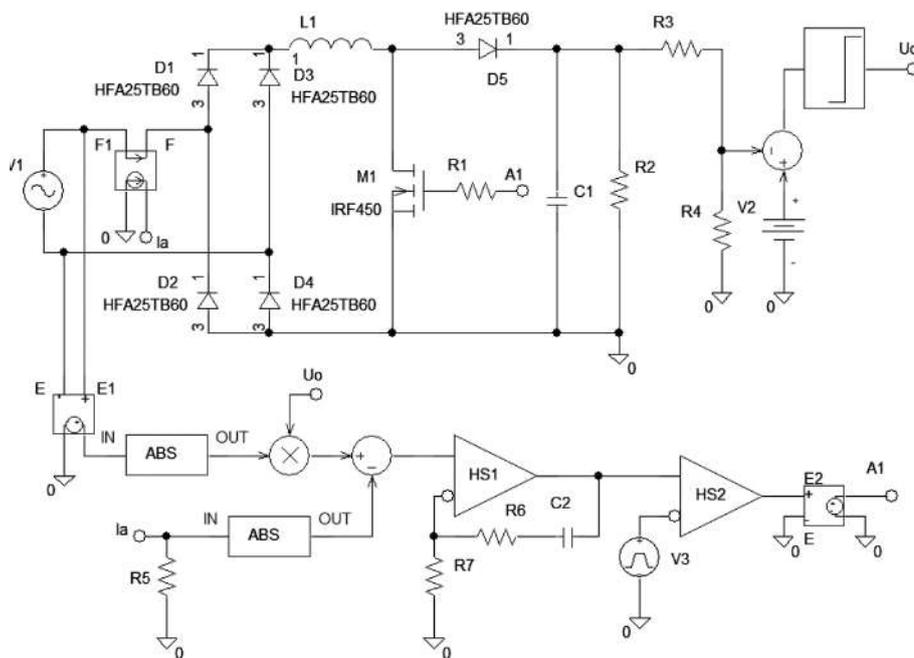


Рис. 5. Модель однофазного классического ККМ

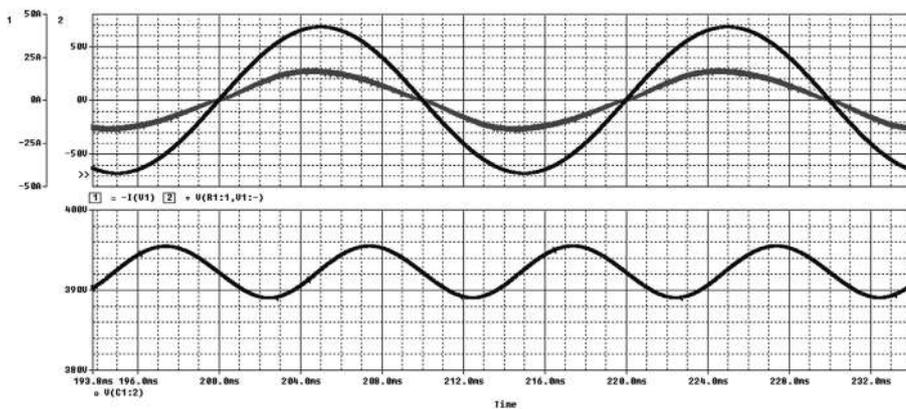


Рис. 6. Временные диаграммы модели однофазного классического ККМ

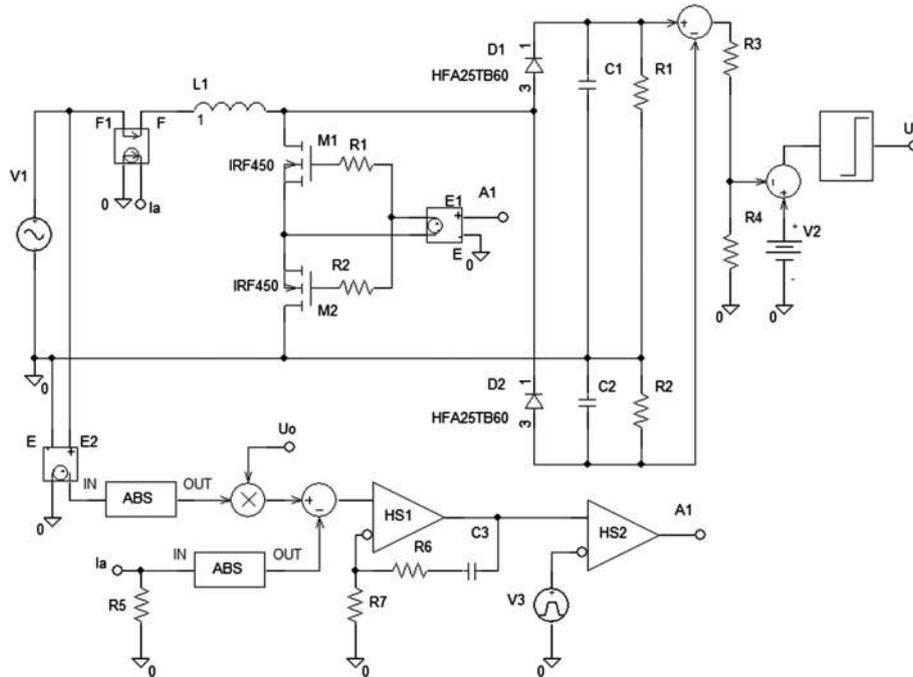


Рис. 7. Модель однофазного двухполярного ККМ

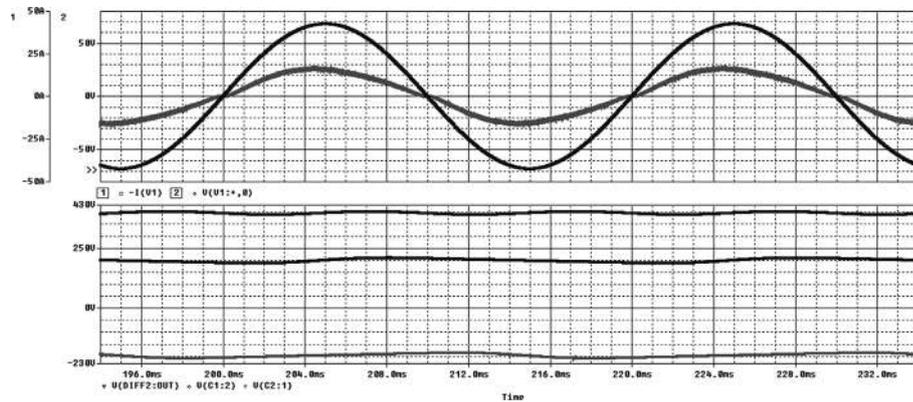


Рис. 8. Временные диаграммы модели однофазного двухполярного ККМ

Таблица 2. Сравнение аналитических результатов расчета потерь и результатов моделирования

Параметр	Топология схемы			
	Классический ККМ		Классический ККМ	
	Аналитика	Модель	Аналитика	Модель
P_D , Вт	30,65	29,48	нет	нет
$P_{VT(static)}$, Вт	5,81	5,72	$2 \times 4,34 = 8,64$	$2 \times 4,43 = 8,872$
$P_{VT(dynamic)}$, Вт	22,80	22,39	$2 \times 3,92 = 7,85$	$2 \times 4,10 = 8,21$
P_{VT} , Вт	28,62	28,11	$8,26 \times 2 = 16,53$	$2 \times 8,54 = 17,0$
$P_{d(static)}$, Вт	1,91	1,86	$2 \times 1,88 = 3,76$	$2 \times 1,84 = 3,68$
$P_{d(dynamic)}$, Вт	0,28	0,30	$2 \times 0,07 = 0,14$	$2 \times 0,09 = 0,19$
P_d , Вт	2,20	2,18	$2 \times 1,95 = 3,9$	$2 \times 1,93 = 3,86$
P_{total} , Вт	61,48	59,78	20,43	20,86

расчета потерь аналитическим методом и с помощью моделирования.

Заключение

Рассмотрен подход к расчету двухполярного ККМ с ключом переменного тока. Рассмотрен принцип работы двухполярного ККМ с ключом переменного тока. Обосновано применение рассмотренной схемы в ветроэнергетике при широком диапазоне значений входного напряжения.

Проведен аналитический расчет классической схемы ККМ и двухполярного ККМ. Представлены выражения для расчета потерь в основных полупроводниковых элементах.

Представлен сравнительный анализ классической топологии ККМ и двухполярного ККМ с ключом переменного тока с использованием реальных параметров элементов схемы на основе представленных аналитических выражений, подтверждающий теоретические прогнозы. Обоснованы достоинства применения двухполярного ККМ с ключом переменного тока по сравнению с классической топологией ККМ.

Разработаны математические модели классического ККМ и двухполярного ККМ с ключом переменного тока в среде *PSpice* для анализа процессов в схемах и верификации аналитического расчета. Для рассматриваемого примера представлены результаты моделирования процессов в схемах, подтверждающие основные аналитические выражения.

Литература

1. *Md. Rabiul Islam, Md Ashib Rahman, Kashem M. Muttaqi, Danny Sutanto*, A New Magnetic-Linked Converter for Grid Integration of Offshore Wind Turbines Through MVDC Transmission, IEEE Transactions on Applied Superconductivity (Volume: 29 , Issue: 2 , March 2019).
2. *Kristian Prestrud Astad, Marta Molinas*, Direct AC/AC power converter for wind power application, Melecon 2010 - 2010 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference.
3. *Snehal Bagawade, Majid Pahlevani, Shangzhi Pan, Praveen Jain*, Three-phase Reactive Power Control Using One-Cycle Controller for Wind Energy Conversion Systems, 2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG).
4. *Rene Barrera-Cardenas, Marta Molinas*, Comparative Study of Wind Turbine Power Converters Based on Medium-Frequency AC-Link for Offshore DC-Grids, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics (Volume: 3 , Issue: 2, June 2015).
5. *Lauris Bisenieks, Dmitri Vinnikov, Ilya Galkin*, New isolated interface converter for grid-connected PMSG based wind turbines, 2011 10th International Conference on Environment and Electrical Engineering.
6. *Yasser Boussairi, Abdelmajid Abouloifa, Abdelatif Hamdoun, Chaouqi Aouadi*, Backstepping controller design for a single phase DC/AC converter applied to grid-connected wind energy, 2015 3rd International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC).
7. *D. Casini, G. Marola*, A simple power converter for variable speed wind turbine, 2009 International Conference on Clean Electrical Power.
8. *Stefan Daraban, Dorin Petreus, Cristian Orian*, Control topology for high efficiency small scale wind energy conversion systems, 2014 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM).
9. *Bruno Ricardo de Almeida, Demercil S. Oliveira*, Power converter for vertical wind energy conversion system, 2013 Brazilian Power Electronics Conference.
10. *Nathalie Holtsmark, Himanshu J. Bahirat, Marta Molinas, Bruce A. Mork, Hans Kr. Hoidalén*, An All-DC Offshore Wind Farm With Series-Connected Turbines: An Alternative to the Classical Parallel AC Model?, IEEE Transactions on Industrial Electronics (Volume: 60 , Issue: 6, June 2013).
11. *Jen-Chien Hsieh, Tsung-Heng Tsai*, An AC-DC Wind Energy Harvesting Circuit with Extended Input-Voltage Range and 95% Tracking Efficiency, 2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS).
12. *John Lam, Praveen K. Jain*, A high efficient medium voltage step-up DC/DC converter with zero voltage switching (ZVS) and low voltage stress for offshore wind energy systems, 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications.
13. *Sanjida Moury, John Lam*, Modular isolated high frequency medium voltage (MV) step-up resonant DC/DC converters with high-gain rectifier for wind energy systems, 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE).
14. *Onai Kuseso, Tsegazeab Shishaye, Wu Xiaohua, Husan Ali*, Unidirectional step-up ultra sparse matrix converter for integration of wind energy resources to microgrids, AFRICON 2015.
15. *K. Shenai*, Advanced power converters for increased energy efficiency in microgrids, 2016 First International Conference on Sustainable Green Buildings and Communities (SGBC).
16. *Omid Alavi, Abbas Hooshmand Viki*, A three-phase/level unity-power-factor AC-AC converter for wind energy conversion systems, 2016 21st Conference on Electrical Power Distribution Networks Conference (EPDC).
17. *Kazuhiro Kajiwara, Satoshi Kuboyama, Tsuyoshi Higuchi, Johann W. Kolar, Fujio Kurokawa*, A new digital current control AC-DC converter for wind turbine, 2016 IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA).
18. *Noriyuki Kimura, Tomoyuki Hamada, Makoto Sonoda, Toshimitsu Morizane, Katsunori Taniguchi, Yasuyuki Nishida*, Suppression of current peak of PFC converter connected to induction generator for wind power generation excited by voltage source converter, 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference.
19. *Pratap Ranjan Mohanty, Anup Kumar Panda, Dhiman Das*, An active PFC boost converter topology for power factor correction, 2015 Annual IEEE India Conference (INDICON).
20. *Daniel Miller, Ralph Kennel, Manfred Reddig, Manfred Schlenk*, High Efficient Digital Controlled Bridgeless Boost

- PFC without Direct Current Sensing, Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management.
21. *Hrishikesh Nene, Chen Jiang, Shamim Choudhury*, Digital controller with integrated valley switching control for light load efficiency and THD improvements in PFC converter, 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC).
 22. *S. M. Ulhaq, E. Hiraki, M. Nakaoka, H. Takano*, Object-oriented simulation of DSP controlled three phase active PFC converter, 1998 Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (IEE Conf. Publ. No. 456).
 23. *Chao Huang, Wei-ming Lin, Xiao-jun Guo*, One-Cycle Control of single-phase PFC rectifiers with fast dynamic response and low distortion, Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference.
 24. *Fahad Alhuwaisheh, SinanAl-Obaidi, Nabil A. Ahmed*, Analysis of quasi-Z source PFC convertor and its comparison with traditional flyback, 2017 IEEE International Workshop On Integrated Power Packaging (IWIPP).
 25. *M. Gopinath, Prabakaran, S. Ramareddy*, A brief analysis on bridgeless boost PFC converter, International Conference on Sustainable Energy and Intelligent Systems (SEISCON 2011).
 26. *Wu Ding*, IGBT5 based power module for high efficient PFC and inverter applications, PCIM Asia 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management.

Рощупкин Георгий Вячеславович, аспирант кафедры “Микроэлектронные электросистемы”, Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (915) 071-40-78, e-mail: georg911@mail.ru;

Шевцов Даниил Андреевич, д. т. н., профессор кафедры “Микроэлектронные электросистемы”, Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +(916)-477-47-63;

Новиков Михаил Александрович, к. т. н., старший преподаватель, кафедры “Промышленная электроника”, НИУ МЭИ, тел.: +7 (916) 213-58-61, e-mail: manovikov@gmail.com.

А. О. Гирин, В. В. Крючков

РАЗРАБОТКА И МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЕЦИЗИОННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

А. О. Гирин, В. В. Крючков

Design and simulation of a precision DC-DC converter

В статье рассматривается задача проектирования малогабаритного источника питания для измерительной аппаратуры на борту ЛА. Особое внимание уделено вопросу расчета и применения плоского трансформатора. На основе компьютерной модели преобразователя рассмотрено применение ПИД-регулятора в цепи ООС для достижения заданной точности и стабильности выходного напряжения.

Ключевые слова: преобразователь постоянного напряжения, точность, плоский трансформатор, ПИД-регулятор.

This article covers issues of designing a compact power supply for the aircraft onboard measurement instrumentation. Special attention is paid to the design and implementation of the planar transformer. PID controller application in the feedback loop to achieve the output voltage specified accuracy and stability is considered based on the computer model.

Key words: DC-DC converter, precision, planar transformer, PID-controller.

Для питания измерительной аппаратуры на борту ЛА зачастую необходимо напряжение, отличное от стандартных для систем электроснабжения 27 В. Для получения требуемого напряжения применяются преобразователи постоянного напряжения (ППН), называемые также DC-DC преобразователи, – устройства, предназначенные для управления энергией, поступающей от источника постоянного тока, и передачи ее потребителю – также системе постоянного тока.

ППН для системы бортовых измерений отличаются от преобразователей общего назначения повышенными требованиями к точности и стабильности выходного напряжения, а также к размаху пульсаций. Это обусловлено требованиями к точности проводимых измерений, которая может существенно зависеть от напряжения питания системы.

Так, для измерения деформаций необходимо питать тензорезистивные датчики, объединенные, например, в мостовую схему. Выходное напряжение тензомоста зависит от напряжения питания. В случае нестабильного питания показания будут подвержены влиянию дрейфа входного напряжения, поэтому потребуются либо дополнительно регистрировать напряжение питания для дальнейшей корректировки зарегистрированных данных в процессе обработки, либо использовать это же напряжение питания в качестве опорного для АЦП, что требует правильной калибровки для исключения влияния дрейфа напряжения. Источник питания с высокой точностью установки выходного напряжения избавляет от необходимости регистрировать дополнительные параметры, что, безусловно, является преимуществом, поскольку объем накопителя информации на борту ЛА весьма ограничен.

Исходя из требований малой массы и малых габаритов, диктуемых размещением преобразователя на борту ЛА, логичной будет разработка импульсного ППН.

Требуемая от источника мощность – 5 Вт при напряжении 5 В. Такой мощности достаточно, чтобы

запитать, например, восемьдесят четырехсот-омных тензомостов, что нередко требуется при проведении летных испытаний.

Представленные на рынке готовые контроллеры позволяют достаточно легко создать ППН любой структуры с заданной мощностью и напряжением, однако большинство из них имеет точность выставления выходной величины порядка единиц процента, что недостаточно для рассматриваемой задачи, поэтому схема управления для разрабатываемого устройства будет создана на дискретных элементах.

Для преобразователя выбрана обратноходовая структура, поскольку она проста и ее применение позволяет использовать минимальное количество моточных элементов. При этом обратноходовой преобразователь обладает одним важным свойством: индукция намагничивания в трансформаторе для него не недостаток, как для прямоходовых схем, а необходимое условие работы, поскольку перед передачей в нагрузку энергия запасается в сердечнике [1].

Функциональная схема преобразователя представлена на рис. 1.

Через входной фильтр, напряжение питания постоянного тока подается на силовой транзисторный ключ на основе МДП-транзистора, который формирует на первичной обмотке трансформатора напряжение прямоугольной формы, преобразуемое в прямоугольное напряжение требуемого уровня на вторичной обмотке. Однополупериодный выпрямитель на диоде Шоттки проводит, когда транзистор заперт. После выпрямления пульсации напряжения сглаживаются выходным емкостным фильтром, что обусловлено выбором обратноходовой структуры преобразователя.

Роль датчика выходного напряжения (ДВН) и вычитателя совмещены в одном блоке формирователя сигнала ошибки (ФСО) на основе операционного усилителя. Выходное напряжение снимается после датчика тока (ДТ), чтобы не учитывать падение напря-

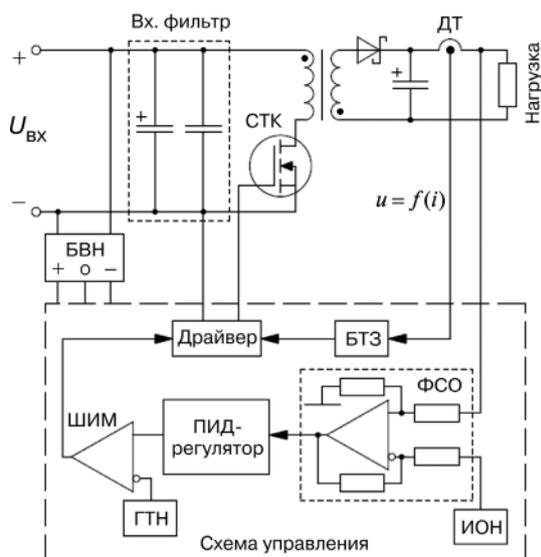


Рис. 1

жения на последнем. Опорное напряжение поступает с микросхемы прецизионного источника опорного напряжения (ИОН).

ПИД-регулятор выполнен на одном операционном усилителе для экономии места на печатной плате. С выхода ПИД-регулятора сигнал поступает в блок ШИМ, где компаратором сравнивается с опорным треугольным напряжением, формируемым генератором треугольного напряжения (ГТН). Таким образом, на выходе ШИМ формируется сигнал прямоугольной формы, подаваемый на микросхему драйвера силового транзистора.

Датчик тока ДТ установлен перед нагрузкой, чтобы сохранить возможность подключения минуса нагрузки на общий вывод бортовой сети, то есть на корпус, что требуется для измерительных устройств, устанавливаемых на борту ЛА. ДТ формирует напряжение, пропорциональное току нагрузки. Это напряжение поступает в блок токовой защиты, где сравнивается с опорным напряжением, соответствующим предельно допустимому току. При превышении этого напряжения на выходе блока формируется сигнал, блокирующий работу драйвера.

Блок вспомогательных напряжений (БВН) обеспечивает необходимым питанием блоки, входящие в схему управления (СУ).

Расчет трансформатора

При расчете трансформатора используются следующие исходные данные: минимальное входное напряжение $U_{вх\ min} = 24$ В для авиационной системы электроснабжения, выходная мощность $P_{вых}$, частота коммутации f , коэффициент заполнения D .

Принято считать, что преобразователи, работающие в режиме ШИМ, достигают оптимального соотношения между массой, габаритами, КПД, надежностью и стоимостью в диапазоне частот коммутации 100...500 КГц [2]. Для достижения минимальных габаритов

трансформатора и выходного фильтра выбирается частота коммутации 500 КГц.

Обратноходовые преобразователи, как правило, используют при коэффициенте заполнения не выше 0,5. Для снижения токовой нагрузки на силовые ключи и напряжения на запертых ключах [1] номинальный коэффициент заполнения принят 0,4.

Исходя из требования минимального размера устройства, принято решение использовать плоский трансформатор. Применение плоского трансформатора позволяет достичь малой высоты и массы устройства, меньших потерь, улучшенного отвода тепла и меньших значений паразитных параметров [1]. Немаловажным является то, что снижается доля ручного труда при производстве преобразователя, так как обмотки встроены в печатную плату. Расчетные соотношения для таких компонентов приведены в [2, 3]. Для достижения минимальных габаритов трансформатор рассчитывается на работу в граничном режиме.

Для трансформатора проектируемого ППН использован наименьший из доступных в ассортименте компании *Ferroxcube* сердечник – E14/3,5/5-PLT14/5/1,5. Его основные параметры:

- эффективная площадь сечения $A_e = 14,5$ мм²;
- эффективный объем $V_e = 240$ мм³;
- эффективная длина силовой линии $L_e = 16,7$ мм.

Индуктивность первичной обмотки рассчитывается по следующей формуле:

$$L_1 = \frac{(U_{вх\ min} D)^2}{2P_{вых} f}$$

Для определения индуктивности вторичной обмотки применяется используется формула:

$$L_2 = \frac{[U_{вых} (1 - D)]^2}{2P_{вых} f}$$

В качестве материала сердечника применен феррит 3F36. Хотя этот феррит обладает высокой индукцией насыщения, составляющей 520 мТл [4], пиковая индукция B_{max} для проектируемого устройства принята равной 50 мТл, что позволит снизить потери в сердечнике и, следовательно, повысить КПД всего устройства и снизить перегрев.

Число витков первичной и вторичной обмотки соответственно:

$$w_1 = \frac{U_{вх\ min} D}{2fB_{max} A_e}; \quad w_2 = \frac{U_{вых} w_1 (1 - D)}{U_{вх\ min} D}$$

Требуемая длина воздушного зазора в сердечнике:

$$G = \frac{\mu_0 w_1^2 A_e}{L_1}$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная проницаемость вакуума.

Для выбранного сердечника $L_1 = 18,43$ мГн; $L_2 = 1,8$ мГн; $w_1 = 13$; $w_2 = 4$; $G = 167,1$ мкм.

Выбранный сердечник выпускается с уже введенным воздушным зазором 170 микрометров. При этом, для него приводится значение индуктивности на виток $AL = 100$ мкГн/виток². Исходя из этого, уточненные значения индуктивностей обмоток $L_1 = 16,9$ мГн; $L_2 = 1,6$ мкГн.

Обмотки трансформатора будут распределены по четырем слоям печатной платы. На верхнем и нижнем слое будут располагаться по два витка вторичной обмотки для лучшего отвода тепла, на внутренних слоях расположатся 7 и 6 витков первичной обмотки.

При толщине медного слоя 70 мкм и толщине диэлектрика 400 мкм толщина платы составит ориентировочно 1580 мкм с учетом слоев маски. Окно для обмотки в сердечнике E-PLT14 составляет 2 мм, следовательно, пригоден для использования.

Интервал между проводниками принят равным 150 мкм – минимальный допустимый для плат 4 класса точности по ГОСТ Р 53429-2009. Такой зазор необходим для получения проводников максимального сечения.

Ширина проводников обмоток рассчитывается по следующей формуле:

$$W = \frac{b_w - (N + 1)s}{N},$$

где $b_w = 3,7$ мм – ширина обмотки, вычисляемая исходя из рекомендуемых размеров вырезов в печатной плате под сердечник, приведенных на рис. 2; N – количество проводников в слое, $N = 7$ для первичной обмотки и $N = 2$ для вторичной.

Ширина округляется в меньшую сторону до величины, кратной 0,05 мм и выбирается такими, чтобы получить шаг между проводниками кратный 0,1 мм:

$$W_1 = 0,35 \text{ мм}; W_2 = 1,55 \text{ мм}.$$

На рис. 3 показан пример распределения обмоток по слоям от верхнего слоя к нижнему слева направо с расчетной шириной проводников.

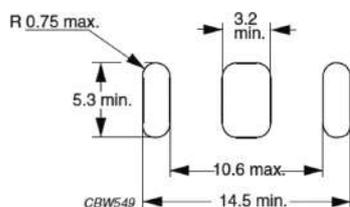


Рис. 2

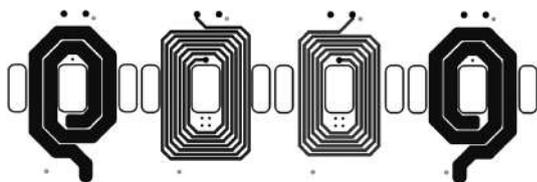


Рис. 3

В рассмотренной конфигурации общая высота трансформатора составляет 5 мм, при этом возвышение сердечника над платой составит менее 2 мм. Однако возрастает площадь, занимаемая трансформатором, поскольку вылет обмоток достаточно велик. На рис. 3 он составляет примерно 5 мм.

Расчет выходного фильтра

Исходными данными для расчета фильтра являются: ток нагрузки I_n , допустимый размах пульсаций напряжения на выходе устройства $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$, номинальный коэффициент заполнения D и частота коммутации f .

Согласно [1], размах пульсаций напряжения на конденсаторе фильтра определяется по следующей формуле:

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{I_n}{fC},$$

где C – емкость конденсатора выходного фильтра.

Решая это уравнение относительно C , получаем формулу для вычисления емкости фильтра:

$$C = \frac{I_n D}{f \Delta U_{\text{ВЫХ}}}.$$

Требуемый размах пульсаций на выходе преобразователя – 10 мВ. Практика показывает, что с расчетной емкостью пульсации превышают требуемое значение, поэтому вводится запас, то есть фильтр рассчитывается на $\Delta U_{\text{ВЫХ}} = 5$ мВ.

При частоте коммутаций 500 КГц и токе нагрузки 1 А расчетное значение емкости конденсатора фильтра составляет 160 мкФ, которое приводится к ближайшему значению в 150 мкФ по ряду E24.

Формирователь сигнала ошибки и ПИД-регулятор

ФСО и ПИД являются главными элементами ООС преобразователя. Для достижения заданной точности требуется использовать операционные усилители из класса прецизионных. Подходящим вариантом является ADA4077.

ПИД-регулятор реализуется на одном ОУ по схеме рис. 4. Его передаточная функция [5]

$$H(\omega) = - \left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{C_1}{C_2} + j\omega C_1 R_2 + \frac{1}{j\omega C_1 R_1} \right).$$

При $(R_2/R_1) \gg (C_1/C_2)$ передаточная функция преобразуется к следующему виду:

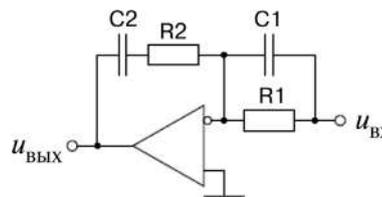


Рис. 4

$$H(s) = -\frac{R_2}{R_1} \left[1 + j \left(\omega C_1 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2} \right) \right].$$

Как видно из передаточной функции, эта реализация ПИД-регулятора имеет отрицательный коэффициент усиления, поэтому формирователь сигнала ошибки должен иметь положительный коэффициент усиления по отношению к выходному напряжению преобразователя.

Формирователем сигнала ошибки выступает дифференциальный усилитель на ОУ, показанный на рис. 5. Сигнал с выхода преобразователя подается на $U_{\text{вх}2}$, а опорное напряжение — на $U_{\text{вх}1}$.

Для уменьшения потерь в затворной цепи ключа для управления транзистором будет применяться 5 В, и чтобы не увеличивать число каналов БВН, схема управления тоже будет питаться напряжением 5 В. Поскольку при питании ADA4077 двуполярным напряжением 5 В допустимое входное напряжение составляет лишь $-3,8 \dots 3$ В, ИОН не может быть 5 В, поэтому в качестве опорного используется источник 2,5 В. В ФСО используется единичное усиление, чтобы не превысить допустимое входное напряжение на ПИД-регуляторе.

Поскольку сигнал с выхода преобразователя подается на неинвертирующий вход, а напряжение опоры в два раза ниже номинального напряжения преобразователя, на резистивном делителе R3–R4 должна быть четверть выходного напряжения.

Следует заметить, что несмотря на то, что в [6] предлагается для компенсации ошибки от тока смещения ОУ устанавливать сопротивления со стороны инвертирующего и неинвертирующего входов равными, отдельное моделирование ФСО в *LTSpice* на модели ADA4077 показало, что при сопротивлениях $R_2 = R_1 = 100$ кОм меньшая погрешность на выходе достигается при $R_3 = 30$ кОм и $R_4 = 10$ кОм.

Моделирование процессов в преобразователе

В модель на рис. 6 включены основные блоки ППН: силовая часть, ФСО, ПИД и ШИМ.

Модель диода Шоттки скорректирована с помощью *PSpice Model Editor* в соответствии со спецификацией на диод RSX501LAM20.

Для того, чтобы устройство работало корректно при питании схемы управления напряжением 5 В, в модели МДП-транзистора установлено пороговое напряжение

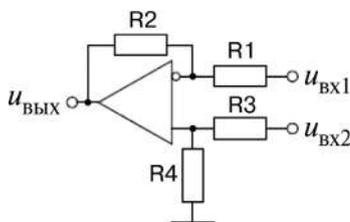


Рис. 5

2,5 В, как у транзистора TSM2328, близкого к IRFD110 по другим характеристикам.

Поскольку модель операционного усилителя ADA4077 отсутствует в библиотеке элементов *OrCAD*, схема управления построена на идеальных операционных усилителях. При этом, усилители U2 и U3 настроены на работу с двуполярным напряжением $-5 \dots 5$ В, а U1 — с однополярным.

Параметры ПИД-регулятора подобраны опытным путем в процессе моделирования. U2 — источник однополярного треугольного напряжения 3 В с частотой 500 кГц. Делитель R4–R5 перед ШИМ (U1) ограничивает коэффициент заполнения на уровне 0,5 для уменьшения тока в силовом каскаде при включении преобразователя.

На рис. 7 представлен процесс включения и выхода на режим схемы рис. 6. Фактически, этот график показывает обработку преобразователем ступенчатого воздействия. Перерегулирование при этом составляет $0,3 \text{ В} / 5 \text{ В} = 6\%$.

На рис. 8 более подробно продемонстрированы процессы в устройстве после выхода на рабочий режим. Сверху вниз: напряжение на диоде D1; токи в обмотках трансформатора; напряжение сток-исток МДП-транзистора; пульсации выходного напряжения.

Размах пульсаций выходного напряжения составил 7 мВ. Диаграмма напряжения на транзисторе показывает, что перенапряжение при отключении, вызванное индуктивностью рассеяния трансформатора, невелико и не выходит за допустимый для транзистора уровень.

Для проверки стабилизирующих свойств ППН схема промоделирована с нагрузкой, составляющей 10% от номинальной. Осциллограммы процессов приведены на рис. 9.

Чтобы проверить точность установки выходного напряжения вычислялось среднее напряжение на интервале от 1,45 мс до 1,5 мс для номинальной нагрузки и на интервале от 2,45 мс до 2,5 мс для 10% нагрузки вследствие затягивания процесса включения. Оно вычислено с помощью встроенной функции интегрирования в *PSpice* по формуле:

$$U_{\text{н.ср}} = \frac{1}{kT} \int_0^{kT} u_{\text{вх}}(t) dt,$$

где — число периодов на рассматриваемых интервалах. Полученные средние напряжения в обоих случаях составили ровно 5,0000 В.

Влияние входного напряжения на выходное исследовалось при номинальной нагрузке с изменением входного напряжения от 24 до 29,4 В. При каждом моделировании среднее напряжение оставалось ровно 5 В, что демонстрирует высокие стабилизационные свойства рассматриваемой схемы.

Заключение

Моделирование преобразователя показало, что применение ПИД-регулятора в ООС позволяет до-

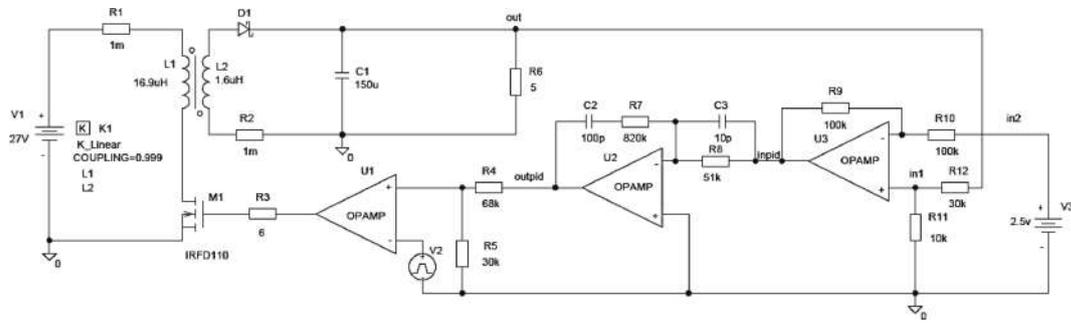


Рис. 6

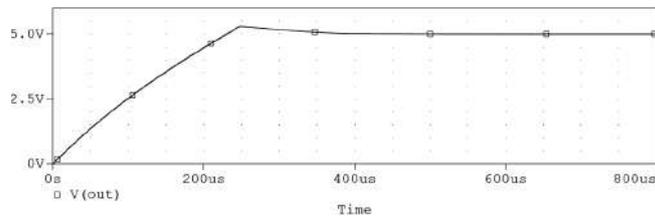


Рис. 7

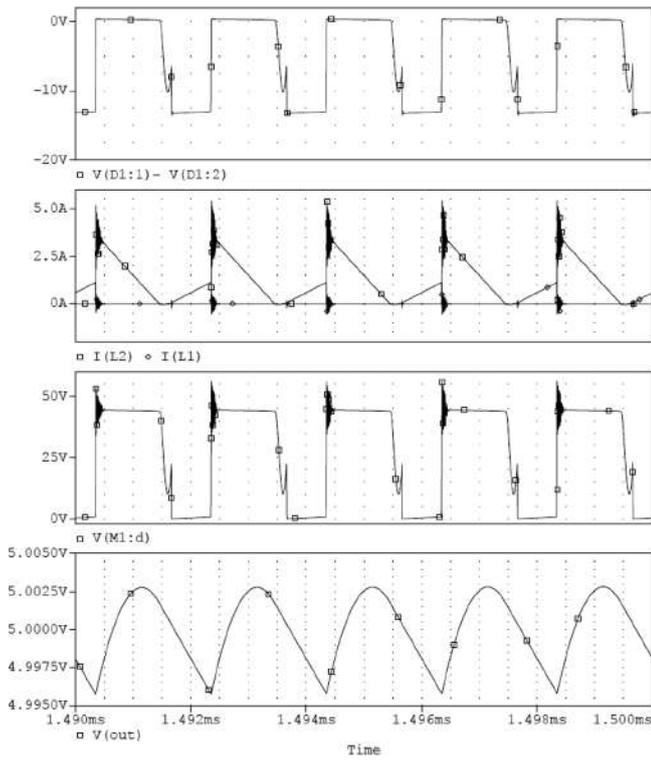


Рис. 8

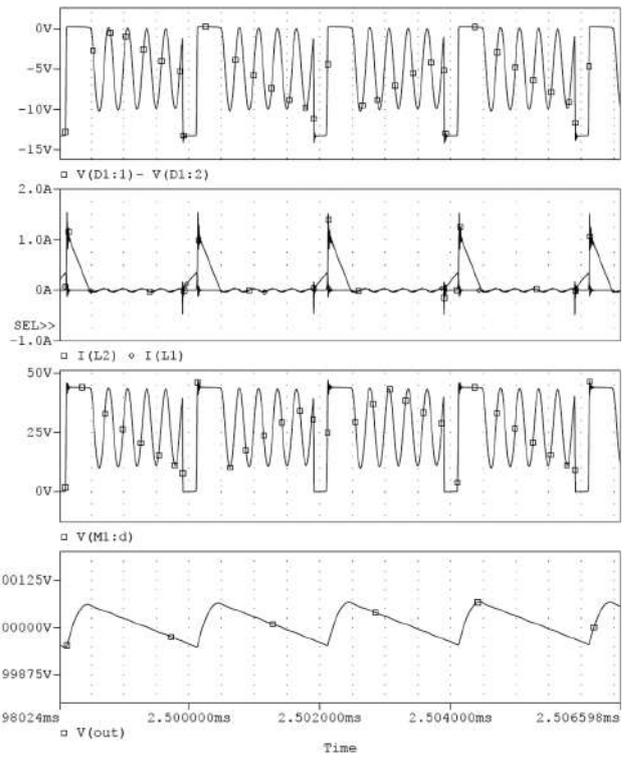


Рис. 9

стичь высокой точности регулирования и стабилизационный свойств устройства. При этом для получения оптимальных результатов стоит создавать математическую модель ППН и для нее специально рассчитывать коэффициенты регулятора. На реальном устройстве, вследствие наличия паразитных параметров (напряжения и тока смещения, тока сдвига в ОУ и других), погрешности, в отличие от модели, будут более заметны, но низкие значения этих параметров в современных прецизионных усилителях позволяют считать результаты моделирования достаточно достоверными.

Что касается целесообразности применения плоского трансформатора, существует ряд аспектов, которые следует учитывать при проектировании: повышение автоматизации производства, вследствие выполнения обмоток в печатной плате, потенциальное снижение массы и высоты устройства являются несомненными плюсами. Однако площадь, занимаемая трансформатором на плате, может возрасти относительно обычного исполнения. Кроме того, для реализации плоского трансформатора часто требуется применение многослойной печатной платы. Поэтому в каждом отдельном случае стоит проанализировать, что для выполнения поставленной задачи важнее.

Литература

1. *В. И. Мелешин.* Транзисторная преобразовательная техника. — М.: Техносфера, 2006. — 632 с.
2. *А. В. Лукин, М. Ю. Кастров, Г. М. Малышков, А. А. Герасимов, В. В. Макаров, А. Н. Парфенов.* Преобразователи напряжения силовой электроники. — М.: Радио и связь, 2004. — 416с.: ил.
3. *Макашов Д.* Обратноходовой преобразователь [Электронный ресурс] // Персональный сайт Дмитрия Макашова. 2005,2006. URL: <http://www.bludger.narod.ru/smpps/Flyback-R01.pdf> (дата обращения: 24.10.2018)
4. Datasheet 3F36 Material specification [Электронный ресурс] // Сайт производителя Ferroxcube. 06 июня 2013. URL: <https://www.ferroxcube.com/upload/media/product/file/MDS/3f36.pdf> (дата обращения: 10.11.2018).
5. *Тутце У., Шенк К.* Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. — М.: Мир, 1982. — 512 с.
6. *Хоровиц П., Хилл У.* Искусство схемотехники в 2-х томах. Том 1. Монография. Издание 3-е, стереотипное. Перевод с английского под редакцией М. В. Гальперина. — М.: Мир, 1986.

Гирин Алексей Олегович, студент 4-го курса кафедры "Микроэлектронные электросистемы" Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7, e-mail:

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

ТРАНЗИСТОРНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ КОЛЛЕКТОРНЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

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

Transistor switched mode regulators for DC commutator motors

В статье предложены варианты реализации аналоговых схем силовых блоков транзисторных импульсных регуляторов коллекторных двигателей постоянного тока (КДПТ), обладающих простотой реализации, хорошей динамикой, небольшими пульсациями якорного тока, малыми потерями в регуляторе и двигателе благодаря исключению паразитных переключений.

Ключевые слова: транзисторные импульсные регуляторы КДПТ, широтно-импульсное модулирование.

The article suggests several options for realizing low-power blocks of transistor switched mode regulators for DC commutator motors. These blocks are easy to realize, have good dynamics, small armature current ripples and power losses in regulator and motor, due to the stray commutations elimination.

Key words: transistor switched mode regulators for DCCM, pulse-width modulation.

Структурные схемы регуляторов электродвигателей для КДПТ с возбуждением от постоянных магнитов

Транзисторные импульсные регуляторы КДПТ применяются на ЛА в следящих системах дистанционного управления аэро- и газодинамическими рулями низколетящих беспилотных летательных аппаратов, радиолокационными антеннами наведения и в других системах с повышенными требованиями к динамической точности.

Исполнительными электродвигателями таких систем являются специально разработанные для этих целей малоинерционные быстродействующие КДПТ серий ДПМ с возбуждением от постоянных

магнитов и двигатели серии ДПР с легким ротором в виде пластмассового стакана с запрессованной в него обмоткой якоря без стального сердечника. Электрическая постоянная времени якоря ТЯ у таких двигателей относительно мала (0,25 ... 0,5 мс) и для уменьшения пульсаций якорного тока требуется выбирать частоту переключений силовых транзисторов регулятора в диапазоне от единиц до десятков килогерц.

Электродвигатели данного типа могут регулироваться только по обмотке якоря. На рис. 1 и 2 приведены две возможные структурные схемы РЭД для управления КДПТ.

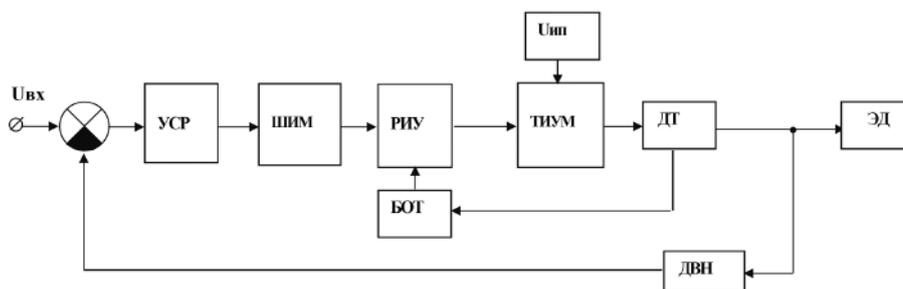


Рис. 1 Структурная схема РЭД для КДПТ с ШИМ регулированием

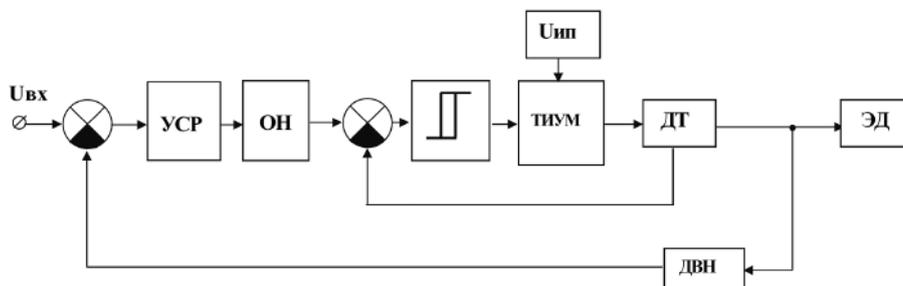


Рис. 2. Структурная схема РЭД для КДПТ с подчиненным регулированием тока

Основным силовым блоком регулятора, определяющим его экономичность и во многом надежность, является его выходной каскад – транзисторный импульсный усилитель мощности (ТИУМ). В схемах РЭД, питающихся постоянным напряжением, выходные каскады выполняются по мостовым схемам.

Схемы для коллекторных ЭД, комплектующих приводы в авиационных системах постоянного тока напряжением 27 В, выполнены на низковольтных МДП транзисторах с индуцированными *n*-каналами, имеющими малые остаточные сопротивления в открытом состоянии. Схемы РЭД с напряжениями питания в сотни вольт для управления бесколлекторными машинами постоянного и переменного тока чаще всего выполняются на *IGB*-транзисторах.

Основными проблемами проектирования выходных мостовых каскадов ТИУМ, относящимся в основном к “быстрым” процессам переключения, являются:

- определение величины тепловых потерь в силовых транзисторных каскадах (СТК) на интервалах их переключения (динамических потерь); оценка необходимости их уменьшения;
- выбор и обоснование рациональных, либо оптимальных уровней сигналов, управляющих СТК;
- исключение паразитных процессов в моменты переключений;
- организация низкоэнергетических траекторий переключения в границах области максимальных режимов (ОМР).

В первой схеме регулирование оборотов двигателя осуществляется широтно-импульсным способом на постоянной частоте коммутации силовых транзисторов [1, 2]. Нежелательные для привода переходные перегрузки по току и аварийные токи коротких замыканий устраняются блоком импульсного ограничения (БОТ) по сигналу с датчика тока ДТ в выходной цепи. Схема РЭД охвачена ООС по среднему значению выходного напряжения, снимаемого с выхода датчика ДВН. Кроме

ШИМ, цепь прямой передачи РЭД содержит усилитель сигнала рассогласования УСР и распределитель импульсов управления РИУ между транзисторами импульсного усилителя мощности ТИУМ.

На рис. 2 приведена схема РЭД, не содержащая ШИМ. Регулирование оборотов ЭД осуществляется в ней контуром подчиненного регулирования тока якоря, который содержит датчик тока и релейный блок. Формирование мгновенного тока якоря производится по принципу “токового коридора”, эталонным уровнем тока управляет УСР. Ограничив напряжение с выхода УСР (блоком ограничения сигнала БОС), можно ограничить максимальный ток якоря, не прибегая к услугам специального блока БОТ. Еще одним достоинством схемы является ее лучшая динамика. К недостаткам можно отнести изменение частоты коммутации и генерацию частотных помех в широкой полосе спектра.

Рассмотрим работу РЭД в двух импульсных режимах коммутации.

При повышенных требованиях к экономичности регуляторов более предпочтительным является режим однополярных импульсов (первый импульсный режим – 1ИР), изменяющих полярность при смене знака управляющего напряжения РЭД. Такой режим можно осуществить в мостовой схеме (рис. 3), периодически переключая транзисторы одной из стоек при неизменных состояниях транзисторов другой стойки.

В режиме двуполярных импульсов (второй импульсный режим-2ИР) попеременно включаются пары транзисторов, входящие в противоположные диагонали моста.

Основным достоинством первого режима является лучшая экономичность из-за меньших пульсаций якорного тока. Основным достоинством второго – меньшая сложность схемы управления и защиты. В связи с этим первый импульсный режим чаще применяется в относительно мощных продолжительно

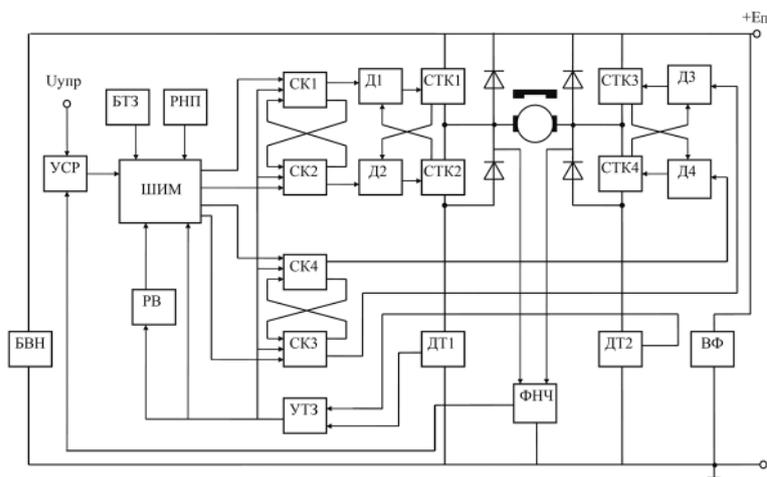


Рис. 3. Функциональная схема однофазного мостового регулятора на силовых транзисторных ключах СТК1–СТК4 с блокирующими диодами VD1–VD4, способного работать как в первом так и во втором импульсных режимах в зависимости от алгоритма коммутации, заложенного в ШИМ

работающих регуляторах с повышенными требованиями к КПД, второй импульсный режим - в относительно маломощных, кратковременно работающих устройствах.

Поясним назначение и особенности основных функциональных узлов.

Усилитель сигнала рассогласования (УСР) сравнивает входной сигнал управления с напряжением сигнала ООС, поступающий с выхода несилевого сглаживающего фильтра.

Двухканальный широтно-импульсный модулятор (ШИМ), преобразует выходной сигнал УСР в последовательность управляющих импульсов, коэффициент заполнения которых зависит от величины сигнала рассогласования.

Согласующие каскады СК1-СК2 осуществляют при необходимости гальваническую развязку между ШИМ и усилителями мощности (драйверами), либо преобразуют по уровню выходные сигналы ШИМ.

Усилители мощности (драйверы) кроме основной функции обеспечивают двуполярное управление силовыми транзисторами.

Узел токовой защиты (УТЗ) предназначен для импульсного ограничения аварийных и неаварийных переходных токов регулятора на допустимом безопасном уровне.

Реле времени (РВ) управляется выходным сигналом УТЗ и выдает команду на аварийное отключение регулятора, когда продолжительность токовой перегрузки больше некоторого интервала выдержки времени, величина которого выбирается заведомо большей, чем продолжительность неаварийных переходных токовых перегрузок.

Несилевой фильтр низкой частоты (ФНЧ) предназначен для выделения среднего значения выходного напряжения, выполнен по дифференциальной схеме и представляет собой минимально-фазовое аперриодическое звено первого порядка. Частота среза ФНЧ должна быть на 1–2 порядка меньше частоты преобразования ШИМ.

Блок вспомогательных напряжений (БВН) предназначен для обеспечения электропитанием требуемого качества всех функциональных узлов регулятора. Питается БВН тем же напряжением, что и мостовой преобразователь.

Реле напряжения питания (РНП) запрещает прохождение сигналов управления на силовые транзисторы до тех пор, пока выходные напряжения БВН не будут находиться в допустимых пределах.

Блок тепловой защиты (БТЗ) отключает регулятор при недопустимо перегреве по сигналу с датчиков температуры, установленных на радиаторах силовых транзисторов. БТЗ после срабатывания удерживает регулятор в аварийно отключенном состоянии до тех пор пока не будет снято, а затем снова подано напряжение питания.

Входной помехоподавляющий фильтр (ВФ) обеспечивает электромагнитную совместимость регулятора с

сетью, защищая сеть от помех, создаваемых регулятором, а его в свою очередь, от помех, идущих из сети.

Проектируя регуляторы с жесткими требованиями по эффективности, полезно иметь в виду следующие рекомендации [1].

При ограничениях на располагаемый объем, температурный режим, допустимые пульсации якорного тока и элементную базу основное внимание следует уделять повышению экономичности СТК, используя структурные и схемотехнические методы уменьшения статических и динамических тепловых потерь.

Для уменьшения пульсаций якорного тока либо частоты преобразования и динамических потерь последовательно с электродвигателем может быть включен сглаживающий дроссель. Кроме того применение дросселя повышает эффективность токовой защиты за счет ограничения скорости нарастания аварийных токов при случайных коротких замыканиях нагрузки, особенно опасных при повышенном напряжении питания. Включение дросселя расширяет область устойчивой работы регулятора при использовании ООС по току якоря.

Узел токовой защиты целесообразно строить по принципу токового коридора, что позволяет обеспечить надежность устройства в аварийных ситуациях и неаварийных переходных режимах, а также максимальное быстродействие регулятора и электропривода в целом. Для реализации этого принципа защиты не обязательно включать датчик тока в цепь якоря. Можно применить два датчика тока, подключенных к общей шине, что позволяет существенно упростить узел токовой защиты. Для исключения влияния бросков тока, обусловленных рассасыванием заряда в блокирующих диодах, необходимо введение небольших задержек.

Регулятор может быть охвачен ООС не по среднему выходному напряжению, а по току якоря, что в ряде случаев позволяет повысить запас устойчивости регулятора и улучшить его динамические характеристики. При этом на ФНЧ подается не выходное напряжение мостового преобразователя, а напряжение с датчиков тока. Поскольку ФНЧ в любом случае должен выполняться по дифференциальной схеме, то для обеспечения малого начального тока якоря и симметричной характеристики регулятора “вход-выход” в ФНЧ следует применять прецизионные элементы.

Для гарантированного исключения сквозных токов всех типов во всем диапазоне изменения коэффициента заполнения и рабочей температуры следует активно запирать СТК и вводить не фиксированные, а автоматические задержки на включение СТК, применяя перекрестные связи между драйверами каждой стойки. Полезно также введение перекрестных связей между соответствующими согласующими каскадами.

Для повышения быстродействия канала регулирования вместо традиционных каскадов с резистивной нагрузкой лучше использовать каскады управления в виде эквивалентных источников тока, что позволит значительно уменьшить длительность процессов пере-

заряда коллекторных емкостей транзисторов.

Для обеспечения работы мостового преобразователя во всем диапазоне изменения коэффициента заполнения от 0 до 1 связь драйверов с согласующими каскадами должна быть не трансформаторной, а гальванической либо оптронной. При использовании оптронной связи следует предусматривать специальные меры для исключения ложного отпирания СТК, обусловленного эффектом dU/dt из-за наличия паразитной емкости между светоизлучателем и фотоприемником оптрона. Кроме того, драйверы должны быть спроектированы таким образом, чтобы исключить ложное отпирание СТК в переходных режимах БВН. Данное обстоятельство может потребовать применения в каждом драйвере своего реле напряжения питания.

Блок вспомогательных напряжений лучше проектировать на основе однотактного обратногоходового стабилизированного преобразователя, выходные каналы которого выполняются на отдельных трансформаторах с параллельно соединенными первичными обмотками. Такое решение позволяет существенно уменьшить взаимодействие узлов регулятора по цепям питания при минимальной перекрестной неустойчивости выходных каналов.

Входной фильтр целесообразно набирать из нескольких параллельно соединенных электролитических и пленочных либо керамических конденсаторов для улучшения фильтрующих свойств за счет уменьшения эквивалентного сопротивления.

При питании регулятора повышенным напряжением может возникнуть необходимость в ограничителе зарядного тока конденсаторов входного фильтра не только для обеспечения электромагнитной совместимости регулятора с сетью, но и с целью исключения ложного отпирания СТК при пуске регулятора, обусловленного эффектом dU/dt .

При питании регулятора от выпрямительных устройств может оказаться целесообразным применение мощного балластного резистора для исключения переходных перенапряжений в режиме рекуперации электроэнергии. Этот резистор подключается к шинам питания регулятора с помощью пятого дополнительного СТК по сигналу специального электронного реле, контролирующего уровень питающего напряжения. При этом пороги срабатывания и отпускания реле выбираются несколько выше, чем наибольший уровень питающего напряжения. Такое решение позволяет существенно уменьшить необходимую емкость конденсаторов входного фильтра, а следовательно массу и габариты всего регулятора.

Вопросы конструирования импульсных транзисторных регуляторов не менее важны, чем проектирование их принципиальных электрических схем, поскольку при больших скоростях переключения выходных токов экономичность и надежность устройства может в значительной степени определяться паразитными неконтролируемыми параметрами

монтажа, существенно меняющими характер основных процессов.

Широтно-импульсные модуляторы

Широтно-импульсный модулятор для второго импульсного режима

Функциональная схема такого ШИМ приведена на рис. 4а и состоит из компаратора напряжения DA1, задающего генератора двуполярного симметричного пилообразного напряжения ГПН с фиксированной частотой и инвертора напряжения на компараторе DA2.

Два противофазных выхода ШИМ предназначены для управления диагоналями выходного мостового каскада. В зависимости от формы пилы ШИМ может осуществлять модуляцию по переднему фронту, по заднему фронту или по обоим фронтам. Фронт модуляции влияет на динамические характеристики регулятора и на качество переходных процессов, если РЭД строится как замкнутая САР. Если РЭД строится разомкнутым, то фронт модуляции практически не оказывает влияния на его динамические свойства.

Когда сигнал управления, подаваемый на прямой вход компаратора, меньше напряжения “пилы”, подаваемой на его инверсный вход, на выходе компаратора формируется низкий уровень (логический ноль). Если уровень сигнала выше пилообразного сигнала, то компаратор выдает высокий уровень (логическую единицу). Временные диаграммы процессов, поясняющие работу ШИМ, приведены на рис. 4б).

Такой ШИМ обеспечивает диапазон изменения коэффициента заполнения от нуля до единицы включительно (рис. 4б). Выходной сигнал компаратора ШИМ должен поступать на распределитель импульсов управления РИУ.

Широтно-импульсный модулятор для первого импульсного режима

Для организации первого импульсного режима ШИМ должен формировать два выходных сигнала, которые в совокупности несут информацию о полярности и уровне сигнала управления. Затем выходные сигналы ШИМ будут подаваться на РИУ, который сформирует четыре сигнала для управления транзисторами выходного моста. Возможный вариант функциональной схемы ШИМ на основе ГПН с двумя разнополярными пилами представлен на рис. 5а). Временные диаграммы процессов, поясняющие работу ШИМ, представлены на рис. 5б). Рассмотренный ШИМ обеспечивает диапазон изменения коэффициента заполнения от нуля до единицы включительно (рис. 5б).

ШИМ с триггером состояния для первого импульсного режима

Недостаток рассмотренного ШИМ состоит в том, что при некоторых условиях возможны многократные переключения на периоде преобразования, что приведет к возрастанию динамических потерь, расширению спектра помех от РЭД и снижению его надежности.

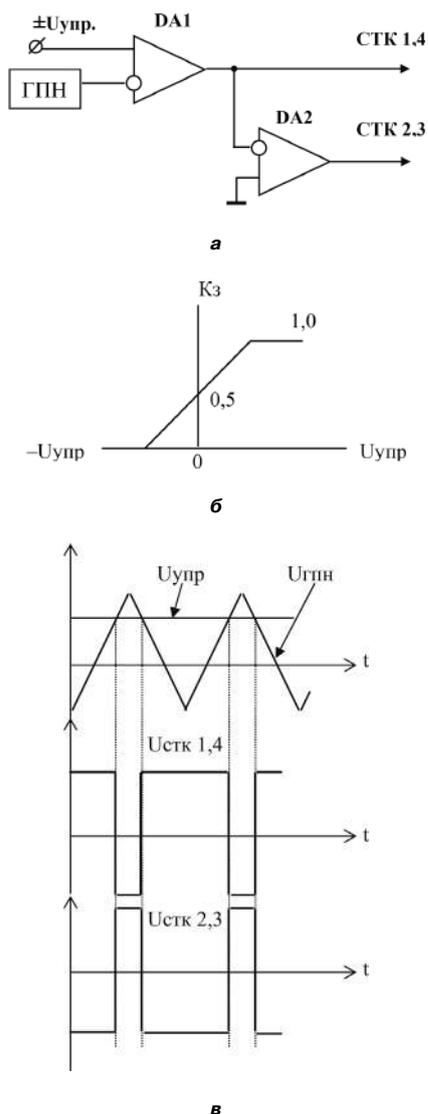


Рис. 4. Широтно-импульсный модулятор для второго импульсно-го режима: функциональная схема (а); передаточная характеристика (б); временные диаграммы процессов (в)

Появление дополнительных переключений может быть обусловлено нарушением пульсационной устойчивости замкнутых импульсных систем, когда скорость изменения сигнала рассогласования на входе ШИМ ($U_{упр}$) превышает скорость изменения опорной пилы. Для исключения паразитных переключений в ШИМ вводится триггер состояния DD1 (рис. 6а).

На рис. 6б приведены временные процессы в схеме в случае применения ГСИ и триггера состояния и без них при возможных изменениях сигнала управления.

Такая схема ШИМ включает в себя:

- задающий генератор пилообразного напряжения ГПН с пологим нарастающим фронтом и резким спадом;
- генератор синхроимпульсов ГСИ, с длительностью импульса, равной времени спада пилообразного сигнала от ГПН;
- компаратор напряжения DA1, на инверсный вход

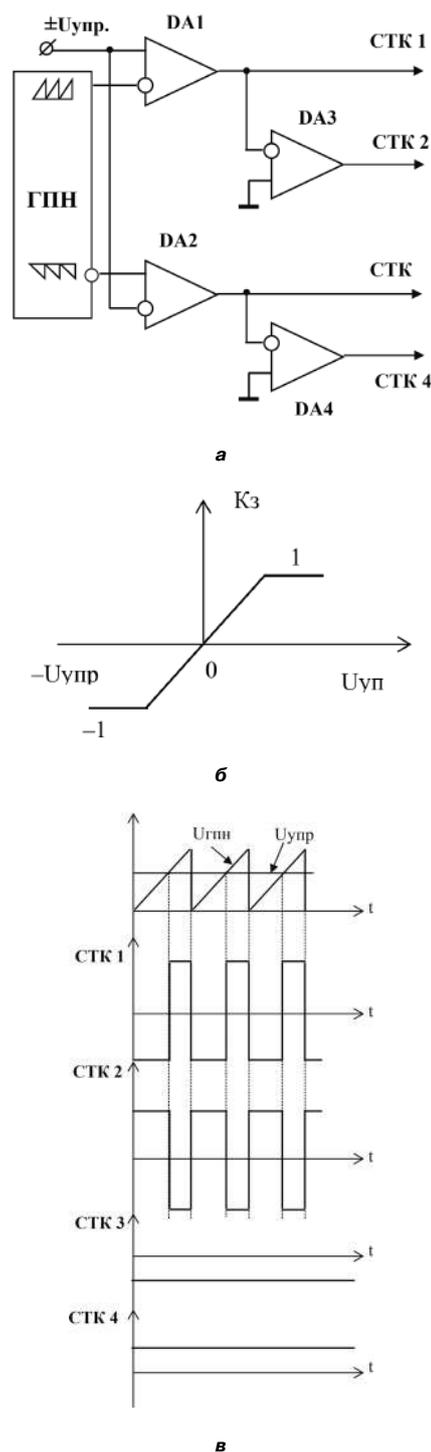


Рис. 6. Широтно-импульсный модулятор с триггером состояния для первого импульсного режима: функциональная схема (а); временные диаграммы процессов (б)

которого подается управляющее напряжение, а на прямой вход - пилообразный сигнал от задающего генератора;

- RS-триггер DD1, на R-вход которого поступает выходное напряжение компаратора, а на S-вход подаются синхроимпульсы от ГСИ;
- логический элемент DD3 типа 2И. Выходные сигналы с DD3 поступают далее на

вход РИУ.

Следует отметить, что такой ШИМ не может обеспечить режим $K_3 = 1$, так как время паузы не может быть меньше длительности синхроимпульса.

ШИМ для организации подчиненного регулирования по току

Применение подчиненного регулирования по току позволяет улучшить динамику РЭД и при выполнении определенных условий расширить область его устойчивой работы. При этом не требуется применения отдельного блока ограничения тока. Система строится двухконтурной, при этом внешний контур, замкнутый по напряжению оказывается “ведущим”, а внутренний, замкнутый по току – “ведомым”.

На рис. 7 приведена схема традиционного ШИМ для подчиненного регулирования на постоянной частоте, применяющаяся при проектировании ИВЭ.

Однако, необходимо отметить ряд ограничений, возникающих применительно к регуляторам:

- в режиме разрывных токов нагрузки РЭД внутренний контур может устойчиво работать при любых коэффициентах заполнения;

- в режиме безразрывных токов нагрузки РЭД внутренний контур может устойчиво работать только при $K_3 \leq 0,5$;

- для обеспечения устойчивой работы внутреннего контура при безразрывных токах и любых значениях K_3 требуется вводить комбинированное регулирование.

Устойчивую работу внутреннего контура при любом характере тока нагрузки РЭД и при любом значении K_3 обеспечивает релейное (гистерезисное) регулирование (рис. 2). При этом происходит одновременное изменение длительности импульса и длительности паузы, однако частота не остается постоянной. Дополнительные достоинства метода – простота реализации и хорошая динамика. Недостатками являются переменная частота переключений с появлением субгармоник и возникновением “акустических шумов”.

Несилловые блоки РЭД, преобразующие информацию, сейчас строят не только на аналоговых, но и на цифровых и аналого-цифровых узлах. [3, 4].

Достоинства цифровых – высокая степень интеграции базовых элементов, большая точность за счет

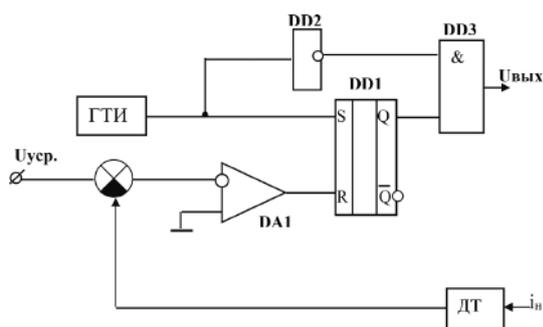


Рис. 7. Функциональная схема ШИМ для подчиненного регулирования по току

применения точных цифровых датчиков, возможность проведения сложных вычислительных и оптимизационных процедур, совместимость с цифровыми комплексами управления. Но, даже единичная помеха может повлечь сбой алгоритма управления и, как следствие, повреждение или полный выход из строя блоков РЭД, особенно при групповом включении транзисторов ТИУМ.

Достоинства аналоговых несилловых блоков – высокое быстродействие, работа в реальном масштабе времени, относительно низкая чувствительность к импульсным внутрисистемным помехам от силовых каскадов.

Считая последнее качество аналоговых методов решающим в условиях плотной компоновки устройств, авторы отдают предпочтение аналоговым и аналого-цифровым методам преобразования информации в сочетании с широтно-импульсными методами преобразования электрической энергии, рассчитывая на разработку и применение специализированных базоматричных кристаллов, не подверженных сбоям, для миниатюризации несилловых каскадов РЭД.

Литература

1. Машуков Е. В. Шевцов Д. А. Проектирование мостовых каскадов транзисторных импульсных регуляторов мощности. – Электропитание. Научно-технический сборник. – М.: Ассоциация “Электропитание”, 1993, вып. 2.
2. Машуков Е. В. Шевцов Д. А. Транзисторные регуляторы электродвигателей постоянного тока. – Транзисторные устройства распределения, преобразования и регулирования электроэнергии. Тем. сб. науч.тр. – М.: ЭКОН, 1999, С. 43–48.
3. Решение компании STMicroelectronics для управляемого электропривода. – Новости электроники 2009, № 13.
4. Д. А. Матвеев, А. Ю. Бальзамов. Разработка системы управления полупроводниковым преобразователем электроэнергии на ПЛИС. – Практическая силовая электроника, 2017, № 4(68).

Шевцов Даниил Андреевич, д. т. н., профессор, профессор кафедры “Микроэлектронные электросистемы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (495) 158-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru;

Аверин Сергей Владимирович, к. т. н., доцент, заведующий кафедрой “Микроэлектронные электросистемы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: 8 (499) 158-44-26; e-mail: acb@mai.ru;

Машуков Евгений Владимирович, д. т. н., профессор, профессор кафедры “Микроэлектронные электросистемы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (495) 158-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru;

Ульященко Галина Михайловна, к. т. н., доцент, доцент кафедры “Микроэлектронные электросистемы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (495) 158-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru.

Г. С. Мыцык, Мье Мин Тант

ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ ПРИ СИНТЕЗЕ ГЕНЕРИРУЮЩИХ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ

G.S. Mytsky,
Myo Min Thant

В электромеханике одной из наиболее общих и типовых для многих применений является задача преобразования механической энергии с переменной частотой вращения вала в электрическую энергию с заданными параметрами и показателями качества. Решается она на основе использования электрических машин (ЭМ) чаще всего синхронного (СМ) и реже асинхронного (АМ) типов в совокупности с электронными преобразователями (ЭП). Такого типа генерирующие электротехнические комплексы (ЭТК) в последнее время с целью систематизации и обобщения возможных вариантов предложено обозначать как машинно-электронные генерирующие системы (МЭГС) первого – МЭГС-1 и второго – МЭГС-2 типов. МЭГС-1 характеризуются выходным напряжением постоянного тока (раннее обозначение “Вентильные генераторы”), а МЭГС-2 – напряжением переменного тока (раннее обозначение – “Системы ПСПЧ: переменная скорость – постоянная частота”). В работе исследуется МЭГС-2, работающая в режиме РПС (параллельно с сетью) и отдающая в нее активную мощность с помощью трехфазного инвертора напряжения (ТИН) с ШИМ-алгоритмом формирования его выходного напряжения. В качестве источника питания ТИН используется МЭГС-1, выполненная на базе наиболее простой и дешевой АМ с короткозамкнутым ротором (КЗР). Целью исследований является создание информационно-методического обеспечения (ИМО), во-первых, для системного проектирования (СП) ЭТК МЭГС-2 на доступном инженерном уровне и, во-вторых, для оценки в последующем конкурентоспособности этого варианта ЭТК. Средством решения поставленной задачи является имитационное компьютерное моделирование (ИКМ). Для ИКМ АМ с КЗР используется известное модельное ее описание (МО), учитывающее нелинейную характеристику магнитопровода статора АМ. Методической особенностью решения поставленной задачи является определение на 1-ом этапе значения напряжения питания – E_n ТИН, которое необходимо для реализации требуемого режима его работы. На 2-ом этапе (с помощью ИКМ) исследуется свойство ее самовозбуждения (с помощью конденсаторов) при работе на выпрямительную нагрузку и при возмущающих воздействиях по частоте вращения и по нагрузке. На основе серии численных экспериментов создается объем информации, необходимый для определения искомого значения величины E_n . При этом рассматриваются два возможных варианта СП МЭГС-2: идеальное СП, когда АМ с КЗР и ТИН проектируются изначально совместно, и вынужденное СП, когда ТИН проектируется под возможности уже ранее созданной АМ с КЗР. 1-ый и 2-й этапы исследований проводятся порознь. На заключительном 3-м этапе исследуется ЭТК МЭГС-2 в виде последовательно включенных МЭГС-1 и ТИН в режиме РПС. Приводятся осциллограммы, иллюстрирующие его работоспособность. Созданное ИМО позволяет продолжить работы в направлении 1) замены конденсаторов самовозбуждения на четырехквадрантный преобразователь (ЧКП) в режиме управляемой емкости; 2) разработки системы автоматического управления этим ЭТК.

Ключевые слова: преобразование механической энергии в электрическую, переменная частота вращения вала, генерирующий электротехнический комплекс, параллельная работа с сетью, асинхронная машина с короткозамкнутым ротором, конденсаторное самовозбуждение, выпрямление переменного напряжения, инвертирование, имитационное компьютерное моделирование, системное проектирование.

On Application of Asynchronous Machine with Squirrel Cage While Generating Electric Complexes Synthesis

In electromechanics the problem of transferring mechanical energy with variable rotation frequency of the shaft into electrical energy with the specified parameters and quality figures is one of the most general and typical issues for many applications. This problem is solved based on the electrical machines employing. For the most part these are synchronous type machines (SM), and sparser of asynchronous type (AM), combined with electronic converters (EC). Lately, it was suggested to designate the electrotechnical complexes of such type as machine-electronic generating systems (MEGS) of the first type (MEGS-1), and the second type (MEGS-2) with a view to systematization and generalization of their possible options. MEGS-1 are characterized by the DC output voltage (being designated hitherto as gated generators), while MEGS-2 is characterized by the AC voltage (being designated hitherto as “VSCF, i.e. variable speed–constant frequency”). The presented work studies the MEGS-2, operating in the mode of parallel operation with mains. It returns active power to the mains through the three-phase voltage inverter (TVI) with PWM algorithm for the output voltage generation. The MEGS-1 based on the simple and cheap AM with the squirrel-cage rotor is used. The goal of the studies is developing information-methodological support (IMT), firstly for system design of MEGS electrical complex on the accessible engineering level, and, secondly, for the subsequent evaluation of this electrical complex option competitiveness. Computer simulation is the tool for the set problem solution. For simulation of asynchronous machine with the squirrel-cage rotor its well-known model description is used. This description accounts for non-linear characteristic of the stator magnetic circuit. The methodical peculiarity of the set problem solution is determining the power supply voltage value of the TVI at the first stage, which is necessary for the required operation mode realization. The property of its self-excitation (by capacitors) while operating with the rectifying load and perturbations of the rotational frequency and load were being studied at the second stage. A certain volume of information, necessary for determining the target value of E_s , is being formed based on the series of numerical experiments. The two possible variants of the MEGS-2 system design are being considered herewith. They are the ideal system design, when the asynchronous machine with the squirrel cage and TVI are being designed conjointly, and the forced one, when TVI is being designed according to the capabilities of the already designed asynchronous machine with the squirrel cage. The first and the second stages are performed separately. At the third stage the MEGS-2 electrical complex in the form of series-connected MEGS-1 and TVI in DCM is studied. Oscilloscope patterns illustrating its operability are presented. The imitation model description creation allows continue the works in the direction to 1) excitation capacitors substitution by the four-quadrant converter in the controlled capacitance mode; 2) development of automatic control system for this electrical complex.

Key words: mechanical-to-electrical energy conversion, variable shaft speed, generating electrical complex, parallel operation with mains, asynchronous machine with squirrel-cage rotor, capacitive self-excitation, AC voltage rectification, inversion, computer simulation, system design.

Одной из широко распространенных в электро-механике задач является задача преобразования механической энергии приводного вала с изменяющейся частотой его вращения в электрическую энергию с заданными показателями качества – со стабилизированным напряжением и частотой при заданном допустимом уровне искажений напряжения. Электротехнический комплекс (ЭТК), решающий данную задачу, часто обозначается как система ПСПЧ (переменная скорость – постоянная частота). Области применения этого ЭТК: ветроэнергетика, гидроэнергетика и различного вида подвижной транспорт, включая летательные, надводные и подводные аппараты [1–14]. В качестве преобразователей механической энергии в электрическую в таком ЭТК используют электрические машины чаще синхронного (СМ) [1, 2] и асинхронного (АМ) [3–12] типов АМ с короткозамкнутым ротором (КЗР) [3–8] по сравнению с СМ и АМ с фазным ротором (ФР) [9–12] являются технологически наиболее простыми и более дешевыми. Однако, для их самовозбуждения требуются конденсаторы, емкость которых должна изменяться при изменениях как нагрузки, так и частоты вращения приводного вала. В принципе такая задача уже достаточно давно имеет известные решения, которые основаны или на дискретном изменении емкости конденсаторов, или на использовании дополнительно к не регулируемым конденсаторам плавно регулируемых индуктивных компенсаторов реактивной мощности (по сути, регулируемых индуктивностей). Не останавливаясь здесь на анализе недостатков этих решений, отметим одно негативное функциональное свойство АМ с КЗР: при возмущающих воздействиях по частоте вращения вала и по нагрузке будет изменяться не только ее напряжение, но и, что принципиально важно (и нежелательно), его частота. Это означает, что область применения такого ЭТК ограничивается только чисто активными нагрузками типа нагревательных приборов, включая сварку. Однако, он может использоваться также и для получения стабилизированного напряжения постоянного тока путем подключения к выходу АМ выпрямительного блока (ВБ) [8]. Здесь факт нестабильности частоты напряжения АМ уже принципиального значения не имеет. Правда, при изменяющейся частоте напряжения АМ будет изменяться и частота пульсаций выпрямленного напряжения, поэтому выходной сглаживающий фильтр (если он необходим) должен рассчитываться на минимальную частоту пульсаций, что скажется на ухудшении его массогабаритных показателей. Но и здесь имеется решение: для ослабления этого недостатка (а в принципе даже и для его исключения) статор АМ должен выполняться по многоканальному принципу, т.е. с повышенным числом фаз – $m > 3$. ВБ в этом случае выполняется также многоканальным [14, 16]. Таким образом, возможность использования АМ в качестве генерирующего ЭТК с выходным напряжением постоянного тока исключать преждевременно. Эффективно не решенной при этом остается пока лишь

задача стабилизации выходного напряжения ВБ. Хотя средства для ее решения в принципе известны: или на основе использования, по-прежнему, конденсаторов с регулируемой емкостью, или путем выполнения ВБ на тиристорах, или же посредством включения на выходе ВБ импульсного регулятора напряжения.

Об использовании активного выпрямителя

В последние примерно 30 лет в связи со значительными успехами в области полупроводниковой элементной базы получили развитие так называемые активные выпрямители (АВ), оправданно обозначаемые сегодня еще и как четырехквadrантные преобразователи (ЧКП). ЧКП – это известная в своей сущности инверторная схема силовой части, которая при соответствующей модификации ее системы управления может работать в следующих режимах:

1) – автономно, т. е. в традиционном инверторном режиме;

2) – в традиционном инверторном режиме параллельно с сетью (с отдачей в нее активной мощности) [1–3, 11];

3) – в обратном (выпрямительном) режиме со входным коэффициентом мощности, близким к единице [2, 8, 11], т. е. с малыми искажениями потребляемого тока;

4) в режиме компенсатора реактивной мощности (КРМ), причем с эффектами как плавно регулируемой емкости, так и плавно регулируемой индуктивности [4, 6, 7];

5) в комбинированных режимах, причем как при инвертировании, так и в обратном режиме – при выпрямлении, выполняя наряду с основной функцией еще и функцию КРМ [8].

Таким образом, при решении на современном уровне задачи синтеза генерирующего ЭТК на базе АМ с КЗР проблема ее самовозбуждения может решаться путем использования ЧКП (в режиме 4)) вместо конденсаторов. Заметим, что структурно-алгоритмическая организация ЧКП (включая число фаз на стороне напряжения переменного тока, а также разбиение преобразующего тракта на M число каналов [16]) с позиции решаемых здесь задач принципиального значения не имеет. С целью систематизации и обобщения возможного многообразия генерирующие ЭТК с выходом напряжения постоянного тока в [2, 5, 8, 13] предложено обозначать их как машинно-электронные генерирующие системы 1-го типа – МЭГС-1 (взамен ранее использовавшегося менее адекватного сегодня обозначения их как вентильные генераторы). Для получения выходного напряжения переменного тока МЭГС-1 дополняется инверторным звеном. При этом созданный таким образом новый ЭТК приобретает свойства системы ПСПЧ и обозначается как МЭГС-2 [2].

Целью настоящей статьи является систематизированное изложение недостаточно еще освещенных в публикациях свойств и характеристик АМ с КЗР в

генераторном режиме и исследование возможностей и особенностей ее применения при синтезе систем МЭГС-1 и МЭГС-2. Решение задачи в такой постановке содержательно характеризует собой поисковое проектирование, которое выливается, по сути, в создание информационно-методического обеспечения (ИМО) системного проектирования ЭТК этих классов.

Методически решение поставленной задачи целесообразно начать с МЭГС-2, которая включает в себя МЭГС-1. В качестве инверторного звена возьмем традиционную схему трехфазного инвертора напряжения (ТИН), которая должна работать параллельно с сетью в режиме отдачи в нее только активной мощности – рис.1. Для определения уровня напряжения питания ТИН ($E_{п}$) и соответственно фазного напряжения АМ с КЗР воспользуемся взаимосвязями, предложенными в [15].

Определение параметров ТИН, необходимых для реализации режима параллельной его работы с сетью (РПС)

Зададимся следующими исходными данными: фазное амплитудное напряжение сети $U_{2(1)m} = 312$ В с частотой $f_2 = 50$ Гц, действующее значение отдаваемой ТИН в сеть активной мощности (по основной гармонике) $P_{2\Sigma(1)} = 9$ кВт. При этом действующее и амплитудное значения мощности, отдаваемой в сеть одной фазой ТИН, соответственно, будут равны:

$$P_{2j(1)} = \frac{1}{3} P_{2\Sigma(1)} = U_{2j(1)} \cdot I_{2j(1)} = 3 \text{ кВт}; \quad (1)$$

$$\begin{aligned} P_{2(1)m} &= \sqrt{2} \cdot U_{2(1)} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{2(1)} = \\ &= 2P_{2(1)} = 6 \text{ кВт} = U_{2(1)m} \cdot I_{2(1)m}. \end{aligned} \quad (2)$$

Из (2) находим амплитуду 1-й гармоники фазного тока и соответствующее ему сопротивление R_{2j} :

$$I_{2j(1)m} = \frac{2 \cdot P_{2j(1)}}{U_{2j(1)m}} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 10^3}{312} = 19,23 \text{ А}, \quad (3)$$

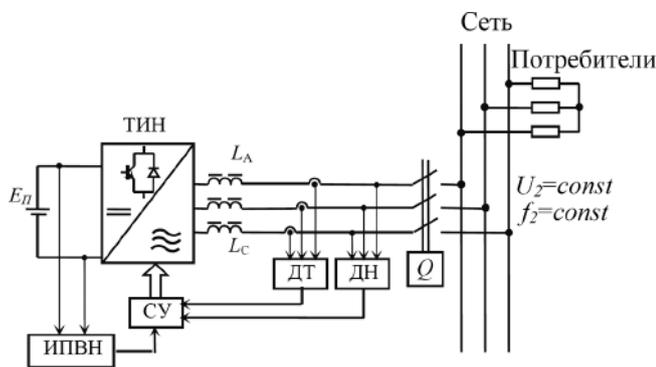


Рис. 1. Структурно-функциональная схема ТИН в режиме параллельной работы с сетью (РПС): $E_{п}$ – источник питания, ИПВН – источник питания внутренних нужд, СУ – система управления ТИН, Q – контактор, ДТ – датчик тока, ДН – датчик напряжения, L_A-L_C – индуктивности фильтра

$$R_{2j} = \frac{U_{2j(1)m}}{I_{2j(1)m}} = \frac{312}{19,23} = 16,22 \text{ Ом}, \quad (4)$$

где R_{2j} – эквивалентное фазное активное сопротивление той части потребителей, подключенных к сети, которые берет на себя ЧКП.

Руководствуясь соображениями, приведенными в [2, 5, 15], зададимся значением индуктивности выходного фильтра $L_{2j} = 10$ мГн и определим значение ее индуктивного сопротивления:

$$X_{L2j} = 2\pi \cdot f_2 \cdot L_{2j} = 2\pi \cdot 50 \text{ Гц} \cdot 0,01 \text{ Гн} = 3,142 \text{ Ом}. \quad (5)$$

Используя далее векторную диаграмму на рис. 2, определяющую требуемую взаимосвязь между фазным напряжением сети $U_{1(1)m}$, противо-ЭДС ТИН j -ой фазы $E_{2j(1)m}$, падением напряжения на индуктивности $U_{L2j(1)m}$ от тока $I_{2j(1)m}$ (по основным гармоникам) и углом нагрузки $\theta_{2j(1)}$ [2, 15], находим:

$$\theta_{2j(1)} = \arctg\left(\frac{X_{L2j}}{R_{2j}}\right) = \arctg\left(\frac{3,142}{16,22}\right) = 10,96^\circ, \quad (6)$$

$$U_{L2(1)m} = X_{L2(1)} \cdot I_{2(1)m} = 3,142 \cdot 19,23 = 60,42 \text{ В}, \quad (7)$$

Найдем далее требуемое напряжение источника питания ТИН $E_{п}$. Как показано ниже (см. (9)), оно определяется параметром μ_2 – величиной, отражающей взаимосвязь между противо-ЭДС ТИН $E_{2j(1)m}$ и искомой величиной $E_{п}$. Наиболее рациональным по критерию минимума искажений отдаваемого в сеть тока является значение $\mu_2 = 1$. Однако, как показывают результаты ИКМ (см. табл. 1) напряжение питания ТИН при заданных исходных данных должно быть равно 636 В. Это значение превышает расчетные фазное напряжение АМ с КЗР на 18%. Она в этом случае может заходить в режим насыщения, что нежелательно. При идеальном системном подходе к проектированию АМ должна проектироваться именно на это значение напряжения. В нашем же случае параметры АМ уже заранее заданы (см. табл.2) и поэтому здесь имеет место вынужденное проектирование. В этих условиях ослабить насыщение АМ можно за

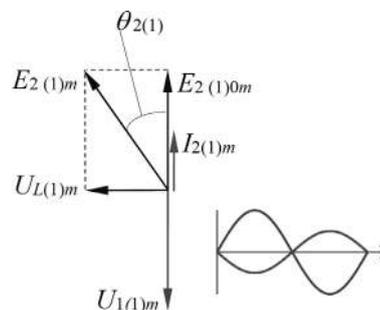


Рис. 2. Векторная диаграмма, поясняющая процессы в ТИН в режиме РПС: $U_{2(1)m}$ – напряжение 1-ой фазы сети, $E_{2(1)0m}$, $E_{2(1)m}$ – противо-ЭДС ТИН на холостом ходу и при нагрузке, $I_{2(1)m}$ – основная гармоника тока, отдаваемого в сеть; $\theta_{2(1)}$ – угол нагрузки; $U_{L(1)m}$ – падение напряжения на дросселе индуктивности L

Таблица 1. Результаты ИКМ рабочих процессов в ТИН в режиме РПС (при $P_2 = 9 \text{ кВт}$, $U_{2(1)m} = 312 \text{ В}$, $f_2 = 50 \text{ Гц}$, $f_T = 3600 \text{ Гц}$, $L_2 = 10 \text{ мГн}$)

	$K_{\Gamma(\mu_2)}$, %	$\varphi_{2(1)}$, град	$E_{2(1)m}$, В
$\mu_2 = 1,20$; $\theta_{1(1)} = 10,96^\circ$; $E_n = 530 \text{ В}$	4,5	25,5	290,8
$\mu_2 = 1,15$; $\theta_{1(1)} = 10,96^\circ$; $E_n = 553 \text{ В}$	4,3	18,8	297,9
$\mu_2 = 1,00$; $\theta_{1(1)} = 10,96^\circ$; $E_n = 636 \text{ В}$	3,2	3	310,9

Таблица 2. Данные машины 4AK160S4У3

Номинальная мощность P_s [кВА]	11
Номинальное фазное напряжение U_s [В]	220
Номинальный ток обмотки якоря I_s [А]	16,7
Модуль номинального сопротивления [Ом]	13,2
Синхронная частота вращения n [об/мин]	1500
Число пар полюсов	2
КПД, [%]	86,5
$\cos \varphi_{2(1)}$ нагрузки по основной гармонике	0,86
Сопротивление обмотки статора r_s [Ом]	0,373
Индуктивность рассеяния обмотки статора L_{ss} [мГн]	2,125
Сопротивление обмотки ротора r_r [Ом]	0,351
Индуктивность рассеяния обмотки ротора L_{rs} [мГн]	1,883
Взаимная индуктивность обмоток M [мГн]	88
Масса [кг]	160

счет использования в ТИН режима перемодуляции, путем задания параметра регулирования напряжения $\mu_2 > 1$. Приемлемый результат дает значение $\mu_2 = 1,2$, что позволяет получить искомое значение:

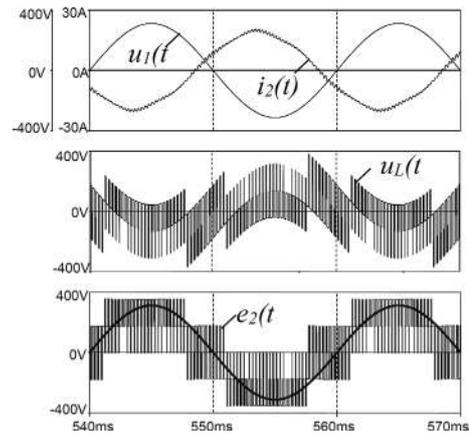
$$E_{\Pi} = U_{d0} = \frac{2 \cdot U_{2f(1)m}}{\mu_2 \cdot \cos \theta_{2f(1)}} = \frac{2 \cdot 312}{1,2 \cdot \cos(10,96^\circ)} = 529,66 \approx 530 \text{ В.} \quad (9)$$

В соответствии с полученными данными было проведено имитационное компьютерное моделирование (ИКМ), результаты которого представлены в табл. 1, осциллограммами на рис. 3 и векторной диаграммой на рис. 4.

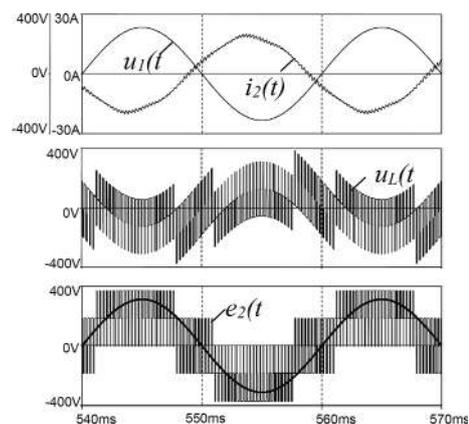
Из диаграммы на рис.4 следует, что она, во-первых, отличается от требуемой исходной диаграммы на рис.2, а, во-вторых, что наряду с отдачей в сеть активной мощности ТИН потребляет из сети небольшую реактивную мощность, в чем можно убедиться, разложив вектор тока $\dot{I}_{2(1)m}$ на активную и реактивную его составляющие. Для ее компенсации необходимо повысить напряжение питания ТИН во столько раз, во сколько требуется по расчету значение его ЭДС (см. (8)) больше значения, полученного на основе ИКМ, т. е. необходимо увеличить модуль вектора $\dot{E}_{2(1)m}$ в $317,79 \text{ В} / 290,8 \text{ В} = 1,0928$ раз, повысив напряжение питания E_n с 530 В до $579,2 \text{ В} \approx 580 \text{ В}$.

В принципе, полученное несовпадение результатов расчета и ИКМ ожидаемо, поскольку модель (9) сформирована на основе упрощенного метода расчета по основной гармонике [15], и поэтому она достаточно

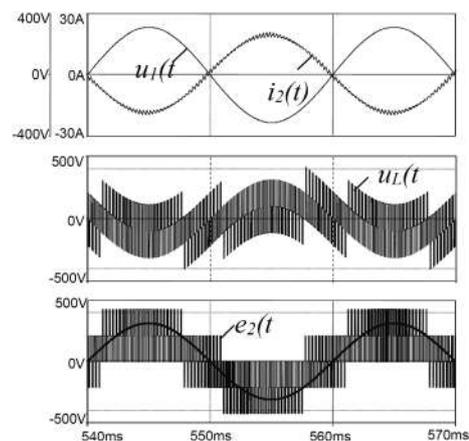
точно (для инженерной практики) описывает процессы лишь в области значений параметра $\mu_2 \leq 1$, т. е. когда система управления ТИН реализует ШИМ-алгоритм формирования выходного напряжения ТИН по синусоидальному, а не по “трапецидальному”, закону (как при $\mu_2 = 1,2$). Повторно проведенное ИКМ



а



б



в

Рис. 3. Осциллограммы, поясняющие рабочие процессы ЧПК в режиме РПС при $P_2 = 9 \text{ кВт}$, $U_{2(1)m} = 312 \text{ В}$, $f_2 = 50 \text{ Гц}$, $f_T = 3600 \text{ Гц}$, $L_2 = 10 \text{ мГн}$: а — $\mu = 1,2$; $\theta_{1(1)} = 10,96^\circ$; $E_n = 530 \text{ В}$; б — $\mu = 1,15$; $\theta_{1(1)} = 10,96^\circ$; $E_n = 553 \text{ В}$; в — $\mu = 1$; $\theta_{1(1)} = 10,96^\circ$; $E_n = 636 \text{ В}$

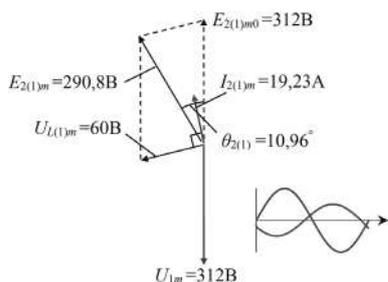


Рис. 4. Векторная диаграмма, полученная на основе результатов ИКМ при $E_n = 530\text{ В}$, $\theta_{1(1)} = 10,96^\circ$, $\mu_2 = 1,2$

подтвердило правильность выбранного направления коррекции в значении параметра E_n (см. осциллограммы на рис. 5).

Таким образом, МЭГС-1 должна обеспечить напряжение питания для ТИН $E_n = 580\text{ В}$, что превышает проектно заложенное в АМ фазное напряжение (530 В) лишь на 7%, что более приемлемо, чем выше полученное значение 18%.

Результаты исследования АМ с КЗР, работающей на выпрямительную нагрузку

Для решения на теоретическом уровне задачи синтеза такого ЭТК необходимо детальное знание функциональных свойств, прежде всего, самой АМ с конденсаторным самовозбуждением (КСВ) с тем, чтобы впоследствии требуемые значения емкости реализовать с помощью ЧКП. Несмотря на то, что примеры практической реализации этого варианта на сегодня имеются [4, 7], однако, в требуемом объеме проектно необходимую информацию обнаружить нам пока не удалось. Таким образом, поскольку необходимое для проектирования такого ЭТК (в полном объеме) и для сопоставительной его оценки с альтернативными вариантами информационно-методическое обеспечение (ИМО) отсутствует, то проблема создания его является актуальной.

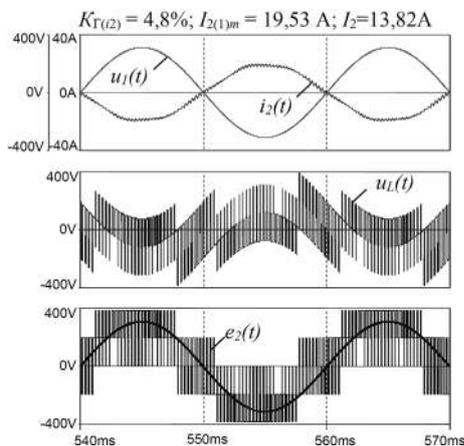


Рис. 5. Осциллограммы, поясняющие рабочие процессы в ТИН в режиме РПС при исходных данных: $P_{2(1)} = 9\text{ кВт}$; $U_{1(1)m} = 312\text{ В}$, $f_2 = 50\text{ Гц}$, $f_T = 3600\text{ Гц}$, $L_2 = 10\text{ мГн}$, $\mu_2 = 1,2$, $\theta_{1(1)} = 10,96^\circ$, $E_n = 580\text{ В}$

Наиболее доступным способом решения поставленной задачи является предварительное изучение свойств этого ЭТК на основе ИКМ. Необходимым исходным условием при этом является наличие достаточно адекватного модельного описания (МО) исследуемого объекта. Из физики процесса КСВ АМ следует, что одним из определяющих требований к МО является учет в нем нелинейности магнитопровода АМ [5, 8]. Без его учета установившийся режим самовозбуждения АМ не наступает – АМ идет “в разнос” по напряжению. В доступных источниках информации физика работы АМ с КЗР и КСВ применительно к выше сформулированным условиям применения описана крайне неполно, так что для решения поставленной задачи целесообразно исследовать как свойства АМ, так и свойства ЭТК в целом. В связи с вышеизложенным, в работе, исследуются следующие функциональные свойства АМ с КЗР (в генераторном режиме):

при работе на нагрузку переменного тока

– взаимосвязи частоты вращения вала – f_B с частотой напряжения статора АМ – f_S и с частотой скольжения ротора – f_r (при $U_s \approx \text{const}$ и минимальном необходимом значении емкости $C_{св}$). Используется следующий алгоритм исследования: при неизменном (номинальном) значении сопротивления нагрузки R будем увеличивать значение частоты f_B , соответственно уменьшая при этом значение емкости $C_{св}$, обеспечивая соблюдение равенства $U_s \approx \text{const}$. Ограничимся заданием 3-х значений частоты f_B : $f_B < f_{B\text{син}}$, $f_B = f_{B\text{син}}$, $f_B > f_{B\text{син}}$;

– взаимосвязи уровня напряжения статора АМ U_s и его частоты f_S от тока нагрузки (при $f_B = \text{const}$ при минимально необходимом для каждого значения тока нагрузки значении емкости $C_{св}$). Зададимся 3–4 значениями тока нагрузки;

при работе на выпрямительную нагрузку

– исследуем влияние на вышеуказанные взаимосвязи нелинейности нагрузки в виде 3-х фазного выпрямительного моста:

- с R_d сопротивлением на его выходе;
- с C фильтром и R_d сопротивлением.

Для получения ответов на поставленные вопросы в работе проведен необходимый объем исследований. Его результаты представлены далее. Исследование проведено на примере конкретной асинхронной машины с короткозамкнутым ротором – 4АК160S4У3.

Номинальная частота напряжения статора на основании данных табл. 1 равна: $f_{s(\text{син})} = pn/60 = 2 \cdot 1500/60 = 50\text{ Гц}$. Далее приводятся результаты ИКМ интересующих нас режимов работы АМ на линейную (эксперимент № 1) и на не линейную (эксперимент № 2) нагрузки. ИК-модель АМ с КЗР построена на основе модельного описания (МО) процессов (с общепринятыми допущениями, связанными с потерями) в традиционной, не преобразованной системе координат – в виде восьми уравнений [17], причем в МО с необходимостью учитывается нелинейность ее магнитопровода статора [18].

Одной из важных задач настоящего исследования является максимально возможное выяснение физических свойств АМ с КЗР в генераторном режиме при всех реальных возмущающих воздействиях, что принципиально важно, если ставится задача создания ИМО для системного проектирования генерирующего ЭТК на базе этой машины. Представленные в табл. 3, 4 результаты и осциллограммы на рис. 6 способствуют решению этой задачи.

С целью дополнительной проверки используемого МО АМ с КЗР на физическую адекватность использовалось известное свойство ЭМ по разному реагировать на нагрузки с различным $\cos \varphi$. При индуктивном, а затем емкостном характере $\cos \varphi$ нагрузки реакция якоря ЭМ из размагничивающей превращается в подмагничивающую. В результате чего внешняя характеристика ЭМ изменяет свой наклон, превращаясь из падающей в возрастающую. Результаты эксперимента (на основе ИКМ), представленные в табл. 5, подтвердили это свойство ЭМ с КЗР. Полученные на основе ИКМ результаты позволяют сделать следующие выводы:

1. Для стабилизации напряжения АМ при уменьшении тока нагрузки (и при $n = \text{const}$) требуемое для самовозбуждения значение емкости $C_{\text{св}}$ необходимо уменьшать (и соответственно наоборот) – табл. 3. В принципе этот вывод на качественном уровне был очевиден, известен и прогнозируем из физических соображений. В данной работе он лишь подтверждает адекватность используемого модельного описания (МО) АМ с КЗР.

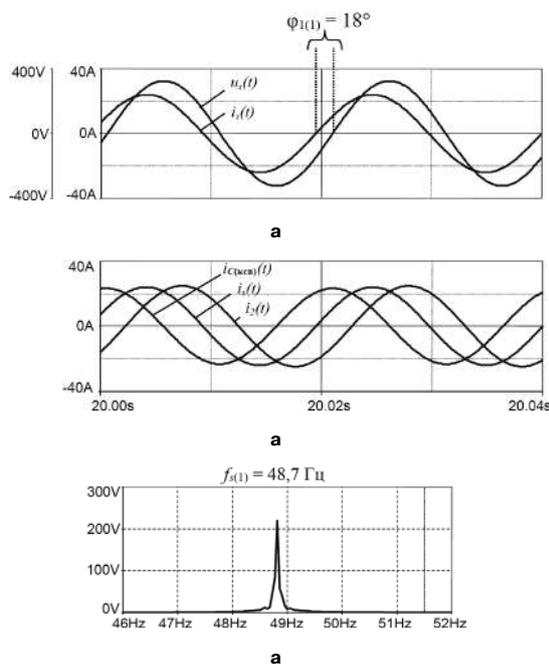


Рис. 6. Осциллограммы: а – фазных напряжения $u_s(t)$ и тока $i_s(t)$ статора АМ при емкости конденсатора самовозбуждения $C_{\text{св}} = 78 \text{ мкФ}$, $n = 1500 \text{ об/мин}$, $R_2 = 11,35 \text{ Ом}$, $L_2 = 21,43 \text{ мГн}$, $\varphi_{1(t)}$ – угол фазового сдвига тока статора относительно напряжения; б – ток статора АМ $i_s(t)$, ток через конденсатор $i_{\text{C(кв)}}(t)$ и ток нагрузки $i_2(t)$; в – спектрограмма напряжения статора, определяющая его частоту

2. Частота тока статора f_s и частота тока ротора f_r с изменением значения тока нагрузки (при $n = \text{const}$) изменяются во взаимно противоположных направлениях, а их суммарное значение всегда равно частоте вращения вала АМ:

$$f_s + f_r = f_B.$$

При этом частота f_s всегда меньше частоты f_B , а абсолютное ее значение тем ближе к частоте f_B , чем меньше ток нагрузки. Этот вывод оказался для нас менее очевидным, чем первый. Причем он справедлив для частот вращения вала как ниже, так и выше синхронной частоты. По крайней мере, в публикациях этот вывод нами не зафиксирован.

3. Таким образом, если наряду с изменением нагрузки будет изменяться и частота вращения вала АМ ($n = \text{var}$), то для стабилизации напряжения АМ должен быть введен еще и второй контур регулирования по этому параметру. При этом с ростом частоты вращения вала n емкость конденсатора должна уменьшаться, а с ее уменьшением – увеличиваться. Это также физически очевидный факт. Здесь в последующем (для реализации СП) предстоит получить лишь модельное его описание (МО).

Рекомендация для ИКМ. Для точного определения частот тока статора и ротора при ИКМ целесообразно пользоваться программой разложения исследуемой величины (во временной области) в ряд Фурье (см. рис. 7в).

Таблица 3. Изменение минимально необходимого значения емкости конденсаторов (при соединении их треугольником) для возбуждения АМ при поддержании неизменным ее фазного напряжения, изменяющемся токе нагрузки переменного тока заданным $\cos \varphi_{2(1)}$ и неизменной номинальной частоте вращения вала ($n = 1500 \text{ об/мин}$)

	Активно-индуктивная нагрузка с $\cos \varphi_{2(1)} = 0,86$			Холостой ход
	$R_2 = 11,35 \text{ Ом}$ $L_2 = 21,43 \text{ мГн}$	$R_2 = 19,29 \text{ Ом}$ $L_2 = 36,41 \text{ мГн}$	$R_2 = 38,59 \text{ Ом}$ $L_2 = 72,83 \text{ мГн}$	
$C_{\text{св}}$ [мкФ]	77,2	54,3	39	25
U_s [В]	221	222	220	220
f_s [Гц]	48,7	49,3	49,6	49,8
f_r [Гц]	1,30	0,70	0,60	0,20
I_s [А]	16	10,6	6,9	0
$I_{\text{C(св)}} [А]$	15,5	11,2	8	0
$I_2 [А]$	16,6	9,9	4,9	0
$\varphi_{1(t)}$ [град]	18	36	54	0

Таблица 4. Результаты исследования АМ с КЗР при изменении частоты вращения вала

	Номинальная нагрузка с $\cos \varphi_{2(1)} = 0,86$; $R_2 = 11,35 \text{ Ом}$; $L_2 = 21,43 \text{ мГн}$		
	$n = 1350 \text{ об/мин}$	$n = 1500 \text{ об/мин}$	$n = 1800 \text{ об/мин}$
$C_{\text{св}}$ [мкФ]	110,7	77,2	60,71
U_s [В]	220	220	220
f_s [Гц]	39	48,7	58,7
f_r [Гц]	1,0	1,30	1,30
I_s [А]	19,2	16	14,3
$I_{\text{C(св)}} [А]$	17,9	15,5	14,8
$I_2 [А]$	17,6	16,6	15,9
$\varphi_{1(t)}$ [град.]	28	18	21

Таблица 5. Результаты исследования зависимости фазного напряжения АМ с КЗР от $\cos \varphi_{2(1)}$ нагрузки при $n = 1500$ об/мин и $|z_{2(1)}| = \text{const}$

	Индуктивная нагрузка	Активная нагрузка	Емкостная R_2, C_2 нагрузка				Холостой ход
			Последовательное соединение		Параллельное соединение		
	$\cos \varphi_{2(1)} = 0,8;$ $R_2 = 12,9 \text{ Ом}$ $L_2 = 30,8 \text{ мГн}$	$\cos \varphi_{2(1)} = 0,8;$ $R_2 = 12,9 \text{ Ом}$	$\cos \varphi_{2(1)} = 0,8;$ $R_2 = 12,9 \text{ Ом};$ $C_2 = 328 \text{ мкФ}$		$\cos \varphi_{2(1)} = 0,8;$ $R_2 = 12,9 \text{ Ом};$ $C_2 = 328 \text{ мкФ}$		
$C_{\text{св}}$ [мкФ]	16,14	16,14	16,14		16,14		0
U_s [В]	72	72	72	0	72	0	72
f_s [Гц]	220	381	444	294	442	287	418
f_r [Гц]	49	48,8	49	49,1	48,9	49,1	49,8
I_s [А]	12,9	34,6	50,9	18,2	50,4	17,8	0
$I_{C(\text{св})}$ [А]	14,7	25,3	29,5	0	29,4	0	0
I_2 [А]	13,8	23,6	27,2	18	27,2	17,8	0
$\varphi_{1(1)}$ [град.]	18	35	70	35	70	35	0

Исследование АМ с КЗР в генераторном режиме при работе на выпрямительную (нелинейную) нагрузку (эксперимент № 2)

Известно, что работа электрических генераторов (ЭГ) на выпрямительную нагрузку характеризуется искажениями фазных токов и напряжений. Для ЭГ с числом фаз $m = 3$ в спектральном составе этих величин присутствуют все нечетные гармоники, кроме кратных трем. Если в качестве ЭГ используется АМ с КЗР + КСВ (рис. 7), то однозначно следует ожидать видоизменения рабочих процессов в сторону более “мягкого” их протекания. При ИКМ это подтвердилось (см. рис. 8, рис. 9, а также табл. 6).

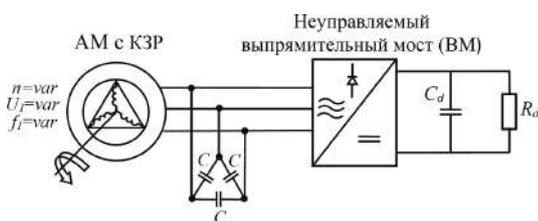


Рис. 7. Структурно-функциональная схема МЭГС-1 (на базе АМ с КЗР + КСВ)

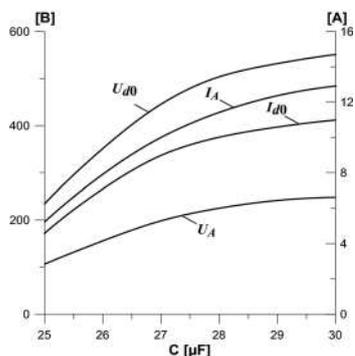


Рис. 8. Влияние емкости конденсатора самовозбуждения $C_{\text{св}}$ (25 мкФ–30 мкФ) в МЭГС-1 (на базе АМ с КЗР) на рабочие процессы при номинальной частоте вращения $n = 1500$ об/мин, $R_d = 50 \text{ Ом}$, $C_d = 100 \text{ мкФ}$: U_{d0} , I_{d0} – постоянные составляющие выпрямленного напряжения и тока ВМ; U_A , I_A – фазные напряжение и ток АМ

По результатам ИКМ в эксперименте № 2 можно сделать следующие выводы:

1. Подтверждена физическая непротиворечивость (функциональная работоспособность) используемого МО АМ с КЗР в составе МЭГС-1, о чем свидетельствуют: во-первых, характер рабочих процессов на рис.10, который достаточно близок к ожидаемым; а, во-вторых, результаты подтверждают факт насыщения магнитопровода АМ с ростом ее фазного напряжения, что было предусмотрено в МО соответствующей моделью нелинейности его характеристики намагничивания.
2. Подтверждено, что при неизменных значениях нагрузки ВМ и частоты вращения вала АМ выпрямленное напряжение при необходимости можно регулировать изменением емкости КСВ (табл. 3–6).
3. Наличие сглаживающей индуктивности на выходе ВМ (рис.7) является избыточным, поскольку ее функции выполняются индуктивностями якорной обмотки АМ.

Результаты ИКМ МЭГС-2

В первых двух экспериментах две исследуемые подсистемы МЭГС-2 исследовались порознь. Это целесообразно как с позиции изучения индивидуальных их свойств, так и с позиции сокращения времени их моделирования. В третьем эксперименте исследовалась вся система МЭГС-2. Как уже отмечалось, особенностью системного подхода к проектированию является учет взаимного влияния всех звеньев друг

Таблица 6. Результаты исследования на основе ИКМ рабочих процессов в МЭГС-1 (на базе АМ с КЗР) при номинальной частоте вращения $n = 1500$ об/мин, $R_d = 50 \text{ Ом}$, $C_d = 100 \text{ мкФ}$ и при изменении значения емкости конденсаторов самовозбуждения $C_{\text{св}}$

$C_{\text{св}}$ [мкФ]	25	26	27	28	29	30	31
U_s [В]	107	157	203	224	242	250	265
f_s [Гц]	49,5	49,5	49,5	49,5	49,5	49,5	49,5
I_s [А]	5,2	7,8	10,1	11,3	12,4	13	13,5
U_{d0} [В]	232	346	445	492	531	551	582
I_{d0} [А]	4,6	7,2	9	9,8	10,6	11	11,5

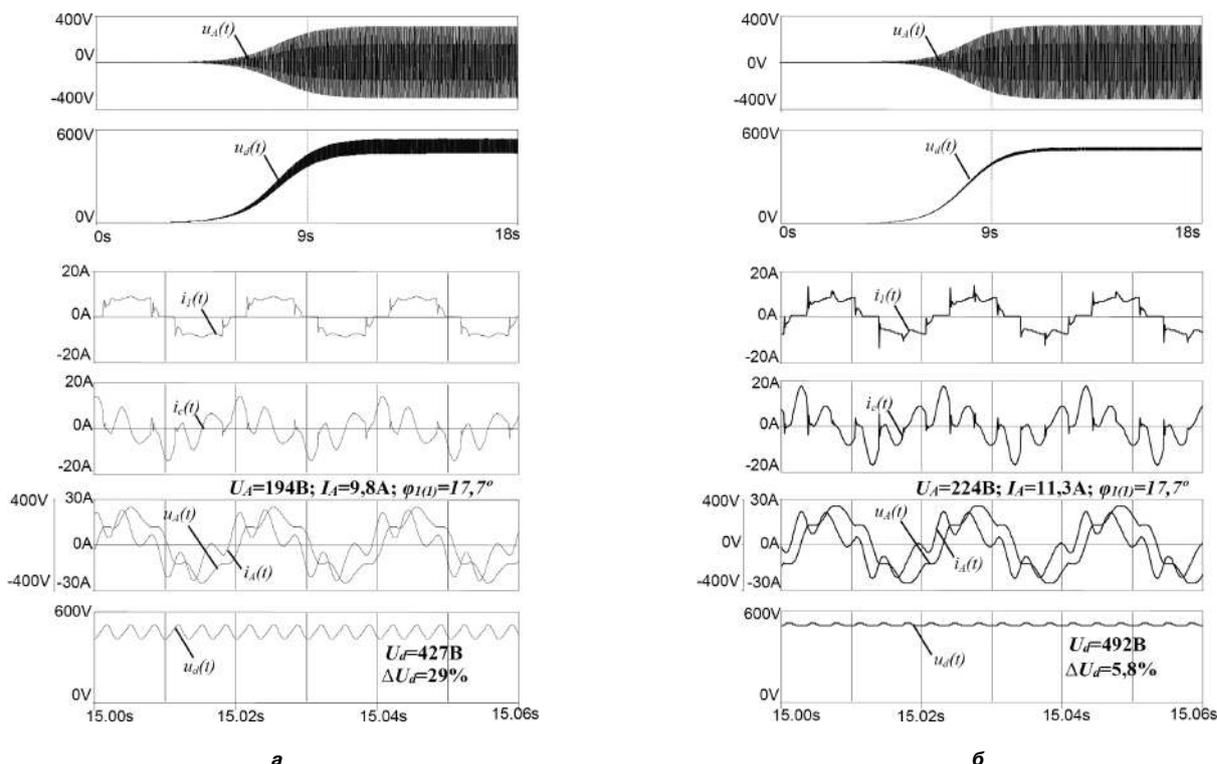


Рис. 9. Осциллограммы процессов в МЭГС-1 (на базе АМ с КЗР) при номинальной скорости

($n = 1500$ об/мин; $C_{CB} = 28$ мкФ; $R_d = 50$ Ом; $C_d = 100$ мкФ):

а – без фильтра; б – с буферным конденсатором $C_d = 100$ мкФ: $u_d(t)$ – выходное напряжение, $i_A(t)$, $i_B(t)$ – фазные напряжения и ток АМ, $i_1(t)$ – входной ток ВМ, ΔU_d – уровень пульсации выходного напряжения ВМ

на друга. Например, при работе МЭГС-1 в составе МЭГС-2 она способна отдавать звену ТИН только активную мощность, но на ее характеристики оказывает влияние, во-первых, значение буферной емкости C_6 , а во-вторых, входное сопротивление ТИН имеет нелинейный характер, что требует исследования реакции на нее МЭГС-1.

Таким образом, легко прогнозируемые особенности в рабочих процессах в такой МЭГС-2 могут быть исследованы только при совместной работе

всех ее звеньев. Результаты исследования МЭГС-2 по рис. 10 представлены на рис. 11 и в табл. 7. Проверка результатов ИКМ на адекватность процессов в МЭГС-2 проводилась путем измерений активной мощности по основной гармонике, генерируемой АМ – $3 \cdot P_{A(1)}$, и активной мощности, отдаваемой ТИН в сеть (также по первой гармонике) – $3 \cdot P_{2(1)}$.

Примечание. В работе использовался ноутбук с процессором Intel(R) Core(TM) i3-3110M CPU @ 2,4GHz и с модулем памяти (RAM): 6GB. С целью уменьшения времени процесса вычислений ИКМ проводилось при относительно большом расчетном шаге 30 мкс.

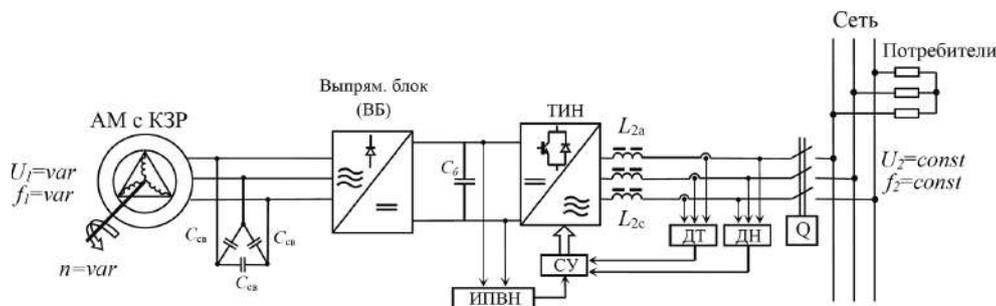


Рис. 10. МЭГС-1 (на базе АМ с КЗР и ВБ) – в составе МЭГС-2, работающей на сеть переменного тока: ВБ – выпрямительный блок, ТИН – трехфазный инвертор напряжения, L_{2j} – сопрягающие дроссели (фильтр), ИПВН – источник питания внутренних нужд, СУ – система управления, Q – контактор, ДТ – датчик тока; ДН – датчик напряжения

Таблица 7. Результаты ИКМ рабочих процессов в МЭГС-2 (на базе АМ с КЗР и ТИН), работающей на сеть переменного тока: при $n_{CB} = 1500$ об/мин, $C_{BC} = 31$ мкФ, $C_6 = 1000$ мкФ, $f_T = 3600$ Гц, $L_{2j} = 10$ мГн, $\varphi_{2(1)} = 10,96^\circ$, $\mu = 1,2$

$U_{A(1)m}$ [В]	$U_{A(1)}$ [В]	$I_{A(1)m}$ [А]	$I_{A(1)}$ [А]	$\varphi_{1(1)}$ [град]	$P_{A(1)}$ [Вт]	$3P_{A(1)}$ [Вт]	$U_{2(1)m}$ [В]	$U_{2(1)}$ [В]	$I_{2(1)m}$ [В]	$I_{2(1)}$ [В]	$\varphi_{2(1)}$ [град]	$P_{2(1)}$ [В]	$3P_{2(1)}$ [Вт]
373,3	264	17,5	12,4	18	3113	9339	312	220	19,5	13,7	0	3036	9108

Заключение

1. Представлены результаты детального исследования функциональных свойств асинхронной машины (АМ) с короткозамкнутым ротором (КЗР) – АМ с КЗР (конкретного исполнения) с конденсаторным самовозбуждением при возмущающих воздействиях по частоте вращения вала и по нагрузке с различным ее характером (линейным и нелинейным) с тем, чтобы в последующем использовать полученную информацию для замены нерегулируемых конденсаторов самовозбуждения на четырехквadrантный преобразователь (ЧКП) в режиме регулируемой емкости [6].

2. Средство исследования – имитационное компьютерное моделирование (ИКМ). ИК-модель АМ с КЗР построена на основе МО ее процессов в традиционной форме – в виде восьми уравнений [17], причем с необходимостью учитывается нелинейность ее магнитопровода статора [18].

3. С целью тестирования ИК-модели АМ с КЗР на адекватность и с целью выявления ранее не выявленных особенностей ее работы в отдельных режимах исследование проведено при работе ее на три вида нагрузок: а) на линейную нагрузку 3-х типов (с элементами R , RL , RC); б) на нелинейную (выпрямительную нагрузку 1-го типа) – в составе машинно-электронной генерирующей системы 1-го типа (с выходом постоянного тока – МЭГС-1); в) на нелинейную нагрузку 2-го типа – в составе МЭГС-2 (с $U_{2j} = \text{const}$, $f_2 = \text{const}$), работающей параллельно с сетью.

4. Физическая непротиворечивость полученной информации о рабочих процессах (соответствие ее физическим представлениям) подтверждается серией осциллограмм и дополнительно осуществлялась путем проверки их на адекватность реальным процессам по критерию энергетического баланса.

5. Полученные результаты создают основу для создания ИМО системного проектирования ЭТК данного класса и для синтеза системы управления как ЧКП в режиме КРМ [6], так и в режиме малоискажающего (активного) выпрямителя в комбинированном режиме [8].

6. Для использования апробированной ИК-модели АМ с КЗР в других вариантах ее применения и при других исходных данных по мощности и по частоте вращения вала необходимо знание всех ее параметров, входящих в состав МО.

Литература

1. Харитонов С. А., Стенников А. А. Система генерирования электрической энергии типа “Синхронный генератор – инвертор напряжения – инвертор напряжения”. Труды II межвузовской отраслевой научно-технической конференции “Автоматизация и прогрессивные технологии”. Часть 1 (27 сентября – 1 октября 1999 г.). – Новоуральск, 1999. С. 190–192.
2. Мыцык Г. С., Мье Мин Тант. К вопросу системного проектирования электротехнического комплекса “перемен-

ная скорость – постоянная частота”. – Электричество 2018, № 2, С. 34–42.

3. 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.
4. 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.
5. Горякин Д. В., Мыцык Г. С. Машинно-электронная генерирующая система для малой энергетики и автономных объектов. X Международная ежегодная конференция “Возобновляемая и малая энергетика 2013”. Сборник трудов. – Комитет ВИЭ Рос-СННО. – С.102–107.
- 6: Горякин Д. В., Мыцык Г. С. Трехфазная мостовая инверторная схема в режиме компенсатора реактивной мощности. – Практическая электроника, 2012, № 45, С. 13–17
7. B. Venkatesa Perumal, J. K. Chatterjee. Analysis of a Self Excited Induction Generator with STATCOM/Battery Energy Storage System. – Power India Conference. IEEE, 2006.
8. Мыцык Г. С., Горякин Д. В. Бесконтактная машинно-электронная генерирующая система на основе асинхронной машины и активного выпрямителя. – Практическая силовая электроника, 2018, № 69, С. 49–55.
9. Кьо Зо Лин. Исследование возможностей улучшения показателей качества автономной системы генерирования напряжения стабильной частоты на базе синхронизированного асинхронного генератора. Автореферат дис.-и на соиск. уч. ст. к.т.н. – НИУ “МЭИ”, 2012. – 20 с.
10. Мецряков В. Н., Муравьев А. А. Асинхронный генератор на базе машины двойного питания. – Изв. СПбГЭТУ “ЛЭТИ”, 2016, № 4, С. 45–49.
11. Нгуен Хьун Нам. Создание информационно-методического обеспечения системного проектирования электротехнического комплекса для ветроэлектрической установки, работающей параллельно с сетью. Автореферат дис.-и на соиск. уч. ст. к.т.н. – НИУ “МЭИ”, 2018. – 20 с.
12. Han Peng, Cheng Ming, Wei Xinch, Li Ning. Modeling and performance analysis of a dual-stator brushless doubly fed induction machine based on spiral vector theory. – IEEE Trans. Ind. Appl., 2016. 52, No. 2. pp. 1380–1389.
13. Пью Мин Тхейн. Создание информационно-методического обеспечения для системного проектирования статических преобразователей в составе машинно-электронных генерирующих систем для малой энергетики и автономных объектов. Автореферат дис.-и на соиск. уч. ст. к.т.н. – НИУ “МЭИ”, 2013. – 20 с.
14. Ян Наинг Мьинт. Исследование возможностей совершенствования электромашинных преобразователей для машинно-электронных генерирующих систем автономных объектов. Автореферат дис.-и на соиск. уч. ст. к.т.н. – НИУ “МЭИ”, 2014. – 20 с.
15. Горякин Д. В., Мыцык Г. С. Исследование режимов работы трехфазной мостовой инверторной схемы. – Электричество, 2012, № 5, С. 23–31.

16. *Г. С. Мыцык, А. В. Берилов, В. В. Михеев.* Поисковое проектирование устройств силовой электроники (трансформаторно-полупроводниковые устройства): учебное пособие. – М.: Издательский дом МЭИ, 2010. – 284 с.
17. *Копылов И. П.* Математическое моделирование электрических машин. – М.: Высшая школа, 2001. – 250 с.
18. *Постников И. М., Новиков А. В., Прокофьев Ю. А.* и др. Теория и методы расчета асинхронных турбогенераторов. – Киев: Наукова думка, 1977.

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

Мье Мин Тант (Союз Мьянма), аспирант кафедры “Электротехнические комплексы автономных объектов и электрический транспорт – ЭКАО и ЭТ” НИУ МЭИ.

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_д*, *L_{м1}* 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 (*I₁*, *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