

Главный редактор

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

Заместитель Главного редактора

В. В. Крючков, к. т. н., доцент кафедры Микроэлектронных электросистем МАИ

Редакционный совет

В. Ф. Дмитриков, Заслуженный деятель науки РФ, д. т. н., профессор, директор факультета фундаментальной подготовки СПб ГУТ

В. Г. Еременко, д. т. н., профессор кафедры Электротехнические комплексы 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

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

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

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

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

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

Подписано в печать 03.03.2013. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

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

Подписной индекс в каталоге Роспечати: **33154** (тематический указатель “Научно-популярные издания”, раздел “Журналы России”)

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

Содержание

Г. Н. Гулякович
Параллельная работа модулей питания 2

В. В. Сергеев, Альшоша Осама, М. Е. Станкеев
Повышение эффективности фильтрующих цепей радиотехнических и преобразовательных устройств 4

Кью Зо Лин, Г. С. Мыцык
О качестве выходного напряжения синхронизированного асинхронного генератора, возбуждаемого от простейшего преобразователя частоты непосредственного типа — НПЧ-2 9

И. А. Ошурков
Силовые полупроводниковые приборы для оптимальной разработки источников питания светодиодных осветительных устройств 20

Ю. Г. Следков, И. Н. Соловьев
Синхронные выпрямители преобразователей постоянного напряжения 23

В. А. Фролов
Качество регулирования тиристорных устройств 27

А. Н. Четин
Базовые критерии оптимизации количества основных и резервных силовых каналов в преобразователях электрической энергии 30

А. Н. Четин
Применение метода ротации силовых каналов для повышения безотказности многоканального преобразователя напряжения 33

Д. А. Шевцов, И. С. Турченко
Бортовые регулируемые выпрямительные устройства на основе управляемого однообмоточного дросселя насыщения 37

А. М. Медведев, Ф. В. Васильев, М. Л. Сокольский
Диагностический контроль электрических соединений в электронных системах 42

В. М. Бардин, А. В. Пивкин
Излучающая способность сварочного кабеля 45

В. Н. Мелешкин, С. Н. Шипаева
Анализ трехфазного выпрямителя со сглаживающим конденсатором 48

Д. А. Шевцов, Л. Н. Воронина
Сравнительный анализ известных методов обеспечения параллельной работы инверторов 52

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

Г. Н. Гулякович

ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА МОДУЛЕЙ ПИТАНИЯ

G. N. Gulyakovich

Parallel Operation of Power Modules

При параллельной работе любых источников питания главной проблемой является равномерное распределение нагрузки между ними. На примере унифицированных модулей питания серии CMB, в которых не принято специальных мер по параллельной работе по выходу, рассмотрим некоторые рекомендации по их использованию в таком режиме.

Ключевые слова: источник питания, параллельная работа, выравнивание нагрузок.

In case of any power sources operate in parallel the main problem appears to be the equal load sharing between these sources. With unified modules of CMB series as an example where no special measures to provide parallel operation are taken several recommendations are given on their implementation in such operating mode.

Key words: power source, parallel operation, load sharing.

Схема включения модулей питания на общую нагрузку представлена на рис. 1.

Для определения распределения тока нагрузки между модулями в схему включены измерительные резисторы R_i величиной 0,1 Ом. Наличие в модулях вывода *Reg* для подрегулировки выходного напряжения позволяет обеспечить более равномерное распределение токов нагрузки между модулями, что и представлено в табл. 1 для двух значений тока нагрузки.

Таблица 1

	Выходное напряжение модуля, В		Токи нагрузок модулей, мА		
	до регулир.	после	до регулир.	после	после
Модуль 1	5,11	5,09	624	520	701
Модуль 2	5,04	5,04	419	523	700

Схемы подключения регулировочного резистора в зависимости от различия выходных напряжений модулей представлены рис. 2.

При параллельном включении трех модулей питания регулировкой выходного напряжения двух модулей также можно обеспечить практически равномерное распределения токов модулей питания. На рис. 3 представлена схема включения на параллельную работу по выходу трех модулей питания. В табл. 2 приведены результаты измерений для этого случая.

Таблица 2

	Выходное напряжение модуля, В		Токи нагрузок модулей, мА		
	до регулир.	после	до регулир.	после	после
Модуль 1	5,11	5,09	510	348	552
Модуль 2	5,04	5,04	400	350	541
Модуль 3	5,05	5,09	149	353	520

Распределение тока нагрузки между модулями можно обеспечить, контролируя потребляемый входной ток (см. рис. 4 и табл. 3).

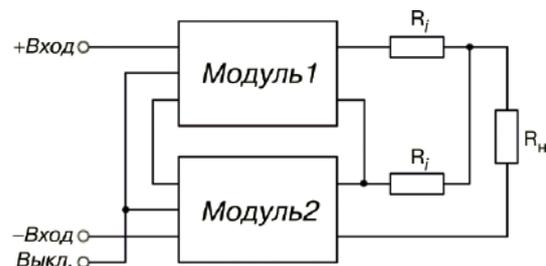


Рис. 1. Схема для проверки распределения токов нагрузки при параллельной работе

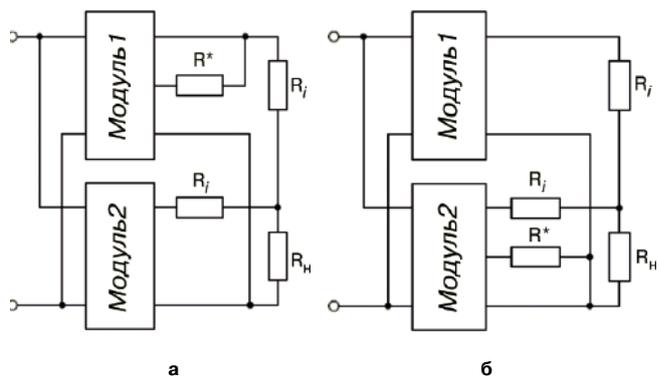


Рис. 2. Схема настройки параллельной работы двух модулей для случая, когда выходное напряжение первого модуля больше напряжения второго (а или б)

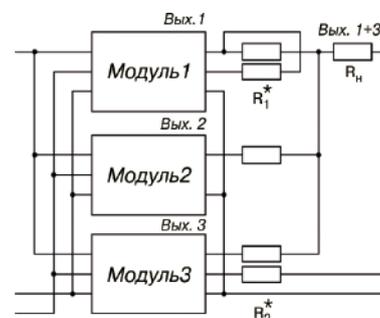


Рис. 3. Схема для проверки распределения токов при параллельной работе трех модулей

Таблица 3

Ток нагрузки, мА	Входной ток, мА				
	Модуль 1		Модуль 2	Модуль 3	
	до регул.	после	до регул.	до регул.	после
250	150	185	180	175	180
500	185	225	225	215	220
1000	280	315	310	300	310
2000	400	480	475	450	475

Выводы

Обязательным для схем включения данного типа модулей питания на параллельную работу по выходу является одновременное включение модулей от первичной сети и совместное выключение модулей питания по команде.

Если в системе предусмотрено раздельное управление модулями, например, использование их в холодном резерве, то на параллельную работу их следует включать через разделительные диоды, или использовать модули серии МПВ.

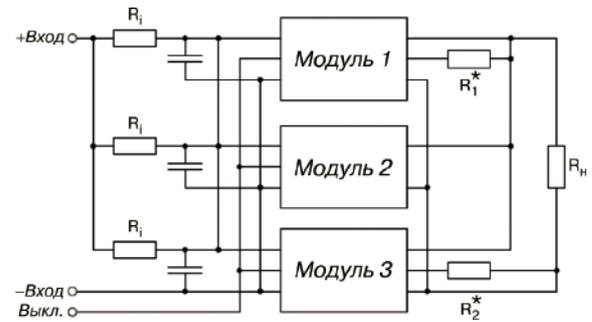


Рис. 4. Схема включения модулей на параллельную работу с контролем распределения токов нагрузки по входному току

Гулякович Георгий Николаевич, д. т. н., профессор, ведущий научный сотрудник, Институт проблем проектирования в микроэлектронике (ИППМ) Российской академии наук.

В. В. Сергеев, Альшоа Осама, М. Е. Станкеев

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФИЛЬТРУЮЩИХ ЦЕПЕЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

V. V. Sergeev, Alshoa Osama,
M. E. Stankeev

Enhancement of Filtering Networks for Radio Equipment
and Converters

Рассмотрено применение энергетической теории реактивных фильтров для оптимизации критериев эффективности фильтрующих цепей, к которым относятся масса, габариты, потери энергии и стабильность характеристик. Проанализированы некоторые специфические критерии эффективности фильтров, применяемых в преобразовательных устройствах.

Ключевые слова: реактивный фильтр, сглаживающий фильтр, мощность потерь, оптимизация.

The paper considers reactive filters energetical theory implementation for optimizing filtering circuits efficiency criterions, such as weight, dimensions, power losses and performance stability. Some specific performance criterions of filters implemented in converting devices are analyzed.

Key words: reactive filter, smoothing filter, power loss, optimization.

Реактивные фильтрующие цепи широко используются в радиотехнических, преобразовательных устройствах и системах электропитания. В большинстве случаев необходимо обеспечить не только заданные требования к частотным характеристикам фильтрующих цепей, но также минимальность их веса, габаритных размеров, потерь энергии и стоимости и др. Перечисленные показатели эффективности фильтров во многом определяются их энергетическими функциями, т. е. функциями накапливаемой в реактивных элементах энергии. Реактивная энергия определяет к тому же параметрическую чувствительность и стабильность характеристик фильтра.

В работе представлены основные показатели эффективности LC-фильтров мощных радиопередающих и преобразовательных устройств, а также поставлены задачи и рассмотрены пути их оптимизации.

В режиме гармонических колебаний максимальная запасаемая энергия в реактивных элементах фильтра определяется с помощью известных соотношений:

$$W_L = \sum_{k=1}^{N_L} I_k^2 L_k; \quad W_C = \sum_{i=1}^{N_C} U_i^2 C_i,$$

где I_k и U_i — действующие значения тока в катушке L_k и напряжения на конденсаторе C_i .

Для частотных фильтров указанные токи и напряжения определяются в рабочем диапазоне частот. Сглаживающие фильтры (СФ) выпрямителей, преобразователей постоянного напряжения должны подавить все гармоники входного напряжения и передать только постоянную составляющую. Поэтому для СФ важно значение запасаемой энергии при $\omega = 0$, т. е. при постоянном входном напряжении.

Полную массу G и полный объем V фильтрующей цепи можно оценить с помощью удельных энергоемкостей реактивных элементов, которые могут быть заданы в справочниках:

$$G = W_L / \gamma_L^G + W_C / \gamma_C^G, \quad V = W_L / \gamma_L^V + W_C / \gamma_C^V,$$

где принято, что для всех индуктивностей удельные энергоемкости одинаковы и равны γ_L^G Дж/кг или γ_L^V Дж/м³. Аналогично для всех конденсаторов γ_C^G и γ_C^V .

При практической реализации мощных реактивных фильтрующих цепей важным показателем эффективности является КПД:

$$\eta = \frac{P_H}{P_{ВХ}} = \frac{P_H}{P_H + P_{П}} = \frac{1}{1 + P_{П}/P_H},$$

где P_H и $P_{ВХ}$ — мощности в нагрузке и на входе фильтра, $P_{П}$ — мощность потерь. Оценка потерь в элементах производится по их добротностям или по коэффициентам потерь $d_k = R_k / \omega_0 L_k$ и $d_i = G_i / \omega_0 C_i$, где R_k — сопротивление потерь катушки L_k ; G_i — проводимость потерь конденсатора C_i ; ω_0 — средняя частота рабочего диапазона. В большинстве случаев рассматривают полуднородные потери, когда для всех индуктивностей $d_k = d_L$ и для всех емкостей $d_i = d_C$. Тогда мощность потерь в элементах фильтрующей цепи:

$$P_{П} = \sum_{k=1}^{N_L} I_k^2 R_k + \sum_{i=1}^{N_C} U_i^2 G_i = \omega_0 d_L \sum_{k=1}^{N_L} I_k^2 L_k + \omega_0 d_C \sum_{i=1}^{N_C} U_i^2 C_i = (d_L W_L + d_C W_C) \omega_0.$$

Мощность потерь пропорциональна накапливаемой в реактивных элементах энергии. Минимизация реактивной энергии приведет к минимизации потерь энергии и увеличению КПД фильтрующей цепи при заданных коэффициентах потерь в эле-

ментах. Если допустима определенная мощность потерь, то при уменьшении реактивной энергии можно применять элементы с меньшими добротностями, следовательно, с меньшими массогабаритными показателями.

Во многих случаях при проектировании реактивных фильтров предъявляют требования к такому показателю эффективности, как стабильность характеристик. Как известно [1], отклонения от номинальных значений характеристик электрического фильтра определяются суммами функций чувствительности (ФЧ) по элементам одного вида (по индуктивностям L_i и по емкостям C_k), а также суммами их квадратов. Такие отклонения могут быть обусловлены производственным разбросом параметров элементов, а также изменением температуры, влажности и т. д. Для амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра показателями стабильности относительно индуктивностей являются следующие суммы:

$$S_{1L}^{[H]}(\omega) = \sum_{i=1}^{N_L} S_{L_i}^{[H]}(\omega); \quad S_{2L}^{[H]}(\omega) = \sum_{i=1}^{N_L} [S_{L_i}^{[H]}(\omega)]^2,$$

где относительная ФЧ по элементу L_i и нормированная АЧХ реактивного фильтра с резистивными нагрузками R_1 (на входе, т. е. со стороны генератора) и R_2 (на выходе) соответственно равны:

$$S_{L_i}^{[H]}(\omega) = \frac{\partial |H|}{\partial L_i} \frac{L_i}{|H|}; \quad |H| = \frac{U_2}{U_1} \sqrt{\frac{4R_1}{R_2}};$$

U_1 и U_2 – действующие значения напряжений генератора и в нагрузке; N_L – число индуктивностей фильтра.

Аналогичные показатели относительно емкостей C_k ($k = 1, 2, \dots, N_C$) обозначим $S_{1C}^{[H]}(\omega)$ и $S_{2C}^{[H]}(\omega)$.

Указанные показатели стабильности позволяют определить вероятностные характеристики отклонений АЧХ при заданных отклонениях параметров элементов. Так среднее отклонение АЧХ

$$M \left[\frac{\Delta |H|}{|H|} \right] = S_{1L}^{[H]} m_L + S_{1C}^{[H]} m_C;$$

и дисперсия

$$D \left[\frac{\Delta |H|}{|H|} \right] = S_{2L}^{[H]} \sigma_L^2 + S_{2C}^{[H]} \sigma_C^2,$$

где m_L (m_C) и σ_L (σ_C) – среднее и среднеквадратическое относительные отклонения индуктивностей (емкостей).

Энергетическая теория чувствительности устанавливает связь между ФЧ и накопленной в цепи энергией, например, для симметричных LC -фильтров справедливы следующие соотношения [1]:

$$\sum_{k=1}^{N_L} |S_{Lk}^{[H]}(j\omega)| = \frac{\omega W_L}{2|H|P_{2\max}}; \quad \sum_{k=1}^{N_C} |S_{Ck}^{[H]}(j\omega)| = \frac{\omega W_C}{2|H|P_{2\max}},$$

где комплексная ФЧ относительно параметра l_k равна

$$S_{lk}^{[H]}(j\omega) = \frac{\partial H(j\omega)}{\partial l_k} \frac{l_k}{H(j\omega)};$$

$P_{2\max} = U_{12}/(4R_1)$ – максимальная мощность, передаваемая от генератора в нагрузку.

На основании приведенных соотношений можно сделать заключение о том, что суммы ФЧ частотных характеристик реактивного фильтра по элементам одного вида определяются функцией накапливаемой в них суммарной энергии. Минимизация функции суммарной энергии в рабочей области частот приведет к уменьшению сумм параметрических ФЧ фильтрующей цепи, т. е. к увеличению ее стабильности.

Таким образом, максимальная запасаемая энергия является не только адекватным показателем массы, габаритов и потерь энергии в реактивном фильтре, но также определяет стабильность его характеристик.

В преобразовательных и радиотехнических устройствах широко используются классические LC -фильтры нижних частот с аппроксимирующими функциями в виде полиномов Баттерворта и Чебышева (полиномиальные фильтры), а также в виде дробей Золотарева (фильтры с всплесками затухания). Для энергетических функций указанных фильтров были обоснованы важные результаты [1], наиболее значимые из которых далее представим в обобщенном виде:

1. Частотные функции суммарных реактивных энергий W_L , W_C и $W = (W_L + W_C)$ не зависят от схемной реализации реактивного фильтра и определяются его аппроксимирующей функцией.

Для фильтрующих цепей, как правило, задаются требования к характеристике затухания $a = 20 \lg(1/|H|)$, а именно, неравномерность затухания Δa в полосе пропускания и гарантированное затухание a_0 в полосе задерживания. Поэтому остается возможность варьирования вида аппроксимирующей функции и, следовательно, изменения накапливаемой в цепи энергии. Для селективных цепей функции реактивных энергий имеют максимальное значение, как правило, на краю полосы пропускания. В качестве критерия оптимизации целесообразно использовать именно это максимальное в полосе пропускания значение накапливаемой энергии.

2. При прочих равных условиях фильтры со всплесками затухания имеют в несколько раз меньшие значения реактивной энергии по сравнению с полиномиальными фильтрами.

3. Для рассматриваемых видов фильтров с уменьшением неравномерности затухания Δa при неизменном гарантированном затухании a_0 максимальное в рабочей области значение реактивной энергии уменьшается и принимает мини-

мальное значение при некотором оптимальном значении неравномерности Δa_{opt} , которое для практически важных случаев составляет (10^{-4} – 10^{-7}) дБ. Соответствующие фильтры называют оптимизированными по реактивной энергии.

Необходимо отметить, что уменьшение неравномерности Δa при неизменном затухании a_0 может быть достигнуто только за счет увеличения порядка фильтра, то есть числа его элементов. Поэтому оптимизированный по реактивной энергии фильтр имеет увеличенный порядок n и число элементов N (и, тем не менее меньшие, массогабаритные показатели) по сравнению с традиционным решением.

Для иллюстрации представленных результатов рассмотрим пример оптимизации показателей эффективности LC -фильтра нижних частот (ФНЧ) при следующих требованиях к его характеристике затухания: неравномерность затухания в полосе пропускания $\Delta a = 1,3$ дБ; гарантированное затухание $a_0 = 55$ дБ в полосе задерживания при $\Omega = \omega/\omega_0 \geq \Omega_k = 1,5$; ω_0 – граничная частота полосы пропускания. Фильтр включается между двумя резистивными равными сопротивлениями генератора и нагрузки.

Если выбрать LC -фильтр с характеристикой Чебышева по традиционной методике, предусматривающей минимизацию числа элементов, то получим вариант, показатели эффективности которого представлены в первой строке табл. 1, где n и N – порядок и число элементов фильтра; $\tilde{W}_{Lm} = \omega_0 W_{Lm}/P_{2max}$ – максимальное в полосе пропускания значение нормированной суммарной энергии по индуктивностям (аналогично по емкостям \tilde{W}_{Cm}).

$S_{2Lm}^{[H]}$, $S_{2Cm}^{[H]}$ – максимальные в полосе пропускания значения суммарной квадратической чувствительности АЧХ по индуктивностям и по емкостям. Все расчеты проводились по методикам, описанным в [1].

Таблица 1

Вариант фильтра	Δa , дБ	n	N	\tilde{W}_{Lm}	\tilde{W}_{Cm}	$S_{2Lm}^{[H]}$	$S_{2Cm}^{[H]}$
Чебышева (традиционный)	1	8	8	32,82	32,74	15,1	15,1
Золотарева (традиционный)	1,25	5	7	17,96	18,31	10	5,5
Чебышева (оптимизированный)	5×10^{-4}	12	12	17,66	17,64	$9,4 \times 10^{-4}$	$9,4 \times 10^{-4}$
Золотарева (оптимизированный)	$2,6 \times 10^{-6}$	9	13	6,8	6,8	$3,7 \times 10^{-7}$	$7,3 \times 10^{-7}$

Фильтр Золотарева, рассчитанный по традиционной методике, по сравнению с первым вариантом имеет меньшие значения реактивной энергии (почти в два раза), а также несколько меньшие показатели стабильности и меньшее число элементов.

Оптимизированные по реактивной энергии фильтры Чебышева и Золотарева примерно также

отличаются друг от друга, но имеют существенно лучшие показатели эффективности по сравнению с традиционными вариантами. Так рекомендуемый для рассматриваемых исходных данных вариант оптимизированного по реактивной энергии фильтр Золотарева по сравнению с первоначальным вариантом традиционного фильтра Чебышева имеет в 4,8 раза меньшие значения реактивной энергии и, следовательно, массы и габаритов, а также на несколько порядков меньшие показатели стабильности.

Предположим, что удельные энергоемкости используемых конденсаторов и катушек индуктивности $\gamma_{GL} = 1$ Дж/кг; $\gamma_{VL} = 100$ Дж/м³; $\gamma_{GC} = 1$ Дж/кг; $\gamma_{VC} = 1000$ Дж/м³; максимальная мощность $P_{2max} = 200$ кВт; граничная частота полосы пропускания $f_0 = 15$ кГц; коэффициенты потерь $d_L = d_C = 0,002$ (добротности элементов 500); среднеквадратический относительный разброс параметров элементов $\sigma_L = \sigma_C = 0,01$ (производственный разброс 3%). Тогда по данным табл. 1 и приведенным выше соотношениям можно рассчитать массогабаритные и другие характеристики рекомендуемого оптимизированного (вариант 4) и первоначального (вариант 1) фильтров, а именно: (в скобках приведены результаты для варианта 1) вес – 28,9 (139,2) кг; объем, занимаемый элементами фильтра – 0,16 (0,77) м³; КПД – 0,97 (0,88); среднеквадратический относительный разброс АЧХ (максимальный в полосе пропускания) – 10^{-5} (0,055).

При проектировании реактивных фильтров для преобразовательных устройств, в частности для импульсных стабилизированных источников электропитания (ИВЭП), используются некоторые специфические показатели эффективности, связанные с обеспечением устойчивости ИВЭП, а также с необходимостью подавления радиопомех, создаваемых ИВЭП на входе (в первичной сети) и на выходе (в нагрузке) [1–3].

Во многих случаях диапазон частот, в котором необходимо осуществлять защиту от радиопомех 150 кГц–30 МГц. Допустимый уровень радиопомех регламентируется соответствующими нормами [3, 4]. Импульсные источники электропитания характеризуются относительно высоким уровнем радиопомех и для снижения их до допустимого значения требуются фильтры с вносимым затуханием 40–60 дБ в указанном диапазоне частот. Такое затухание могут обеспечить простейшие Г- и П-образные звенья LC -фильтры нижних частот, характеристика затухания которых в идеальном случае монотонно возрастает в полосе задерживания. Однако реальные конденсаторы и катушки индуктивности, используемые при реализации фильтров, имеют определенные паразитные параметры, которые ограничивают диапазон частот эффективного затухания, вносимого фильтром [3, 4].

Для примера рассмотрим Г-образный LC-фильтр нижних частот, схема замещения которого изображена на рис. 1а. Во многих случаях конденсатор представляется последовательным контуром с паразитными параметрами L_{s1} и R_{s1} , а катушка индуктивности – параллельным контуром с паразитными параметрами C_{s2} и R_{s2} . Значения основных и паразитных параметров приведены на рисунке.

Эффективность работы фильтра радиопомех в полосе подавления принято характеризовать вносимым затуханием, которое определяется отношением напряжений, измеренных на нагрузке при отсутствии и наличии фильтра. Это отношение выражают в дБ. В стандартном случае вносимое затухание фильтров радиопомех измеряется в схеме с генератором синусоидальных сигналов и с регламентированными сопротивлениями генератора и нагрузки, равными 50 Ом. Для указанной схемы было проведено моделирование по программе “Fastmean” [5] схемы фильтра рис. 1а. С учетом паразитных параметров характеристика вносимого затухания в полосе задерживания имеет вид характеристики режекторного фильтра с ограниченной полосой эффективного подавления (рис. 2, кривая 1). Предположим, что требуемое подавление составляет 60 дБ в диапазоне 150 кГц–30 МГц. По указанной кривой можно определить полосу такого подавления для рассматриваемого фильтра, а именно от 150 кГц до 1,75 МГц.

Требуется расширение полосы эффективного подавления в область верхних частот. Для этого необходимо использовать конденсатор и катушку индуктивности с меньшими паразитными эффектами или включить дополнительное высокочастотное звено, которое рассчитывается на большую частоту среза, чем исходный фильтр и поэтому имеет меньшие значения индуктивности и емкости, следовательно, меньшие паразитные параметры [3, 4]. Так для рассматриваемого примера дополнительное звено имеет частоту среза 640 кГц (более чем в сто раз больше исходного звена). Схема замещения высокочастотного звена с учетом паразитных параметров представлена на рис. 1б. Это звено включается каскадно с исходным звеном. Результирующая

характеристика вносимого затухания такого двухзвенного фильтра показана на рис. 2 (кривая 2). Полоса эффективного подавления этого фильтра 150 кГц–30 МГц, что и требовалось.

Необходимо отметить, что на этапе проектирования фильтра радиопомех, как правило, нет достаточно точных сведений о паразитных параметрах комплектующих элементов, соединительных и заземляющих проводов. Поэтому представляется целесообразным проектирование (расчет) фильтра вести методом последовательных приближений с уточнением по результатам моделирования и эксперимента [4].

Как известно [1], наличие входного фильтра радиопомех может привести к неустойчивой работе ИВЭП. При этом, естественно полагается, что при автономной работе ИВЭП без входного фильтра обеспечена его устойчивая работа выбором его параметров и применением цепей коррекции или многоконтурных отрицательных обратных связей [1]. Стабилизированный ИВЭП, работающий в режиме ШИМ, имеет отрицательное значение активной составляющей дифференциального входного сопротивления. В таких системах при наличии реактивных четырехполюсников на входе ИВЭП (LC-фильтра) возможно самовозбуждение.

Систему входной фильтр – импульсный преобразователь напряжения можно рассматривать как каскадно-включенные четырехполюсники. Передаточная функция данной системы определяется выражением [1, 2]:

$$H'(j\omega) = \frac{H(j\omega)}{1 + Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega) / Z_{\text{ВХ}}(j\omega)}, \quad (3)$$

где $H(j\omega)$ – передаточная функция ИВЭП без учета входного фильтра; $Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega)$ – выходное сопротивление входного фильтра; $Z_{\text{ВХ}}(j\omega)$ – входное сопротивление ИВЭП с входным фильтром. Эти сопротивления определяются в месте соединения ИВЭП и входного фильтра. Для обеспечения устойчивости системы выражение в знаменателе передаточной функции не должно иметь положительных корней, что равносильно тому, чтобы

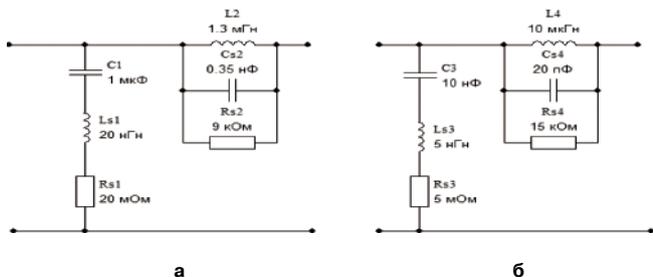


Рис. 1. Схемы замещения входного фильтра (а) и дополнительного высокочастотного звена (б)

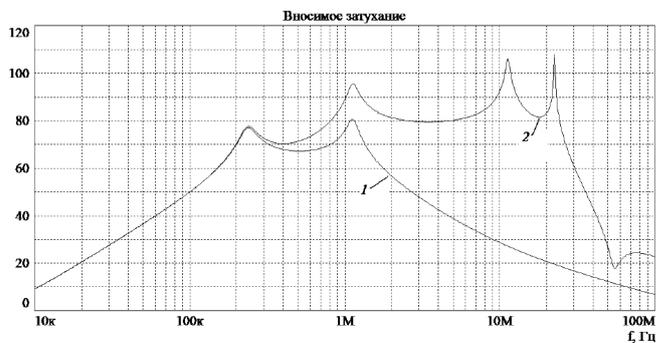


Рис. 2. Характеристики вносимого затухания однозвенного фильтра (1) и с добавленным высокочастотным звеном (2)

$$\frac{Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega)}{Z_{\text{ВХ}}(j\omega)} > -1. \quad (4)$$

Для абсолютно устойчивой системы необходимо, чтобы модуль выходного сопротивления входного фильтра был меньше модуля входного сопротивления ИВЭП во всем частотном диапазоне.

Необходимо отметить, что снижение выходного сопротивления входного фильтра может привести к снижению избирательности входного фильтра, т. е. к уменьшению подавления помех, проникающих от ИВЭП в первичный источник электропитания, или к снижению подавления импульсных помех, проникающих из первичной сети электропитания на вход ИВЭП. В случае применения простейшего Г-образного входного LC-фильтра, разработан метод снижения его выходного сопротивления, при котором практически не ухудшается избирательность фильтра [2]. Однако для многозвенных фильтров, а также для классических LC-фильтров, которые также находят применение в источниках электропитания, указанная задача требует исследования и решения.

Заключение

Применение методов энергетической теории реактивных фильтров позволяет существенно (в несколько раз) улучшить показатели эффективности (масса, габариты, потери энергии и стабильность характеристик) LC-фильтров по сравнению с традиционными решениями. Рассмотренные методы позволяют также оптимизировать некоторые

специфические показатели реактивных фильтров, применяемых в преобразовательных устройствах. Эти показатели связаны с фильтрацией в широком диапазоне частот радиопомех, создаваемых преобразователем и с обеспечением устойчивости преобразователя при включении фильтра.

Литература

1. Дмитриков В. Ф., Сергеев В. В., Самылин И. Н. Повышение эффективности преобразовательных и радиотехнических устройств. — М.: Радио и связь, 2005. — 423 с.
2. Донкеев С. С., Коржавин О. А. Оценка влияния входного фильтра импульсных источников электропитания на устойчивость их работы и пути её повышения с помощью цепей коррекции. // Практическая силовая электроника. 2006, № 22 С. 23–27.
3. Векслер Г., Недочетов В., Пилинский В. Подавление электромагнитных помех в цепях электропитания. — Киев: Техника. 1990.
4. Дмитриков В. Ф. и др. Расчет сетевого фильтра радиопомех для источника бесперебойного питания. // Практическая силовая электроника. 2011, № 42 С. 23–36.
5. www. Fastmean. ru.

Сергеев Валерий Варламович, д. т. н., профессор кафедры Теории электрических цепей Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций, тел.: 742-98-33, e-mail: vservg43@mail.ru;

Альшоша Осама, аспирант СПб ГУТ;

Станкеев Михаил Евгеньевич, аспирант СПб ГУТ.

Кью Зо Лин, Г. С. Мыцык

О КАЧЕСТВЕ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ СИНХРОНИЗИРОВАННОГО АСИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА, ВОЗБУЖДАЕМОГО ОТ ПРОСТЕЙШЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ТИПА – НПЧ-2

Quo Zo Lin,
G. S. Mytsyk

В статье представлена информация о взаимосвязи искажений тока возбуждения автономного синхронизированного асинхронного генератора (АСАГ) с искажениями его выходного напряжения, обусловленных применением в нем простейшего преобразователя частоты непосредственного типа – НПЧ-2. Предложено модельное описание факта несимметрии выходных напряжений АСАГ (трех видов) с подтверждением полученных результатов имитационным компьютерным моделированием (ИКМ). Предложено новое структурно-алгоритмическое решение НПЧ-2М, снижающее уровень искажений напряжений АСАГ. Для снижения потерь, обусловленных индуктивностями рассеяния обмоток вспомогательной синхронной машины, обеспечивающей совместно с НПЧ-2М возбуждение АСАГ, предложено новое снаберное устройство для НПЧ-2М. Функциональное соответствие предложенных новых решений проектному замыслу подтверждено путем ИКМ.

Ключевые слова: асинхронная машина с фазным ротором, синхронизированный асинхронный генератор, преобразователь частоты непосредственного типа, имитационное компьютерное моделирование, несимметрия напряжений, модернизированный вариант преобразователя, устройство ограничения импульсных перенапряжений.

The Output Voltage Quality Of Synchronized Asynchronous Generator, Excited By A Simple Cyclone Frequency Converter

The article presents information on the relationship of excitation current distortion of autonomous synchronized asynchronous generator (ASAG) with its output voltage distortion due to application of simple cyclone frequency converter in it. Mathematical model of the asymmetry of the output voltage of ASAG is proposed and confirmed by the results which is simulated by computerized modeling. A new structural and algorithmic solution of the simple cyclone frequency converter, which reduces the level of distortion of output voltage of ASAG is offered. To reduce losses in simple cyclone frequency converter due to the leakage inductance, which is scattered by the windings of auxiliary synchronous machine, new surge voltage limiting device is proposed. Functional correspondence between the solution of new surge voltage limitation device and the combined system of ASAG is confirmed by simulation.

Keywords: asynchronous machine with wound rotor, synchronized asynchronous generator, cyclone frequency converter, simulation computer modeling, unbalanced voltages, modernized version of the frequency converter, surge voltage limitation device.

В ряде случаев практики, например, на различного рода автономных (подвижных) объектах, таких как ветросиловые, дизель-генераторные установки требуется решать задачу преобразования механической энергии вращения вала с переменной частотой в электрическую энергию переменного тока стабильной частоты. Такие системы известны под названием ПСПЧ – “переменная скорость – постоянная частота”. Одно из возможных направлений решения этой задачи заключается в использовании синхронизированного асинхронного генератора – САГ. Потенциальные возможности такого типа систем в данном применении сегодня вскрыты еще далеко не полной мере, которая необходима для их проектирования, совершенствования и сопоставления с другими альтернативными вариантами. В традиционном исполнении такая система включает в себя асинхронную машину с фазным ротором (АМФР) и расположенную на общем с ней валу вспомогательную синхронную машину (ВСМ), а также преобразователь частоты, например, непосредственного типа (НПЧ), который обеспечивает управление возбуждением ВСМ – рис. 1 [1, 2, 3,

4]. В качестве НПЧ могут быть использованы различные его варианты, характеризующиеся различной эквивалентной фазностью (иначе пульсностью) – $m_{1\Omega}$, которая характеризует качество спектрального состава его выходного напряжения [5]. Этот параметр вводится в его обозначение – НПЧ- $m_{1\Omega}$; например, НПЧ-2; 3; 6; 12; 24 и т. д. Увеличение параметра $m_{1\Omega}$ обеспечивает уменьшение искажений его выходного напряжения и тока. Это положительный момент. Вместе с этим, при реализации НПЧ увеличение параметра $m_{1\Omega}$ требует использования большего количества ключевых элементов, что приводит к усложнению технического решения и его конструктивной реализации. Это нельзя отнести к достоинству таких решений.

Целью настоящей работы является исследование: 1) – особенностей применения в автономной системе САГ (АСАГ) НПЧ простейшего типа – НПЧ-2 и 2) – возможностей совершенствования его технических характеристик за счет структурно-алгоритмической модернизации.

Изначально НПЧ-2 в АСАГ был применен В. Г. Еременко [1, 4]. Им же экспериментально



Рис. 1. Блок-схема системы ПСПЧ на основе АСАГ

был установлен факт неблагоприятного влияния НПЧ-2 на качество выходного напряжения АСАГ, которое выражалось в его несимметрии даже при симметричной трехфазной нагрузке. В качестве средства борьбы с этим явлением предлагалось ослаблять ближайшую высшую гармонику в выходном напряжении НПЧ-2 с помощью соответствующего фильтра на его выходе [4]. Однако, при этом остался не выясненным ряд вопросов: а) не было дано модельное описание самого факта несимметрии напряжения АСАГ, и понятие “несимметрия” было сформулировано в самом общем виде, без конкретизации его содержания; б) не выявлена взаимосвязь уровня этой несимметрии со скольжением; в) не предложены какие-либо иные способы ослабления несимметрии, кроме указанного; г) не дана оценка массогабаритных показателей вышеуказанного фильтра, которая необходима для сопоставительной оценки такого решения по сравнению с другими возможными вариантами решения данной задачи. В данной статье применительно к НПЧ-2 приводится решение первых трех перечисленных задач.

Заметим, что продолжающийся интерес к схеме НПЧ-2 на новом этапе развития техники объясняется тем, что она характеризуется предельной простотой силовой части и системы управления, а также появлением более совершенных ключевых элементов (*IGBT*) по сравнению с тиристорами, которые применялись ранее в [2, 3, 4], и для которых требовались устройства их принудительной коммутации. С учетом этого, исследование возможностей совершенствования функциональной характеристики схемы НПЧ-2 и целесообразной области ее применения представляется актуальным.

Гармонический анализ выходного напряжения НПЧ-2

Определим спектр выходного напряжения ПЧ-2 в системе САГ (АСАГ) при одинаковой полюсности АМ и ВСМ: $p_{AM} = p_{VCM}$. В качестве исходной возьмем трехфазную систему напряжений ВСМ $u_{pj}(t)$ синусоидальной формы изменяющейся частоты ω_p , которые для j -ой фазы имеют следующий вид:

$$u_{pj}(t) = U_{pm} \sin \left[\omega_p t - (j-1) \frac{2\pi}{3} \right], \quad (1)$$

где $j = 1; 2; 3 \Leftrightarrow A; B; C$ – цифровой или буквенный фазовый индекс; ω_p – угловая частота вращения ро-

торов АМФР и ВСМ; U_{pm} – амплитудное значение фазного напряжения ВСМ.

Эквивалентным модулирующим воздействием (ЭМВ) [6, 7] НПЧ-2 является сигнал с единичной амплитудой вида “меандр”, описываемый следующим рядом Фурье:

$$\Psi_{ЭМВ}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} A_{(2k-1)} \sin(2k-1)\omega_M t = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \sin(2k-1)\omega_c t, \quad (2)$$

где $A_{(2k-1)} = \frac{4}{\pi(2k-1)}$ – коэффициент Фурье. (2a)

Причем в (2) с учетом равенства полюсности АМ и ВСМ имеет место равенство: $\omega_M = \omega_c$, где ω_M – угловая частота переключения ключей НПЧ; $\omega_c = \text{const}$ – угловая частота выходного напряжения АСАГ (которая в процессе изменения частоты ω_p остается неизменной).

Первая частотная зона – при $\omega_p < \omega_c$
 ($\omega_p^* = \omega_p / \omega_c < 1$ – ниже синхронная скорость)

В соответствии с известным подходом к анализу, использующим понятие ЭМВ [6, 7], выходное напряжение j -ой фазы НПЧ-2 определяется так:

$$\begin{aligned} u_{sj}(t) &= \Psi_{ЭМВ}(t) \cdot u_{pj}(t) = \\ &= \sum_{k=1}^{\infty} A_{(2k-1)} U_{pm} \sin \left[\omega_p t - (j-1) \frac{2\pi}{3} \right] \sin(2k-1)\omega_c t = \\ &= \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2} A_{(2k-1)} U_{pm} \left\{ \cos \left[((2k-1)\omega_c - \omega_p) t + (j-1) \frac{2\pi}{3} \right] - \right. \\ &\quad \left. - \cos \left[((2k-1)\omega_c + \omega_p) t - (j-1) \frac{2\pi}{3} \right] \right\} = \\ &= \sum_{k=1}^{\infty} \frac{A_{(2k-1)} U_{pm}}{2} \left[\cos(\omega_{нбч} t + \theta_{jnбч}) - \cos(\omega_{вбч} t - \theta_{jвбч}) \right]. \end{aligned} \quad (3)$$

где: $\omega_{нбч} = (2k-1)\omega_c - \omega_p$ — нижние комбинационные боковые частоты (НКБЧ);

$\omega_{вбч} = (2k-1)\omega_c + \omega_p$ — верхние комбинационные боковые частоты (ВКБЧ);

$\theta_{jnбч}, \theta_{jвбч}$ – фазовые углы при гармониках напряжения НКБЧ и ВКБЧ; в данном случае (при $m_{1\Omega} = 2$) эти углы оказываются равными:

$$\theta_{jnбч} = \theta_{jвбч} = (j-1) \frac{2\pi}{3}.$$

В полученном спектре (3) определим частоту и содержание основной гармоники и ближайшей по частоте высшей гармоники. Их параметры определяются при $k = 0$. Таким образом, основной гармоникой выходного напряжения НПЧ-2 является гармоника из части спектра НКБЧ с частотой:

$$\omega_{s(1)} = \omega_{нбч} = \omega_{c(1)} - \omega_p,$$

а ближайшей по частоте высшей гармоникой – гармоника из части спектра ВКБЧ с частотой:

$$\omega_{вбч} = \omega_c + \omega_p.$$

Отметим при этом, что амплитуды этих двух рассматриваемых гармоник одинаковы. Индексом “(1)” в скобках обозначается основная гармоника.

МДС, обусловленная основной гармоникой тока возбуждения частоты $\omega_{s(1)}$. В соответствии с проектным замыслом вектор МДС₍₋₎, образованный током основной гармоники $\omega_{s(1)}$, здесь должен вращаться согласно с направлением вращения ротора. Значит, относительно статора он будет вращаться с частотой:

$$\omega_p + \omega_{s(1)} = \omega_p + (\omega_{c(1)} - \omega_p) = \omega_{c(1)}.$$

МДС, обусловленная гармоникой тока возбуждения частоты $\omega_p + \omega_c$. Из (3) следует, что порядок чередования фаз у этой гармоники напряжения (и тока) относительно ротора будет противоположным. Следовательно, противоположным будет также и направление вращения МДС₍₊₎ от тока этой гармоники, причем как относительно ротора, так и относительно статора. При этом относительно статора АМ частота вращения МДС₍₊₎ этой гармоники будет такой же, как и у основной гармоники:

$$(\omega_p + \omega_{c(1)}) - \omega_p = \omega_{c(1)}.$$

Таким образом, в этом режиме МДС₍₋₎ от основной гармоники тока возбуждения (из спектра НКБЧ) и МДС₍₊₎ от тока первой гармоники (из спектра ВКБЧ) относительно статора действуют с одинаковой частотой ω_c , но в разных направлениях, обеспечивая при этом прямой и обратный порядок чередования фаз двух 3-х фазных систем напряжений, которые в сумме образуют результирующую 3-х фазную систему выходных напряжений АСАГ. При этом нужно учесть, что уровень МДС₍₊₎ от первой гармоники напряжения из спектра ВКБЧ будет меньшим уровня МДС₍₋₎ от основной гармоники напряжения во столько раз, во сколько раз частота $\omega_p + \omega_c$ больше частоты $\omega_c - \omega_p$.

Вторая частотная зона – $\omega_p = \omega'_p > \omega_c$

($\omega^*_p / \omega_c > 1$ – выше синхронная скорость)

Модель (3) здесь после ее простой реструктуризации, учитывающей тот факт, что $\omega_p > \omega_c$, принимает следующий вид:

$$\begin{aligned} u_{sj}(t) &= \psi_{ЭМВj}(t) \cdot u_{pj}(t) = \\ &= \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2} A_{2k-1} U_{pm} \left\{ \cos \left[(\omega_p - (2k-1)\omega_c)t - (j-1)\frac{2\pi}{3} \right] - \right. \\ &\quad \left. - \cos \left[(\omega_p + (2k-1)\omega_c)t - (j-1)\frac{2\pi}{3} \right] \right\} = \\ &= \sum_{k=1}^{\infty} \frac{A_{2k-1} U_{pm}}{2} \left[\cos(\omega_{вбч}t - \theta_{лбч}) - \cos(\omega_{вбч}t - \theta_{рбч}) \right]. \end{aligned} \quad (4)$$

Из рассмотрения моделей (3) и (4) следует что, при переходе из зоны $\omega^*_p < 1$ в зону $\omega^*_p > 1$ трехфазные системы гармоник выходного напряжения НПЧ-2 из части спектра НКБЧ изменили свой порядок чередования фаз на противоположный.

Это первый вывод, который мы используем в последующем анализе. Действительно, фазовый угол

$$\theta_{лбч} = (j-1)\frac{2\pi}{3}$$

при $j = 2$ (у фазы В) сменил свой знак на обратный – вместо отстающего (при $\omega^*_p < 1$) он стал опережающим (при $\omega^*_p > 1$); а при $j = 3$ (у фазы С) – вместо опережающего стал отстающим. Таким образом, необходимое нам в системе АСАГ функциональное свойство преобразователя частоты изменять порядок чередования фаз его выходного напряжения при переходе из одной частотной зоны в другую реализуется данным типом НПЧ-2 автоматически. Это его свойство во многом и определяет вышеупомянутое ее достоинство по простоте управления.

МДС, обусловленная основной гармоникой тока возбуждения частоты $\omega_{s(1)}$. Вектор МДС₍₋₎, образованный током основной гармоники $\omega_{s(1)}$, здесь (при $\omega'_p > \omega_c$) должен вращаться встречно с направлением вращения ротора. Значит относительно статора он будет вращаться по-прежнему с частотой

$$\omega'_p - \omega_{s(1)} = \omega'_p - (\omega'_p - \omega_{c(1)}) = \omega_{c(1)},$$

причем в ту же сторону, что и ротор (так как $\omega'_p > \omega_s$).

МДС, обусловленная гармоникой тока возбуждения частоты $\omega'_p + \omega_c$. Поскольку направление вращения вектора МДС₍₊₎ от тока этой гармоники также будет противоположным направлению вращения ротора, то частота вращения этой гармоники МДС₍₊₎ относительно статора АМ также будет такой же, как и у основной гармоники:

$$(\omega'_p + \omega_{c(1)}) - \omega'_p = \omega_{c(1)}.$$

Но поскольку $(\omega'_p + \omega_c) > \omega'_p$, то направление вращения МДС₍₊₎ относительно статора будет противоположным направлению вращения МДС основной гармоники.

Второй вывод: переход из одной частотной зоны в другую на порядок чередования трехфазной системы гармоник тока из части спектра ВКБЧ не влияет. Векторы МДС, обусловленные гармониками тока этих частот, всегда вращаются встречно с направлением вращения ротора, как в первой, так и во второй частотной зоне. Следовательно, относительно статора первые гармоники МДС из спектров НКБЧ и ВКБЧ будут вращаться по-прежнему в разных направлениях, обеспечивая наведение в обмотках статора напряжений прямого и обратного порядка чередования фаз с одной и той же частотой ω_c .

Исследование влияния высших гармоник выходного напряжения (и тока) НПЧ-2 на искажения формы выходного напряжения АСАГ

1-я частотная зона ($s > 0$)

Из вышеизложенного анализа следует, что в этой зоне порядок чередования фаз для гармоник напряжения из спектра НКБЧ и из спектра ВКБЧ

относительно ротора противоположный (разный), а во 2-й зоне – одинаковый. Ближайшей высшей гармоникой из спектра ВКБЧ является гармоника напряжения частоты $\omega_c + \omega_p$. В соответствии с вышеприведенным выводом 2 – направление вращения поля, созданного трехфазной системой токов этой частоты имеет обратное направление относительно направления вращения ротора. Следовательно, относительно статора АМ это поле будет вращаться в обратную сторону и с частотой, меньшей на частоту вращения вала:

$$(\omega_c + \omega_p) - \omega_p = \omega_c.$$

Из полученного выражения следует, что при $k = 1$ в спектре (4) обе гармоники напряжения частот $\omega_c - \omega_p$ и $\omega_c + \omega_p$ участвуют в формировании выходного напряжения АСАГ. Однако, несмотря на то, что амплитуды напряжения этих гармоник одинаковы, долевым вклад их в этот процесс разный, поскольку в итоге он определяется не напряжениями этих гармоник, а их МДС, то есть токами в обмотке ротора, созданными этими гармониками напряжения. Степень участия этой высшей гармоники тока в формировании результирующей МДС будет тем меньше, чем больше постоянная времени роторной обмотки АМ, то есть чем больше результирующее индуктивное сопротивление роторной обмотки для этой гармоники (с учетом ее индуктивного сопротивления рассеяния, индуктивных сопротивлений статорной цепи и нагрузки). Для случая, например, когда нагрузка АМ имеет чисто индуктивный характер ($\cos\varphi_{1(1)} = 0$), это отличие (в первом приближении) может быть оценено разницей в частотах этих гармоник

$$\chi_{(1-)}^{(1+)} = \frac{\omega_c + \omega_p}{\omega_c - \omega_p} = \frac{1 + \omega^*}{1 - \omega^*} = \frac{2 - s}{s} \quad (5)$$

где ω^* – относительное значение частоты вращения ротора АМ,

$$\omega^* = \frac{\omega_p}{\omega_c} = 1 - s; \quad s = \frac{\omega_c - \omega_p}{\omega_c} = 1 - \omega^*. \quad (5a)$$

В данном случае параметр $\chi_{(1-)}^{(1+)}$ показывает во сколько раз суммарное (эквивалентное) сопротивление роторной обмотки АМ (то есть суммы полного сопротивления роторной обмотки и приведенных к ней сопротивлений статорной обмотки и нагрузки) больше на частоте $\omega_c + \omega_p$ (а ток меньше) по сравнению с сопротивлением (и соответственно током) на частоте $\omega_c - \omega_p$.

Можно получить также упрощенную, удобную для качественного анализа модель, аналогичную (5), но для случая произвольной комплексной нагрузки АМ. Обозначим частоты $\omega_c - \omega_p$ и $\omega_c + \omega_p$ более компактно, как $\omega_{(1-)}$ и $\omega_{(1+)}$ соответственно. Суммарные фазные сопротивления $Z_{(1-)}^\Sigma$ и $Z_{(1+)}^\Sigma$ роторной обмотки $\dot{z}_{2(1-)}$ и $\dot{z}_{2(1+)}$ с приведенными к ней сопротивлением нагрузки АМ $\dot{Z}'_{H(1-)}$ и $\dot{Z}'_{H(1+)}$ и

сопротивлением статорной обмотки $\dot{z}'_{1(1-)}$ и $\dot{z}'_{1(1+)}$ на частотах $\omega_{(1-)}$ и $\omega_{(1+)}$ имеют соответственно следующий вид:

$$\dot{Z}_{(1-)}^\Sigma = \dot{z}_{2(1-)} + \dot{z}'_{1(1-)} + \dot{Z}'_{H(1-)} = r_2 + jx_{2(1-)} + (r'_1 + R'_H) + j(x'_{1(1-)} + X'_{H(1-)}); \quad (6)$$

$$\dot{Z}_{(1+)}^\Sigma = \dot{z}_{2(1+)} + \dot{z}'_{1(1+)} + \dot{Z}'_{H(1+)} = r_2 + jx_{2(1+)} + (r'_1 + R'_H) + j(x'_{1(1+)} + X'_{H(1+)}); \quad (6a)$$

где: r_2, r'_1, R'_H – активное сопротивление роторной обмотки и приведенные к ней активные сопротивления статорной обмотки и нагрузки;

$x_{2(1-)}, x'_{1(1-)}, X'_{H(1-)}, x_{2(1+)}, x'_{1(1+)}, X'_{H(1+)}$ – индуктивное сопротивление рассеяния роторной обмотки и приведенные к ней индуктивные сопротивления рассеяния статорной обмотки и нагрузки на частотах $\omega_{(1-)}$ и $\omega_{(1+)}$ соответственно. С учетом (6), (6a), параметр $\chi_{(1)}$ примет следующий вид:

$$\chi_{(1-)}^{(1+)} = \frac{Z_{(1+)}^\Sigma}{Z_{(1-)}^\Sigma} = \frac{|\dot{Z}_{(1+)}^\Sigma|}{|\dot{Z}_{(1-)}^\Sigma|} = \frac{\sqrt{R_\Sigma^2 + (\omega_c + \omega_p)L_\Sigma^2}}{\sqrt{R_\Sigma^2 + (\omega_c - \omega_p)L_\Sigma^2}} = \frac{\sqrt{R_\Sigma^2 + (1 + \omega^*)L_\Sigma^2}}{\sqrt{R_\Sigma^2 + (1 - \omega^*)L_\Sigma^2}} = \frac{\sqrt{R_\Sigma^2 + \omega_c^2(2 - s)^2L_\Sigma^2}}{\sqrt{R_\Sigma^2 + \omega_c^2s^2L_\Sigma^2}}. \quad (7)$$

При $\cos\varphi_{1(1)} = 0, R_\Sigma \approx 0$ и выражение (7) превращается в (5). С необходимой точностью этот показатель может быть определен при известных параметрах АМ и нагрузки.

Из упрощенной модели (5) можно сделать вывод, что с увеличением скольжения s параметр $\chi_{(1-)}^{(1+)}$ уменьшается, а, значит, долевым вклад основной гармоники тока (и напряжения) НПЧ в формирование поля частоты ω_c снижается, а вклад гармоник из спектра ВКБЧ наоборот возрастает, что определяет ухудшение качества выходного напряжения АСАГ. Такая же логика в этих процессах имеет место и при $s = \text{const}$ и уменьшении $\cos\varphi_{1(1)}$. Эти выводы подтверждаются результатами ИКМ (рис. 2 и 6). Следующими за этими двумя гармониками напряжения являются гармоники с частотами $3\omega_c - \omega_p$ и $3\omega_c + \omega_p$, определяемые из спектра (4) при $k = 2$. В соответствии с той же (вышерассмотренной) логикой они образуют прямо вращающееся и обратно вращающееся поля, которые в статоре наводят ЭДС с частотой $3\omega_c$. Относительное доленое их участие в этом процессе определяется аналогичным параметром

$$\chi_{(3-)}^{(3+)} = \frac{3\omega_c + \omega_p}{3\omega_c - \omega_p} = \frac{3 + \omega^*}{3 - \omega^*} = \frac{4 - s}{2 + s}. \quad (8)$$

В общем случае для $(2k - 1)$ -ой гармоники этот показатель приобретает следующий вид:

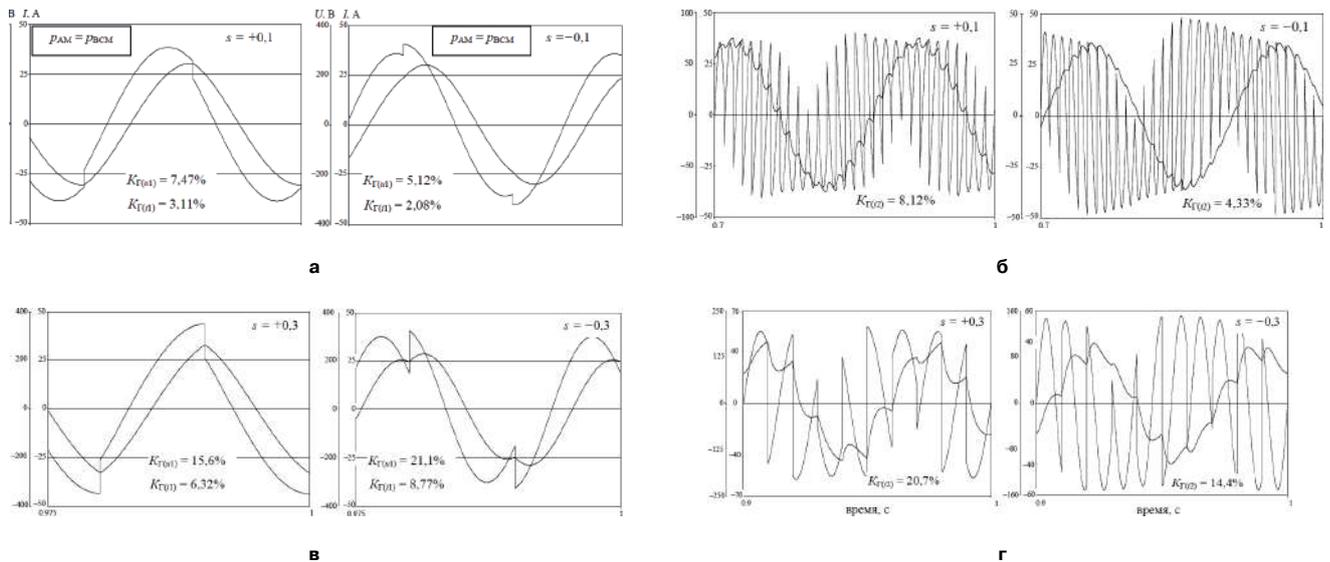


Рис. 2. Временные диаграммы, иллюстрирующие процессы в АСАГ с НПЧ-2: фазное напряжение и ток якорной обмотки АМ (а, в); фазное напряжение и ток роторной обмотки (б, г): результаты получены при $U_{1\text{НОМ}} = 220 \text{ В}$; $I_{1\text{НОМ}} = 20,9 \text{ А}$; $\cos \varphi_{1\text{НОМ}} = 0,8$ для положительных и отрицательных скольжений $+0,3$; $-0,3$; $+0,1$; $-0,1$

$$\chi_{(2k-1)(-)}^{(2k-1)(+)} = \frac{(2k-1)\omega_c + \omega_p}{(2k-1)\omega_c - \omega_p} = \frac{(2k-1) + \omega^*}{(2k-1) + \omega^*} = \frac{(2k-1) + 1 - s}{(2k-1) - 1 + s} \quad (9)$$

$$\chi_{(1-)}^{(2k-1)(+)} = \frac{(2k-1)\omega_c + \omega_p}{\omega_c - \omega_p} = \frac{(2k-1) + \omega^*}{1 - \omega^*} = \frac{(2k-1) + 1 - s}{s} \quad (10a)$$

Из выражения (9) следует, что чем больше число k , тем меньше относительная долевая разница, вносимая гармониками напряжения из спектров НКБЧ и ВКБЧ в формируемое ими поле соответствующей частоты.

Из проведенного анализа следует вывод: в спектре напряжения АСАГ $u_1(t)$ наряду с основной гармоникой частоты ω_c присутствуют также все нечетные гармоники, то есть гармоники с частотами $(2k-1)\omega_c$, которые определяют спектр ЭМВ (имеющего в данной схеме НПЧ форму меандр), а гармоники частоты вращения ω_p так же, как и комбинационные гармоники из спектров НКБЧ и ВКБЧ, в нем отсутствуют.

Долевой вклад высших гармоник напряжения из спектров НКБЧ и ВКБЧ относительно вклада основной гармоники напряжения в формирование тока ротора АМ обратно пропорционален двум показателям:

1) частотному показателю (для НКБЧ и ВКБЧ соответственно):

$$\chi_{(1-)}^{(2k-1)(-)} = \frac{(2k-1)\omega_c - \omega_p}{\omega_c - \omega_p} = \frac{(2k-1) - \omega^*}{1 - \omega^*} = \frac{(2k-1) - 1 + s}{s} \quad (10)$$

2) амплитудному показателю, определяющему уменьшение содержания гармоник в спектрах напряжения НКБЧ и ВКБЧ НПЧ (4) относительно содержания его основной гармоники (частоты $\omega_c - \omega_p$):

$$A_{(2k-1)}^* = \frac{A_{(2k-1)}}{A_{(1)}} = \frac{2k-1}{1} = 2k-1. \quad (11)$$

Чем значения этих двух показателей больше, тем меньше влияние высших гармоник напряжения НПЧ на ток ротора АМ и на создаваемую ими НС.

3) Вместе с этим содержание высших гармоник в напряжении $u_1(t)$ определяется еще одним фактором – значениями частот $\omega_{(2k-1)} = (2k-1)\omega_c$ гармоник ЭМВ НПЧ, создающих при $k \geq 2$ поля, вращающиеся относительно поля статора. Их содержание пропорционально частоте вращения этих полей относительно статора, то есть пропорционально номеру $(2k-1)$.

Таким образом, с учетом этих 3-х факторов результирующий показатель, отражающий долевой вклад высшей $(2k-1)$ -ой гармоники выходного напряжения НПЧ в формирование поля в зазоре АМ (иначе НС или МДС) и соответственно в спектр ее выходного напряжения $u_1(t)$ относительно вклада основной гармоники НПЧ, можно представить в виде следующего фактора влияния (высших гармоник):

$$F_{(2k-1)(+)}^* = \frac{2k-1}{\chi_{(1-)}^{(2k-1)(+)} A_{(2k-1)}^*} = \frac{(2k-1)s}{[(2k-1)+1-s](2k-1)} = \frac{s}{(2k-1)+1-s}; \quad (12)$$

$$F_{(2k-1)(-)}^* = \frac{2k-1}{\chi_{(1-)}^{(2k-1)(-)} A_{(2k-1)}^*} = \frac{s}{(2k-1)-1+s}; \quad (12a)$$

Чем значение фактора влияния меньше, тем воздействие высших гармоник спектра напряжения НПЧ на спектр напряжения АМ меньше, тем качество его лучше.

Используя полученное выражение, в качестве примера оценим для спектра (4) факторы $F_{(1+)}^*$, $F_{(3-)}^*$, $F_{(3+)}^*$, $F_{(5-)}^*$ и $F_{(5+)}^*$, для гармоник из спектров НКБЧ и ВКБЧ с номерами гармоник $(2k-1) = 1$; $(2k-1) = 3$ и $(2k-1) = 5$ (т. е. при $k = 1; 2; 3$) для двух значений скольжения: $s = 0,1$ и $s = 0,3$:

$$F_{(1+)}^*|_{s=0,1} = 0,0526; F_{(1+)}^*|_{s=0,3} = 0,1765;$$

$$F_{(3+)}^*|_{s=0,1} = 0,0256; F_{(3+)}^*|_{s=0,3} = 0,0811; F_{(5+)}^*|_{s=0,1} = 0,0170; F_{(5+)}^*|_{s=0,3} = 0,0526;$$

$$F_{(3-)}^*|_{s=0,1} = 0,0476; F_{(3-)}^*|_{s=0,3} = 0,1304; F_{(5-)}^*|_{s=0,1} = 0,0244; F_{(5-)}^*|_{s=0,3} = 0,0700.$$

Результирующий фактор влияния равен сумме факторов влияния от 5 учитываемых высших гармоник:

– при скольжении $s = 0,1$:

$$F_{\Sigma}^* = F_{\Sigma\text{вбч}}^* + F_{\Sigma\text{нбч}}^* = (0,0526 + 0,0256 + 0,0170) + (0,0476 + 0,0244) = 0,0952 + 0,072 = 0,1672;$$

– при скольжении $s = 0,3$:

$$F_{\Sigma}^* = F_{\Sigma\text{вбч}}^* + F_{\Sigma\text{нбч}}^* = (0,1765 + 0,0811 + 0,0526) + (0,1304 + 0,0700) = 0,3102 + 0,2004 = 0,5106.$$

Полученный результат адекватно отражает результаты ИКМ: с ростом скольжения влияние высших гармоник напряжения НПЧ на спектр напряжения $u_1(t)$ возрастает, причем тем в большей степени, чем ниже частота высшей гармоники.

Об особенностях спектров выходного напряжения АСАГ, возбуждаемого от НПЧ-2

Первая особенность – в электротехнике и преобразовательной технике обычно приходится иметь дело с такими формами напряжения, которые образуют нулевую последовательность, если в их спектрах присутствуют гармоники кратные трем. Это означает, что при наличии нулевого провода между генерирующей системой и нагрузкой (соединенных по схеме “звезда-звезда”) в нулевом проводе протекают гармоники тока нулевой последовательности (ГТНП) в утроенном содержании по сравнению с их содержанием в каждой фазе. При отсутствии же нулевого провода ГТНП протекать не могут. По этой причине форма напряжения на нагрузке в этих двух случаях оказывается разной (хотя в генерирующей системе она остается неизменной).

Особенность спектров фазных напряжений АСАГ, возбуждаемого от НПЧ-2, состоит в том, что в них также содержатся гармоники напряжения, кратные трем, однако они образуют трехфазную систему, а не нулевую последовательность. Это подтверждается тем фактом, что фазные напряжения АСАГ и нагрузки имеют одинаковую форму, как при наличии, так и при отсутствии нулевого провода – рис. 3. Физическая суть этого процесса заключается в том, что каждая гармоника тока возбуждения образует свою МДС, которая наводит в обмотках статора свою 3-х фазную систему напряжений, состоящую из всех нечетных гармоник (1-й, 3-й, 5-й, и т. д.). Заметим, что все нечетные гармоники, но с другим относительным содержанием, определяют и состав эквивалентного модулирующего воздействия (ЭМВ), по форме представляющего в данном случае (у НПЧ-2) “меандр”.

Вторая особенность – в режимах ниже и выше синхронной скорости определяющее значение на формирование выходного напряжения АСАГ имеют две ближайшие гармоники тока из спектров НКБЧ и ВКБЧ, образующие две различные по уровню МДС, вращающиеся относительно статора с одной и той же частотой ω_c , но в противоположных направлениях. Оказывается, что это приводит к тому, что трехфазная система напряжений, сформированная в результате взаимодействия этих двух МДС с обмотками статора, обладает амплитудной и фазовой несимметрией. Впервые этот факт экспериментально обнаружен и опубликован в [3, 4]. В настоящей статье он подтвержден аналитическим путем и на основе ИКМ (рис. 5). В основу способа решения данной задачи удобно положить принцип суперпозиции. Зададимся трехфазными системами напряжений прямой последовательности

$$u_A^{np}(t) = U_{Am}^{np} \sin \omega t;$$

$$u_B^{np}(t) = U_{Bm}^{np} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right); \quad (13)$$

$$u_C^{np}(t) = U_{Cm}^{np} \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right)$$

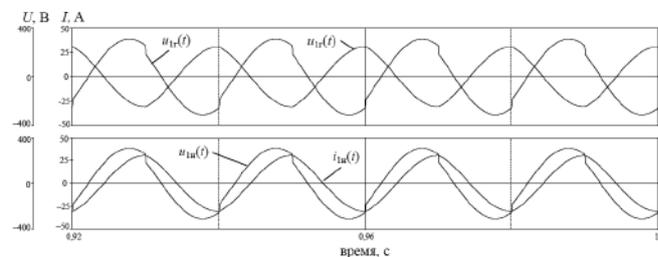


Рис. 3. Временные диаграммы в АСАГ с НПЧ-2 при положительном скольжении ($s = +0,1$) и заданных значениях параметров активно-индуктивной нагрузки ($U_{1н} = 220 \text{ В}$, $f_1 = 50 \text{ Гц}$, $R_n = 8,45 \text{ Ом}$, $L_n = 0,02 \text{ Гн}$, $\cos \varphi_{(1)} = 0,8$): (сверху вниз) фазные напряжение и ток на выходе АСАГ; фазные напряжение и ток нагрузки с искажениями по напряжению $K_{r(u1)} = 7,5\%$, по току $K_{r(i1)} = 3,1\%$

и обратной последовательности, в общем случае сдвинутой по фазе относительно 3-х фазной системы напряжений прямой последовательности (13) на отстающий угол θ :

$$\begin{aligned} u_A^{o6}(t) &= U_{Am}^{o6} \sin(\omega t - \theta); \\ u_B^{o6}(t) &= U_{Bm}^{o6} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \theta\right); \\ u_C^{o6}(t) &= U_{Cm}^{o6} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \theta\right). \end{aligned} \quad (14)$$

где $U_{Am}^{np} = U_{Bm}^{np} = U_{Cm}^{np}$, $U_{Am}^{o6} = U_{Bm}^{o6} = U_{Cm}^{o6}$, а затем напряжения этих двух систем пофазно просуммируем:

$$\begin{aligned} u_A^{np}(t) + u_A^{o6}(t) &= u_A^{\Sigma}(t); \\ u_B^{np}(t) + u_B^{o6}(t) &= u_B^{\Sigma}(t); \\ u_C^{np}(t) + u_C^{o6}(t) &= u_C^{\Sigma}(t). \end{aligned} \quad (15)$$

Для реализации процедуры (15) воспользуемся формулами геометрического суммирования двух сдвинутых по фазе векторов с разными амплитудами [8]:

$$A_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + A_2 \sin(\omega t + \varphi_2) = A \sin(\omega t + \varphi),$$

$$\text{где } A = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_1)}; \quad (16)$$

$$\varphi = \arctg \frac{A_1 \sin \varphi_1 + A_2 \sin \varphi_2}{A_1 \cos \varphi_1 + A_2 \cos \varphi_2}.$$

Применительно к рассматриваемому случаю:

$$A_1 = U_{jm}^{np}; \quad A_2 = U_{jm}^{o6}; \quad A = U_{jm}^{\Sigma}, \quad (17)$$

где $\varphi = \varphi_{j\pm}$, $j = A, B, C$ – фазовый индекс, а фазовые углы φ_1, φ_2 и φ в (16) для напряжений каждой фазы АСАГ согласно (13), (14) примут следующие значения:

$$\text{– для фазы “А”}: \varphi_{A1} = 0; \quad \varphi_{A2} = -\theta; \quad \varphi = \varphi_{A\Sigma}; \quad (18a)$$

$$\text{– для фазы “В”}: \varphi_{B1} = -2\pi/3; \quad \varphi_{B2} = 2\pi/3 - \theta; \quad \varphi = \varphi_{B\Sigma}; \quad (18б)$$

$$\text{– для фазы “С”}: \varphi_{C1} = -2\pi/3; \quad \varphi_{C2} = -2\pi/3 - \theta; \quad \varphi = \varphi_{C\Sigma}. \quad (18б)$$

Индекс “1” при угле φ обозначает принадлежность его к прямой последовательности, индекс “2” – к обратной, а индексы A, B, C – принадлежность к соответствующей фазе. Используя далее формулы (16), определим по формуле (15) параметры результирующих фазных напряжений $u_A^{\Sigma}(t), u_B^{\Sigma}(t), u_C^{\Sigma}(t)$, в которых учтены гармоники прямой и обратной последовательности. Искомыми параметрами являются амплитудные значения результирующих фазных напряжений U_{jm}^{Σ} и результирующий фазовый угол $\varphi_{j\pm}$ у этих напряжений. Для фазы “А”:

$$\begin{aligned} U_{Am}^{\Sigma} &= \sqrt{(U_{Am}^{np})^2 + (U_{Am}^{o6})^2 + 2U_{Am}^{np}U_{Am}^{o6} \cos \theta} = \\ &= U_{Am}^{np} \sqrt{1 + \mu^2 + 2\mu \cos \theta}, \end{aligned}$$

где для упрощения принято: $\mu = U_{jm}^{o6} / U_{jm}^{np}$ – доленое содержание напряжения обратной последовательности по отношению к напряжению прямой последовательности;

ности по отношению к напряжению прямой последовательности;

$$\begin{aligned} \varphi_{A\Sigma} &= \arctg \frac{U_{Am}^{np} \sin 0 + U_{Am}^{o6} \sin(-\theta)}{U_{Am}^{np} \cos 0 + U_{Am}^{o6} \cos(-\theta)} = \\ &= \arctg \left(-\mu \frac{\sin \theta}{1 + \mu \cos \theta} \right). \end{aligned}$$

Для фазы “В”:

$$\begin{aligned} U_{Bm}^{\Sigma} &= \sqrt{(U_{Bm}^{np})^2 + (U_{Bm}^{o6})^2 + 2U_{Bm}^{np}U_{Bm}^{o6} \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \theta\right)} = \\ &= U_{Bm}^{np} \sqrt{1 + \mu^2 + 2\mu \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \theta\right)}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \varphi_{B\Sigma} &= \arctg \frac{U_{Bm}^{np} \sin \frac{2\pi}{3} + U_{Bm}^{o6} \sin\left(\frac{4\pi}{3} + \theta\right)}{U_{Bm}^{np} \cos \frac{2\pi}{3} + U_{Bm}^{o6} \cos(-\theta)} = \\ &= \arctg \left[\frac{-\frac{\sqrt{3}}{2} - \mu \sin\left(\frac{4\pi}{3} + \theta\right)}{-\frac{1}{2} + \mu \cos\left(\frac{4\pi}{3} + \theta\right)} \right]. \end{aligned}$$

Для фазы “С”:

$$\begin{aligned} U_{Cm}^{\Sigma} &= \sqrt{(U_{Cm}^{np})^2 + (U_{Cm}^{o6})^2 + 2U_{Cm}^{np}U_{Cm}^{o6} \cos\left(\frac{4\pi}{3} + \theta\right)} = \\ &= U_{Cm}^{np} \sqrt{1 + \mu^2 + 2\mu \cos\left(\frac{4\pi}{3} + \theta\right)}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \varphi_{C\Sigma} &= \arctg \frac{U_{Cm}^{np} \sin \frac{2\pi}{3} - U_{Cm}^{o6} \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \theta\right)}{U_{Cm}^{np} \cos \frac{2\pi}{3} + U_{Cm}^{o6} \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \theta\right)} = \\ &= \arctg \left[\frac{\frac{\sqrt{3}}{2} - \mu \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \theta\right)}{-\frac{1}{2} + \mu \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \theta\right)} \right]. \end{aligned}$$

Проверим полученное модельное описание взаимодействия гармоник напряжения прямой и обратной последовательностей в выходном напряжении АСАГ на численном примере. Для этого нам необходимо задаться значениями двух параметров – μ и θ . Примем $\mu = 0,25$, а $\theta = \pi/6$. С учетом этого получим:

– для фазы “А”:

$$\begin{aligned} U_{Am}^{\Sigma} &= U_{Am}^{np} \sqrt{1 + \mu^2 + 2\mu \cos \theta} = \\ &= U_{Am}^{np} \sqrt{1 + (0,25)^2 + 2 \cdot 0,25 \cdot \cos \frac{\pi}{6}} = 1,223 U_{Am}^{np} \end{aligned}$$

(отклонение по амплитуде, то есть амплитудная несимметрия: +22,3%),

$$\begin{aligned} \varphi_{A\Sigma} &= \arctg\left(-\mu \frac{\sin\theta}{1+\mu\cos\theta}\right) = \\ &= \arctg\left(-0,25 \frac{\sin\frac{\pi}{6}}{1+0,25\cos\frac{\pi}{6}}\right) = -5,87^\circ, \end{aligned}$$

(здесь угол лежит в IV квадранте; фазовая несимметрия: $-5,87^\circ$);
– для фазы “B”:

$$\begin{aligned} U_{Bm}^\Sigma &= U_{Bm}^{np} \sqrt{1+\mu^2+2\mu\cos\left(\frac{2\pi}{3}+\theta\right)} = \\ &= U_{Bm}^{np} \sqrt{1+(0,25)^2+2\cdot 0,25\cdot\cos\frac{5\pi}{6}} = 0,7934 U_{Bm}^{np} \end{aligned}$$

(амплитудная несимметрия: $-20,207\%$),

$$\begin{aligned} \varphi_{B\Sigma} &= \arctg\left[\frac{-\frac{\sqrt{3}}{2}-\mu\sin\left(\frac{4\pi}{3}+\theta\right)}{-\frac{1}{2}+\mu\cos\left(\frac{4\pi}{3}+\theta\right)}\right] = \\ &= \arctg\left[\frac{-\frac{\sqrt{3}}{2}-0,25\cdot\sin\left(\frac{3\pi}{2}\right)}{-\frac{1}{2}+0,25\cdot\cos\left(\frac{3\pi}{2}\right)}\right] = -129,07^\circ \end{aligned}$$

(здесь угол лежит во III квадранте; фазовая несимметрия: $-9,07^\circ$);
– для фазы “C”:

$$\begin{aligned} U_{Cm}^\Sigma &= U_{Cm}^{np} \sqrt{1+\mu^2+2\mu\cos\left(\frac{4\pi}{3}+\theta\right)} = \\ &= U_{Cm}^{np} \sqrt{1+(0,25)^2+2\cdot 0,25\cdot\cos\left(\frac{3\pi}{2}\right)} = 225,96^\circ \end{aligned}$$

(амплитудная несимметрия: $+3,1\%$),

$$\begin{aligned} \varphi_{C\Sigma} &= \arctg\left[\frac{\frac{\sqrt{3}}{2}-\mu\sin\left(\frac{2\pi}{3}+\theta\right)}{-\frac{1}{2}+\mu\cos\left(\frac{2\pi}{3}+\theta\right)}\right] = \\ &= \arctg\left[\frac{\frac{\sqrt{3}}{2}-0,25\cdot\sin\left(\frac{5\pi}{6}\right)}{-\frac{1}{2}+0,25\cdot\cos\left(\frac{5\pi}{6}\right)}\right] = -225,96^\circ \end{aligned}$$

(здесь угол лежит во II квадранте; фазовая несимметрия: $-5,96^\circ$).

Решение задачи иллюстрируется векторными диаграммами на рис. 4.

Результаты детального исследования АСАГ (на основе ИКМ) явления асимметрии его напряжений при использовании для возбуждения НПЧ-2 представлены на временных диаграммах (рис. 5). Справа от этих диаграмм приведены количественные зна-

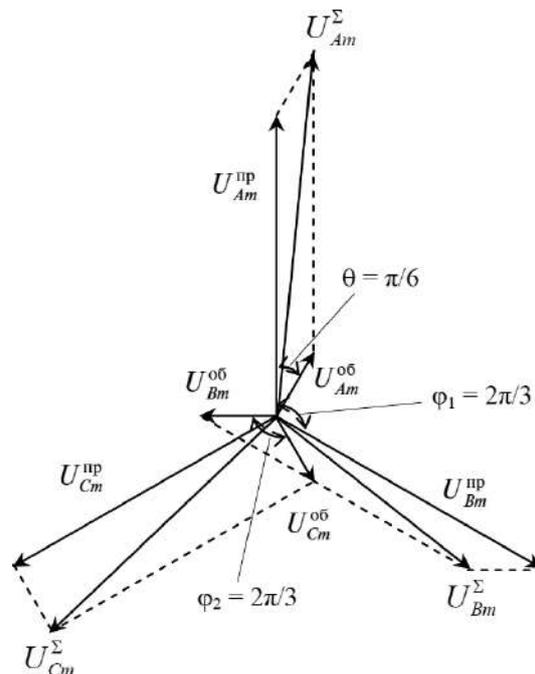


Рис. 4. Векторные диаграммы, иллюстрирующие амплитудную и фазовую несимметрию трехфазных выходных напряжений АСАГ, полученные на основе предложенного модельного описания этих процессов при параметре $\mu = 0,25$

чения параметров, отражающие два вида несимметрии. Поскольку значения фазных напряжений трехфазной системы не одинаковы, то для оценки относительного значения несимметрии фазных напряжений (по основной гармонике) введем понятие средневзвешенных значений амплитудной несимметрии и несимметрии по искажениям:

$$U_{\Phi(1)m(ср)} = 1/3 \cdot (U_{\Phi A(1)m} + U_{\Phi B(1)m} + U_{\Phi C(1)m}). \quad (19)$$

Аналогичным образом определим и средневзвешенное значение искажений:

$$K_{Гср(u1)} = 1/3 \cdot (K_{Г(u1A)} + K_{Г(u1B)} + K_{Г(u1C)}), \quad (20)$$

где $U_{\Phi A(1)m}$, $U_{\Phi B(1)m}$, $U_{\Phi C(1)m}$ – амплитудные значения фазных напряжения АСАГ по основной гармонике; $K_{Г(u1A)}$, $K_{Г(u1B)}$, $K_{Г(u1C)}$ – их коэффициенты гармоник. С использованием выражения (20) на рис. 6а для некоторых значений $\cos\varphi_1$ построены зависимости параметра $K_{Гср(u1)}$ от скольжения. Они позволяют определить целесообразный диапазон изменения скольжения s . Из зависимостей видно, что параметр $K_{Гср(u1)}$ возрастает с ростом скольжения, причем: а) в диапазоне изменения скольжения $s = \pm 0,1$ во 2-й зоне (при $s < 0$) он меньше, чем в 1-й зоне (при $s > 0$); б) за пределом этого диапазона, наоборот, – он больше. Этот факт отражает одну из особенностей АСАГ при использовании в ней НПЧ-2. На основе выражения (20) также построены зависимости коэффициента гармоник тока возбуждения АСАГ – $K_{Гср(i2)}$ от скольжения (рис. 6б).

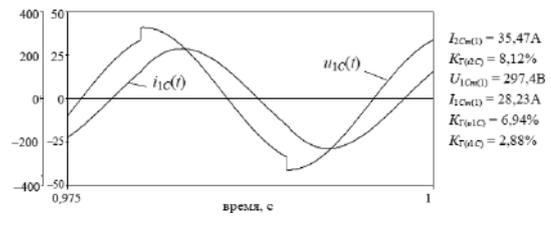
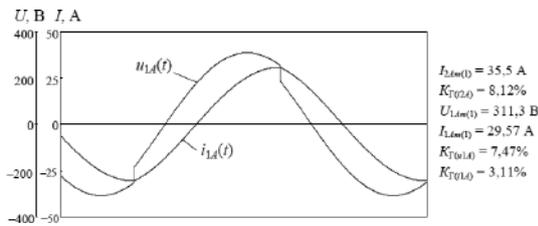


Рис. 5. Временные диаграммы, иллюстрирующие факт несимметрии выходного напряжения $U_{1(1)}$ и тока $I_{1(1)}$ нагрузки АСАГ при возбуждении его через НПЧ-2: а – в фазе А; б – в фазе В; и в – в фазе С при следующих значениях фазы А для $s = +0,1$:

$$U_{1(1)} = U_{1ном} = 220 \text{ В}; I_{1(1)} = I_{1ном} = 20,9 \text{ А};$$

$$\cos\varphi_{1(1)} = \cos\varphi_{1ном} = 0,8$$

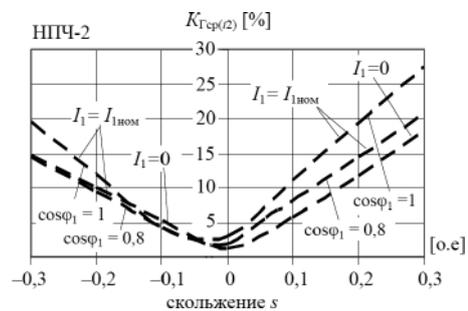
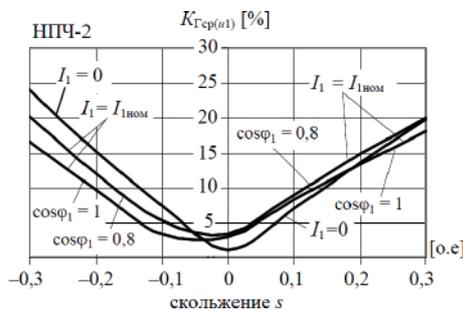
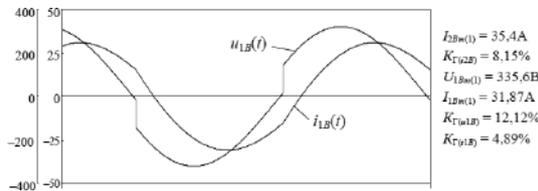


Рис. 6. Зависимости искажений выходного напряжения АСАГ с НПЧ-2 (а), и тока его возбуждения (б) (измеряемых коэффициентами гармоник напряжения $K_{Г(1)}$ и тока $K_{Г(2)}$) в функции скольжения, тока нагрузки и $\cos\varphi_{1(1)}$ (при $U_{1(1)} = U_{1ном} = 220 \text{ В} = \text{const}$)

О новом средстве борьбы с импульсными перенапряжениями на ключевых элементах НПЧ-2 в системе АСАГ

Одной из реальных проблем, которые приходится решать при практической реализации НПЧ-2, является импульсные перенапряжения на его ключевых элементах, обусловленные индуктив-

ностями рассеяния обмоток ВСМ либо трансформатора (если он используется). В данном случае эта задача решена на основе устройств ограничения перенапряжений (УОП), предложенных в [9, 10] – рис. 7. В основу его построения положена идея “электронного клапана”: транзистор VT3 снабренного устройством, выполняющий роль “клапана”, открывается только в моменты превышения на основных транзисторах VT1, VT2, VT4 допустимого напряжения, обеспечивая сброс в конденсатор С1 энергии индуктивностей рассеяния.

Модернизированное решение НПЧ-2 – НПЧ-2М

Идея улучшения характеристик НПЧ-2 и АСАГ, соответственно, заключается: а) во введении третьего трехцепевого полностью управляемого ключа переменного тока в виде диодного моста MB3 с транзистором VT4 в цепи постоянного тока; и б) в видоизменении алгоритма переключения транзисторов VT1, VT2 – между переключения ключей VT1, VT2 вводится пауза α , в течение которой включают транзистор VT4. Эта пауза может быть использована для решения двух задач – или задачи регулирования возбуждения АМ (и в этом случае $\alpha = \text{var}$) или задачи уменьшения искажений тока ротора АМ и, соответственно, искажений напряже-

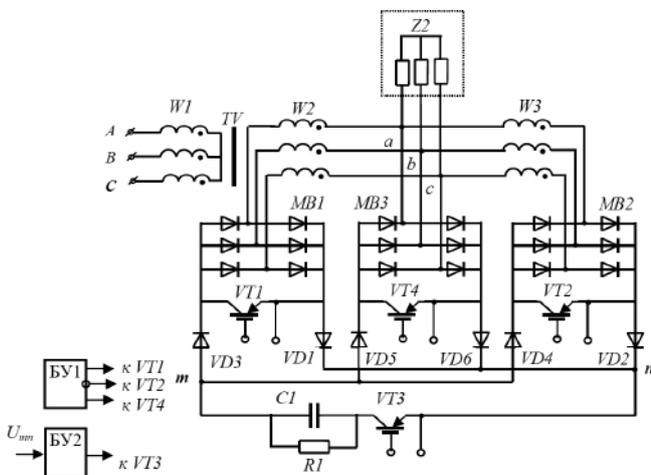


Рис. 7. Принципиальная электрическая схема модернизированного варианта НПЧ-2М

ния АСАГ, причем в этом последнем случае оптимальное значение угла $\alpha = 46^\circ = \text{const}$. Мост МВЗ с транзистором VT4 вводится для канализации реактивного тока нагрузки на интервале α . Проведенное при угле $\alpha = 45^\circ$ исследование показало (рис. 8), что в этом случае искажения выходного напряжения и тока АСАГ также уменьшаются, причем в значительной степени: $K_{\Gamma(u)}$ – в 1,7 раза, а $K_{\Gamma(i)}$ – в 2 раза относительно нерегулируемого варианта НПЧ-2. Таким образом, модернизированный вариант НПЧ-2М можно использовать не с целью регулирования его выходного напряжения, а с целью уменьшения искажений напряжения АСАГ. При этом функция стабилизации напряжения АСАГ должна решаться за счет регулировки возбуждения ВСМ.

Краткий комментарий к применению более сложных НПЧ- $m_{1\Omega}$ (при $m_{1\Omega} > 3$)

Проведенное исследование показало, что наиболее простые в реализации НПЧ-2 и НПЧ-2М, при допустимом качестве выходного напряжения АСАГ (с его коэффициентом гармоник – $K_{\Gamma(u)} \leq 8 \dots 5\%$ соответственно) обеспечивают небольшой диапазон изменения скольжения: $s = \pm 0,1$. Естественно, ожидать, что ближайший более сложный преобразователь этого же класса – НПЧ-3 должен обеспечить больший диапазон изменения параметра s . Оказалось, однако, что он обеспечивает фактически тот же диапазон, что и НПЧ-2, но при этом устраняет все виды несимметрии, которые присущи простейшим НПЧ. Как показано в [5], использование НПЧ- $m_{1\Omega}$ с параметром $m_{1\Omega} > 3$ обеспечивает расширение

диапазона изменения скольжения и тем в большей мере, чем больше значение параметра $m_{1\Omega}$.

Выводы

1. Приведен анализ модельного описания спектра выходного напряжения НПЧ-2, который представлен в виде двух составляющих – в виде спектров гармоник нижних (НКБЧ) и верхних (ВКБЧ) комбинационных боковых частот. Взаимодействие (суммирование) двух ближайших по частоте составляющих из этих спектров приводит к амплитудной и фазовой несимметрии фазных напряжений АСАГ. Что касается искажений фазных напряжений АМ и их несимметрии по фазам, то они определяется высшими гармониками тока ее возбуждения. Факт трех видов несимметрии трехфазного напряжения АСАГ определен как на основе математического описания, так и на основе имитационного компьютерного моделирования (ИКМ).

2. Предложен аналитический подход к анализу влияния искажений тока возбуждения АСАГ на искажения его выходного напряжения в функции частоты скольжения. Установлен предельный диапазон изменения скольжения для данного типа НПЧ.

3. Для улучшения качества выходного напряжения АСАГ предложено новое структурно-алгоритмическое решение – НПЧ-2М.

4. Применительно к НПЧ-2 и НПЧ-2М предложено новое эффективное снаберное устройство, реализующее принцип “электронного клапана” и обеспечивающее ограничение импульсных перепадов напряжений на ключах НПЧ.

Литература

1. Отчет по научно-исследовательской работе “Разработка и исследование асинхронизированного синхронного генератора”. (II этап) / Выполнено по договору с ГОС НИЭТИ г. Воронеж (Наряд 12 / 64) // Руков. Мастяев Н. З., исполнители: Еременко В. Г., Мыцык Г. С. – М.: МЭИ, 1965. – 60 с.

2. Отчет по научно-исследовательской работе “Разработка и исследование асинхронизированного синхронного генератора”. (III этап) / Выполнено по договору с ГОС НИЭТИ г. Воронеж (Наряд 12 / 64) // Руков. Мастяев Н. З., исполнители: Еременко В. Г., Мыцык Г. С. – М.: МЭИ, 1966. – 63 с.

3. Еременко В. Г. Система синхронный генератор – полупроводниковый преобразователь частоты – асинхронизированный синхронный генератор. Электротехника №10, 1966, С. 9–11.

4. Еременко В. Г. Разработка и исследование источника электроэнергии постоянной частоты с асинхронным генератором при переменной скорости вращения. Автореферат дис. на соиск. уч ст. к.т.н. – М.: МЭИ. 1967. – 28 с.

5. Бериллов А. В., Кьо Зо Лин, Маслов С. И., Мыцык Г. С. Система стабилизации частоты на базе

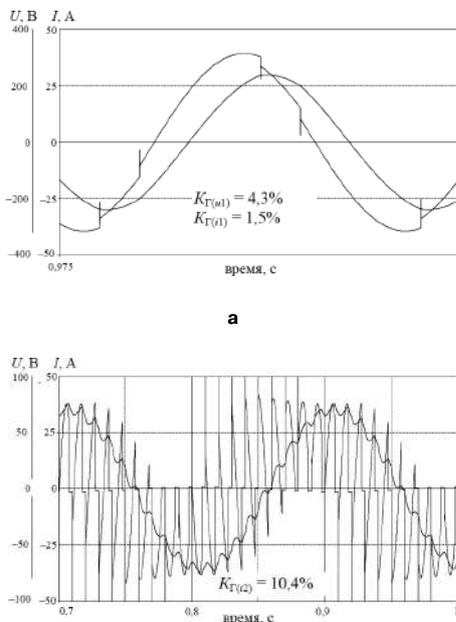


Рис. 8. Временные диаграммы АСАГ при значениях параметров $U_{1н} = 220В$, $f_{1(1)} = 50Гц$, $R_n = 8,450\Omega$, $L_n = 0,02Гн$, $\cos\phi_{1(1)} = 0,8$, $s = +0,1$: а – его фазные выходные напряжение и ток нагрузки; и б – его фазные напряжение и ток возбуждения на основе модернизированного НПЧ-2 с УОП с учетом угла $\alpha = 45^\circ$

асинхронизированного синхронного генератора. — Электричество, 2010, № 10, С.34–43.

6. *Мыцык Г. С.* Исследование и разработка способов преобразования параметров электрической энергии с помощью статических преобразователей. Дис.-я на соиск. уч. ст. к. т. н.— М.: Моск.-й энерг. ин.-т, 1972. — 509 с.

7. *Мыцык Г. С.* Преобразование параметров многофазных сигналов на основе принципа квазиоднополосной модуляции. Электричество, 1986, №11, С. 45–55.

8. *Бронштейн И. Н., Семендяев К. А.* Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов. М.: Наука, 1964. — 608 с.

9. *Бериллов А. В., Кьо Зо Лин, Мыцык Г. С.* Патент РФ на полезную модель № 103254. Преобразователь частоты (варианты) /. Оpubл. 27.03.2011 Бюл. № 9.

10. *Бериллов А. В., Кьо Зо Лин, Мыцык Г. С.* Патент РФ на полезную модель №104398. Непосредственный преобразователь частоты /. Оpubл. 10.05.2011 Бюл. №13.

Кьо Зо Лин (Союз Мьянма), аспирант 4-го года кафедры ЭКАО МЭИ, тел.: +7(909) 998-46-87;

Мыцык Геннадий Сергеевич, д. т. н., профессор кафедры ЭКАО МЭИ, тел.: +7(916) 967-39-73.

И. А. Ошурков

СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ ДЛЯ ОПТИМАЛЬНОЙ РАЗРАБОТКИ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ СВЕТОДИОДНЫХ ОСВЕТИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

I. A. Oshurkov

Power Semiconductor Devices for Optimal Design of LED Lighting Applications

Импульсные источники питания для светодиодных светильников все интенсивнее разрабатываются с использованием принципа коррекции коэффициента мощности (ККМ) во входном каскаде для удовлетворения международных требований по наличию высших гармоник. Структура повышающего преобразователя постоянного напряжения в режиме разрывных токов (PPT) является наиболее подходящей для преобразователей с номинальной мощностью менее 300 Вт.

Ключевые слова: импульсный источник питания, светодиод, осветительное устройство, коррекция коэффициента мощности, силовой МДП-транзистор.

Switched mode power supplies for LED lighting are developed more and more intensively using the principle of power factor correction at the input stage to meet international requirements for harmonic content. The topology of boost converter operating in discontinuous current mode (DCM) is the most suitable for most converters with rated power less than 300 W.

Key words: switched-mode power supply, LED, lighting facility, power factor correction, MOSFET.

При использовании структуры повышающего преобразователя в режиме разрывных токов (PPT) динамические потери при включении силового транзистора пренебрежимо малы. Основными потерями в такой структуре являются статические потери (в состоянии проводимости) и динамические потери при выключении силового ключа. МДП-транзисторы *super junction* с момента их появления считают наиболее подходящими в качестве оптимизированных силовых ключевых элементов для активных ККМ, поскольку обладают крайне низким сопротивлением в открытом состоянии ($R_{ds(on)}$) и существенно нелинейными зависимостями емкостей от напряжения.

Для оконечных каскадов преобразователей наиболее эффективными считаются резонансные LLC-преобразователи, вследствие их повышенного КПД. Поскольку переключение силовых ключей LLC-преобразователей происходит при нуле напряжения (ПНН), основными потерями в них являются статические, следовательно, малая величина сопротивления в открытом состоянии становится определяющим требованием при выборе ключевых элементов. Благодаря развитию технологии полупроводниковых приборов, МДП-транзисторы, выполненные по планарной технологии последнего поколения, могут конкурировать с транзисторами *super junction* как в каскаде ККМ, так и в оконечном каскаде преобразователя. Принимая во внимание стоимость изделий мощностью до 200 Вт, МДП-транзисторы с планарной технологией становятся более предпочтительными.

Потери в импульсных преобразователях

При разработке преобразователей электро-энергии оценка потерь мощности является наиболее важной при выборе полупроводниковых компонентов. Основными потерями мощности в предварительных каскадах с ККМ и резонансном LLC-преобразователе являются статические и динамические потери (на переключение). Как правило, динамические потери преобладают при малых нагрузках, а статические — по мере увеличения нагрузки. В качестве основного критерия скорости переключения, а, следовательно, и потерь на переключение обычно широко используется такой параметр, как величина заряда затвора (Q_g). В общем случае, величина заряда затвора транзистора *super junction* меньше, чем у традиционного планарного МДП-транзистора с аналогичными предельно допустимыми параметрами, вследствие меньшего размера кристалла, вытекающего из свойственного ему сверхнизкого сопротивления в открытом состоянии.

Например, заряд затвора МДП-транзистора *super junction* с $R_{ds(on)} = 0,95$ Ом и допустимым напряжением сток-исток 600 В меньше, чем у планарного МДП-транзистора с $R_{ds(on)} = 1,6$ Ом с таким же допустимым напряжением сток-исток (табл. 1). Нетрудно предположить, что суммарные омические потери и потери на переключение в МДП-транзисторе *super junction* будут меньше в ККМ и резонансном LLC-преобразователе. Это основная причина того, что в импульсных преобразователях предпочтение отдается МДП-транзисторам *super junction*.

Планарные МДП-транзисторы последнего поколения за счет улучшения технологии обладают достаточно низким зарядом затвора. Но, тем не менее, величина $R_{ds(on)}$ у них по-прежнему превышает величину $R_{ds(on)}$ МДП-транзисторов *super junction*. Однако, в областях малых нагрузок планарные МДП-транзисторы конкурентоспособны с МДП-транзисторами *super junction*. А с учетом 30%-го выигрыша планарной технологии в цене, представляется необходимым рассмотреть такие транзисторы в качестве силовых переключающих элементов для источников питания светодиодных светильников. Кроме того, необходимо определить уровень мощности, при котором планарные МДП-транзисторы становятся конкурентоспособными при использовании их в ККМ и резонансном *LLC*-преобразователе.

Для сравнения характеристик ККМ в режиме разрывных токов (РРТ) и резонансного *LLC* преобразователя использовались МДП-транзисторы, приведенные в табл. 1.

Таблица 1

Технология	$R_{ds(on)}$, Ом	Q_g , нК
Новейший планарный МДП-транзистор UniFET™ II	1,25	13
Super junction	0,95	19
Традиционный МДП-транзистор	1,6	26

Потери на переключение всех транзисторов измерены с помощью осциллографа. Поскольку переключаемый ток в ККМ изменяется на каждом периоде переключения, измерялись потери на переключение при максимальном значении напряжения сети, и полные потери рассчитывались в предположении, что потери изменяются по синусоидальному закону (рис. 1). Средние потери рассчитаны, как произведение рабочей частоты на потери энергии за каждый период переключений. Как правило, в ККМ в режиме РРТ время проводящего состояния транзистора фиксировано, а время, когда транзистор заперт, изменяется в соответствии с изменением напряжения сети. Для расчетных параметров получены времена открытого и закрытого состояний и, соответственно, эквивалентная частота переключений на каждом периоде переключений. Потери на проводимость (статические) легко определяются, когда известно

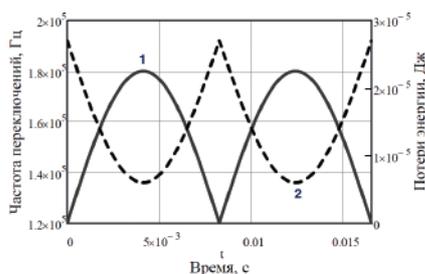


Рис. 1. Оценка частоты переключений (1) и потерь энергии (2) в ККМ в РРТ

действующее значение тока через силовой ключ. В ККМ ток через ключ синусоидальный, поэтому его действующее значение рассчитывается достаточно легко. В резонансном *LLC* преобразователе резонансный ток и ток намагничивания можно принять синусоидальным и треугольным соответственно. Таким образом, действующее значение тока может быть рассчитано измерением максимального тока, как показано на рис. 2. Величины потерь в обоих преобразователях сведены в табл. 2.

Из табл. 2 видно, что при малых нагрузках как в ККМ, так и в резонансном *LLC* преобразователе преобладают потери на переключение. При больших нагрузках большее значение, как и ожидалось, имеют статические потери. Современные МДП-транзисторы, выполненные по планарной технологии, превосходят транзисторы *super junction* при малых нагрузках, поскольку потери мощности в них меньше как при использовании в ККМ, так и в резонансных *LLC* преобразователях. При максимальной нагрузке 200 Вт потери в резонансном преобразователе несколько меньше, однако они выше в ККМ в РРТ. Суммарные потери при нагрузке 200 Вт выше на 0,4 Вт.

Выводы

Проведена оценка характеристик современных МДП-транзисторов *UniFET™ II*, выполненных по планарной технологии при их использовании в ККМ в РРТ и резонансном *LLC* преобразователе. Показано, что они практически не уступают МДП-транзисторам *super junction* при нагрузках до 200 Вт. Принимая во внимание различия в стоимости и характеристиках, можно сделать вывод о том, что транзисторы, выполненные по технологии *UniFET™ II*, можно считать наиболее пригодными при разработке импульсных преобразователей напряжения средней мощности для использования в светодиодных светильниках.

Литература

1. *Everett Rogers*. Understanding Boost Power Stages in Switch-Mode Power Supplies. Application report. – Texas Instruments (slva061).
2. *Timothy E. Griffin*. Superjunction Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET) as

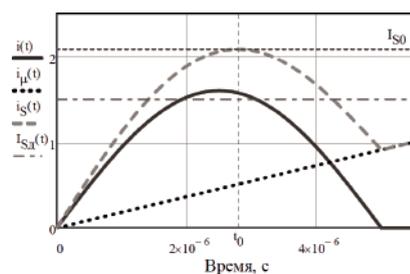


Рис. 2. Ток через силовой ключ и его действующее значение в резонансном *LLC* преобразователе

Таблица 2

Транзистор	Режим нагрузки	ККМ в PPT		Резонансный LLC преобразователь	
		Динамические потери, Вт	Статические потери, Вт	Динамические потери, Вт	Статические потери, Вт
FDPF7N60NZ	Малая нагрузка (50 Вт)	6,324	0,363	0,53	0,223
Super junction		8,346	0,304	0,66	0,140
Традиционный планарный МДП-транзистор		9,850	0,454	0,92	0,260
FDPF7N60NZ	Большая нагрузка (200 Вт)	1,784	4,282	1,43	3,050
Super junction		2,313	3,254	1,78	2,758
Традиционный планарный МДП-транзистор		2,831	4,385	1,91	4,175

a Pulsed Constant-current Load. – ARL-TR-4999, September, 2009.

3. *Yasuhiko Oonishi, Akihiko Ooi, Takayuki Shimatou.* Superjunction MOSFET. – e-Front runners (Internet).

4. *Timothy Henson, Joe Cao.* Low Voltage Super Junction MOSFET Simulation and Experimentation. – SILVACO International, Volume 13, Number 5, May 2003.

5. *Gerald Deboy, Florin Udrea.* Superjunction devices & technologies – Benefits and Limitations of a

revolutionary step in power electronics. – EPE 2007 – Aalborg, Denmark, 2 – 5 September 2007.

6. *Wonseok Kang.* Power Device Consideration for Optimized Design of LED Power Supply. Technical Paper. – Fairchild Semiconductor.

Ошурков Илья Анатольевич, магистр, ведущий инженер
ЗАО “ММП-Ирбис”, тел: 8-926-846-33-70, e-mail: oshurkin@gmail.com.

Ю. Г. Следков, И. Н. Соловьев

СИНХРОННЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

U. G. Sledkov, I. N. Soloviev

Synchronous Rectifiers for DC-DC Converters

Разработчики электронной аппаратуры, систем и портативных устройств часто сталкиваются с рядом сложных проблем, оказывающих влияние на КПД разрабатываемых устройств. В результате, в большинстве разработок источников питания вместо традиционных выпрямителей на диодах Шоттки используются синхронные выпрямительные устройства на основе МДП-транзисторов.

Ключевые слова: выпрямитель, диод Шоттки, МДП-транзистор, преобразователь постоянного напряжения, синхронный выпрямитель.

Very often designers of electronic products, systems and portable equipment face some difficult problems challenging the efficiency of their products. As a result more and more power supply designs are shifting away from conventional Shottky diode rectifiers towards MOSFET based synchronous rectifiers.

Key words: rectifier, Shottky diode, MOSFET, DC-DC converter, synchronous rectifier.

По мере постоянного увеличения числа устройств с аккумуляторным питанием смещение рынка электронных устройств в сторону портативности и мобильности будет иметь серьезные последствия для разработчиков электронной аппаратуры. При более компактном исполнении систем потребуется все более высокая плотность расположения электронных компонентов на печатной плате. При питании от аккумулятора для продления его срока службы от системы требуется меньшее потребление электроэнергии. Фактически, системы с питанием напряжением 3,3 В стали правилом, а не исключением. При этом, напряжение питания некоторых электронных компонентов, особенно микропроцессоров, стало ниже 2 В. Существуют прогнозы, что в течение последующих 5–10 лет напряжение питания многих устройств снизится до 1 В. Кроме того, помимо тенденции к малогабаритным устройствам с большой плотностью упаковки компонентов при низких напряжениях питания, существует постоянно растущая потребность пользователей в повышении быстродействия систем.

Для силовых электронных компонентов и, в частности, выпрямительных устройств эти тенденции означают, что их габариты должны уменьшаться, а КПД увеличиваться, чтобы, в конечном счете, имелась возможность избавиться от габаритных радиаторов и других способов отвода тепла, а также продления срока службы аккумуляторов.

В течение продолжительного времени для преобразования постоянного напряжения источники питания разрабатывались на основе выпрямителей с диодами Шоттки. Несмотря на изменение потребностей рынка, в 90%-х современных источников питания по-прежнему используются выпрямители на основе диодов Шоттки. Причина этому проста и состоит буквально в следующем.

Диодные выпрямители достаточно просто встраиваются в разрабатываемый источник питания. Они вводятся в силовую часть источника питания и коммутируются импульсным напряжением обмоток трансформатора в соответствующие моменты времени. За счет своей простоты диодные выпрямители незначительно повышают стоимость источника питания. Кроме того, они прекрасно работают на повышенных частотах до 500 кГц и выше.

К сожалению, несмотря на простоту диодных выпрямителей они имеют ряд характеристик, противоречащих современным тенденциям к обеспечению меньших по габаритам и более эффективным по КПД и отводу тепла источникам питания. Диоды обладают фиксированным прямым падением напряжения, зависящим от протекающего тока. Это приводит к повышенным уровням рассеиваемой мощности, особенно при больших токах нагрузки. Расчеты КПД диодных выпрямителей для различных выходных напряжений показывают, что их КПД составляет 92–93% при относительно высоком выходном напряжении 5 В. Но, по мере снижения выходного напряжения, КПД диодных выпрямителей катастрофически снижается. Например при выходном напряжении 2 В, КПД диодного выпрямителя находится в диапазоне 80–85%. При выходном напряжении 1 В КПД будет менее 75%.

В последние годы совершенствования в технологии изготовления полупроводниковых приборов привели к значительному повышению допустимых уровней мощностей и обеспечению высоких КПД синхронных выпрямителей на основе МДП-транзисторов. В отличие от диодов, силовой ключ на основе МДП транзистора работает как резистор в том отношении, что падение напряжения на МДП-транзистора пропорционально току, протекающему в цепи. Это дает возможность повышения КПД. С

тех пор, как в середине 90-х годов прошлого века низковольтные МДП-транзисторы приобрели широкую популярность, их сопротивление сток-исток в открытом состоянии ($R_{ds(on)}$) существенно уменьшилось, что позволило повысить КПД до величин, позволяющих обеспечить преимущества, по сравнению с диодными выпрямителями. Фактически, в настоящее время сопротивление в открытом состоянии современных МДП-транзисторов в шесть раз меньше, чем у МДП-транзисторов, производимых, например, в 1994 г.

Еще более поразителен тот факт, что КПД устройств на основе МДП-транзисторов полностью совпадает с тенденцией в промышленности в производстве устройств с пониженным напряжением питания. Из рис. 1 видно, что синхронные выпрямители дают выигрыш по сравнению с диодными в системах с напряжением питания 5 В, но разрыв по КПД увеличивается при снижении напряжения питания до 3,3 В и 1,5 В. При напряжении питания 1,5 В преимущество по эффективности синхронного выпрямителя составляет 20%.

Преимущества МПД-транзисторов становятся еще более очевидными при рассмотрении рассеиваемой мощности. В системе с напряжением 5 В и током 20 А КПД синхронного выпрямителя составляет 91%, а диодного – 84%. Но в переводе на рассеиваемую мощность МПД-транзистор рассеивает на мощность на 40% меньшую, чем диод. Смысл этого в том, что требования к охлаждению МДП-транзистора приблизительно вдвое ниже, чем к охлаждению диода. Это позволит избавиться от габаритных теплоотводов и производить меньшие по размерам низкопрофильные устройства меньшей стоимости. Кроме того, такие устройства позволят выдерживать более высокие температуры окружающей среды при меньшем обдуве воздухом.

При всех преимуществах, принцип действия синхронного выпрямителя отличается от принципа действия выпрямителя на диодах Шоттки. Разработчикам необходимо знать эти отличия. Понижающий преобразователь с диодным выпря-

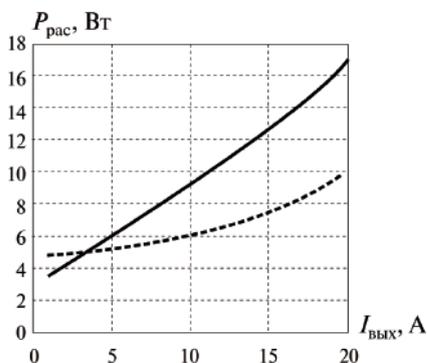


Рис. 1. Зависимость рассеиваемой мощности от тока нагрузки (— диодный выпрямитель; - - - синхронный выпрямитель)

мителем и синхронным выпрямителем на основе МДП-транзистора показан на рис. 2а.

Для накопления энергии в обеих схемах используется дроссель. Из временных диаграмм (рис. 2) видно, что энергия в индуктивности накапливается, когда открыт основной ключ схемы (интервал D) и сбрасывается, когда ключ заперт (интервал $1 - D$). Важно отметить, что в схеме с выпрямительным диодом (рис. 2а) ток перестает протекать, как только ток дросселя становится равным нулю. Такой режим известен, как режим разрывных токов (РРТ). На этой стадии характеристики источника питания ухудшаются. В частности, сильно ухудшается переходная характеристика устройства.

В отличие от понижающего преобразователя с диодным выпрямителем с одним силовым ключом на МДП-транзисторе, схема рис. 2б содержит два силовых ключа на МДП-транзисторах, управляемых комплементарно – когда один ключ заперт, второй должен быть открыт, и наоборот. Таким образом, схема с МДП-транзистором имитирует работу диода. Два сигнала, управляющих МПД-транзисторами должны обязательно иметь задержку, чтобы оба транзистора одновременно не открывались. Если оба транзистора откроются одновременно, то произойдет короткое замыкание входного источника питания, и возникшие аварийные токи приведут к выходу из строя обоих транзисторных ключей.

Из временных диаграмм синхронного выпрямителя видно (рис. 2б), что такая структура позволяет избежать проблемы возникновения режима разрывных токов, характерной для диодного выпрямителя. В результате, в понижающем преобразователе с синхронным выпрямителем обеспечивается одна и та же переходная характеристика, даже когда нагрузка приближается к холостому ходу. Если в качестве примера привести портативный компьютер, это будет означать, что компьютер может быть легко вы-

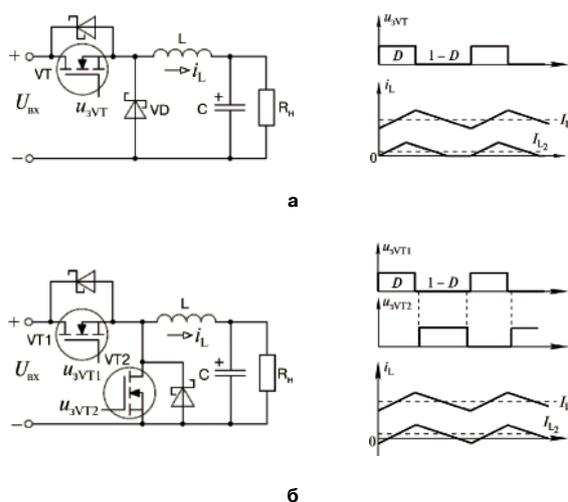


Рис. 2. Понижающий преобразователь: а – с диодным выпрямителем; б – с синхронным выпрямителем (D – коэффициент заполнения)

веден из “спящего” режима без нарушения режима шины питания. Поскольку ключ на основе МДП-транзистора двунаправленный, КПД устройства при малых нагрузках может несколько ухудшаться, вследствие того, что часть энергии будет теряться при смене направления потока энергии. Кроме того, если в устройстве используется несколько параллельно включенных преобразователей с синхронными выпрямителями, один преобразователь может отбирать ток у остальных. Но положительным является тот факт, что двунаправленная природа ключа на основе МДП-транзистора полезна в устройствах с перезаряжаемым аккумулятором, когда преобразователь может либо заряжать, либо разряжать аккумулятор.

Сопротивление синхронного выпрямителя в состоянии проводимости может также играть важную роль. Поскольку его сопротивление увеличивается при повышении температуры, КПД схем с МДП-транзисторами в широком диапазоне температур может снизиться на 50–70%. Однако, одним из достоинств увеличения сопротивления при повышении температуры является облегчение организации параллельной работы преобразователей с синхронным выпрямителем. Например, если один из преобразователей берет на себя большую часть тока нагрузки, его температура, а, следовательно, и сопротивление увеличатся. Когда сопротивление одного МДП-транзистора больше, чем другого, параллельно соединенного с первым, часть тока нагрузки будет автоматически перекладываться на транзистор с более низким сопротивлением до тех пор, пока не наступит выравнивание тока нагрузки.

Разработчики должны помнить, что в состав синхронного выпрямителя входит внутренний диод МДП-транзистора, поэтому схема продолжает проводить ток во время необходимых задержек на переключение МДП-транзистора. Это обеспечивает непрерывность тока без обеспечения дополнительных контуров для его протекания. К сожалению, в таких схемах невозможно избежать потерь от обратного восстановления. Кроме того, дополнительные потери возникнут, если диод будет проводить в течение продолжительного времени. Простым решением этой проблемы будет установление как можно меньшего времени задержек на переключение силовых ключей.

Затвор МДП-транзистора может быть избыточно, либо недостаточно заряжен. Оптимальная рабочая точка синхронного выпрямителя должна находиться на середине между этими двумя крайними точками. Избыточный заряд сверх достаточного для насыщения затвора приводит к дополнительным потерям заряда затвора, поскольку заряд рассеивается при каждом отпирании и запираании транзистора. Наоборот, недостаток заряда затвора приводит к неполному отпиранию транзистора, а, следовательно, увеличению сопротивления прово-

димости и снижению КПД.

Частота переключения ключа на основе МДП-транзистора также оказывает влияние на КПД синхронного выпрямителя. Поскольку в процессе переключения возникают потери, как правило, низкие частоты позволяют обеспечить более высокий КПД. По этой причине параллельное соединение МДП-транзисторов не даст повышения КПД. В каждом случае необходимо определить оптимальное число МДП-транзисторов для обеспечения наивысшего КПД.

Существуют два способа управления синхронными выпрямителями на основе МДП-транзисторов:

- от схемы управления на основе логических компонентов;
- с использованием последовательности импульсов напряжения силовой части преобразователя.

В определенных структурах при низком выходном напряжении синхронным выпрямителем можно управлять с помощью логических схем (рис. 3). Наличие схемы управления означает, что напряжение управления, подаваемое на затвор, имеет вполне определенный уровень, постоянный для всех режимов работы. Однако, использование логической схемы управления может быть затруднено, поскольку работа МДП-транзисторов синхронного выпрямителя должна быть синхронизирована с работой основного ключа преобразователя. Кроме того, при управлении МДП-транзистором от схемы управления на логических элементах происходит рассеяние энергии затвора, что затрудняет управление большим числом транзисторов, включенных параллельно.

Второй вариант – это использование перекрестного соединения (рис. 4), когда затворы МДП-транзисторов синхронного выпрямителя подсоединены к выводам обмотки трансформатора таким образом, чтобы включение и отключение транзисторов управлялось напряжением обмотки трансформатора. В такой схеме с самовозбуждением затвор одного транзистора подключается стоку другого. Работа ключей синхронного выпрямителя автоматически синхронизируется с переключением основного силового ключа преобразователя, поскольку все они управляются напряжением на трансформаторе. Кроме того, часть энергии затвора, теряющейся при управлении от логических схем, возвращается в нагрузку. При этом, к преимуществам, состоящим в простоте и меньшем числе компонентов синхронного выпрямителя с самовозбуждением, такая структура добавляет возможность управления большим числом параллельно включенных МДП-транзисторов.

Структура синхронного выпрямителя с самовозбуждением несвободна от недостатков. Во-первых, управляющее напряжение на затворах изменяется при изменении входного или выходного напряже-

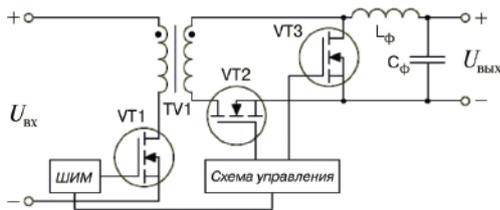


Рис. 3. Синхронный выпрямитель со схемой управления

ния преобразователя. Синхронный выпрямитель может выйти из строя при возникновении аварийных режимов. Наиболее целесообразно использование структуры синхронного выпрямителя с самовозбуждением, когда напряжение на обмотках трансформатора постоянно присутствует. В противном случае, следует использовать структуру со схемой управления.

Выводы

Современные тенденции разработки систем и процессов изготовления полупроводниковых компонентов при вели к широкому распространению синхронных выпрямителей, вытесняющих традиционные выпрямители на основе диодов Шоттки. Нагрузки, потребляющие значительные токи, и повышенные удельные мощности систем привели к необходимости использования в большинстве систем синхронных выпрямителей, поскольку они позволяют обеспечить более высокий КПД преобразовательных устройств. В то же время, достижения в технологии и производстве полупроводниковых компонентов позволили снизить сопротивление в открытом состоянии и времена

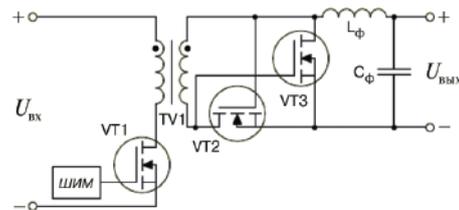


Рис. 4. Синхронный выпрямитель с самовозбуждением

переключения МДП-транзисторов синхронных выпрямителей до величин, при которых они могут успешно конкурировать с традиционными диодными выпрямителями. Кроме того, по мере роста использования синхронных выпрямителей, основные схемы управления такими устройствами станут более понятными для производителей. Без сомнения, в самом ближайшем будущем синхронные выпрямители будут использоваться во всех устанавливаемых на печатной плате преобразователях электроэнергии.

Литература

1. Jeffrey Boylan. The Future Belongs to Synchronous Rectifiers. Technical Paper. — <http://www.powerpulse.net>.

Следков Юрий Германович, к. т. н., доцент кафедры "Микроэлектронных электросистем" МАИ, тел. 8(499) 158-45-56, e-mail: vice_dean3@mai.ru;

Соловьев Игорь Николаевич, к. т. н., доцент кафедры "Микроэлектронных электросистем" МАИ, тел.: 8(499) 158-45-59, e-mail: sin@mai.ru.

В. А. Фролов

КАЧЕСТВО РЕГУЛИРОВАНИЯ ТИРИСТОРНЫХ УСТРОЙСТВ

V. A. Frolov

Regulation Quality of Thyristor Circuits

Рассмотрена классификация построения тиристорных устройств по линейному и косинусному регулированию в системах импульсно фазового управления. Показано, что классификация тиристорных устройств по линейному и косинусному принципу регулирования связана с выходными параметрами устройства. Выявлены преимущества и недостатки линейного и косинусного регулирования для однофазных и трехфазных выпрямителей.

Ключевые слова: тиристорный источник питания, вертикальное управление, горизонтальное управление, линейное регулирование, косинусное регулирование.

This paper considers the classification of thyristor circuits development according to the linear and cosine regulation in pulse-phase control systems. It is shown that the classification of thyristor circuits for linear and cosine principles of regulation is associated with the output parameters of the device. Advantages and disadvantages of linear and cosine control for single phase and three phase rectifiers are brought to light.

Key words: thyristor power supply, vertical regulation, horizontal regulation, linear regulation, cosine regulation.

К тиристорным устройствам относятся преобразователи, регулируемые источники тока и напряжения, часто тиристорные устройства работают в составе систем автоматического регулирования и должны обладать устойчивостью и необходимым качеством регулирования. Регулировка выходных параметров тиристорных устройств осуществляется с помощью систем импульсно фазового регулирования (СИФУ), за счет изменения [1, 2] управляющего угла α . Схемотехнически СИФУ может быть построена [3, 4] по горизонтальному или вертикальному принципу управления. При горизонтальном управлении управляющее переменное напряжение сдвигается по фазе (по горизонтали) по отношению к сетевому напряжению, скорость сдвига напряжения по горизонтали может изменяться по линейному или синусоидальному закону. При вертикальном управлении момент подачи открывающих импульсов определяется при равенстве управляющего напряжения (синусоидальное или пилообразное) с переменным опорным напряжением (по вертикали). Однако классификация схем управления тиристорных устройств по горизонтальному или вертикальному способу не связана с выходными параметрами тиристорных устройств, поэтому лучше разделять тиристорные устройства по способу управления углом α на линейный и косинусный [5]. На рис. 1 показаны графики формирования сигнала управления тиристорами при $U_{\max} = 1$.

Для обеспечения необходимого качества регулирования системы автоматического регулирования регулятор должен обладать линейностью [6], наличие нелинейности регулирования приводит к ошибкам регулирования, ухудшению устойчивости.

В схеме, построенной на линейном принципе управления углом α , напряжение управления U_y линейно связано с углом α (рис. 1а). Выражение для угла управления может быть представлено в виде

$\alpha = kU_y$, где k – коэффициент пропорциональности, при изменении угла α от 0 до π и напряжения управления U_y от нуля до единицы, получим $\alpha = \pi U_y$.

Напряжение на выходе однополупериодного выпрямителя определяется по формуле

$$U_{\text{ср}\alpha} = \frac{U_{\max}(1 + \cos\alpha)}{2\pi} = \frac{U_{\max} [1 + \cos(\pi \cdot U_y)]}{2\pi}. \quad (1)$$

В схемах, построенных по принципу косинусного управления углом α (рис. 1б), управляющие импульсы формируются в момент равенства управляющего напряжения и напряжения, изменяющегося по закону косинуса:

$$U_y = \frac{1 + \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{2}\right)}{2} = \frac{1 - \cos\alpha}{2}. \quad (2)$$

Решив это уравнение, найдем угол α

$$\alpha = \arccos(1 - 2U_y). \quad (3)$$

Отсюда может быть получено выражение для выходного напряжения преобразователя:

$$\begin{aligned} U_{\text{ср}\alpha} &= \frac{U_{\max}(1 + \cos\alpha)}{2\pi} \\ &= \frac{U_{\max} \left\{ 1 + \cos \left[\arccos(1 - 2U_y) \right] \right\}}{2\pi} = \\ &= \frac{U_{\max}(1 - U_y)}{\pi}. \end{aligned} \quad (4)$$

Напряжение на выходе двухполупериодного выпрямителя при линейном принципе управления определяется по формуле

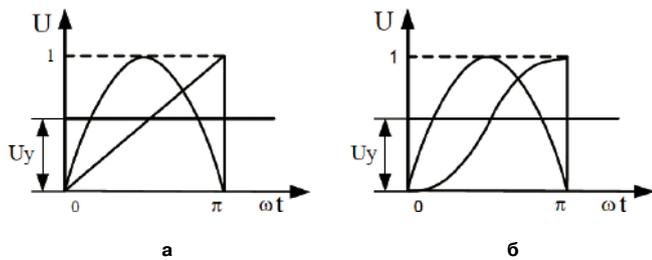


Рис. 1. Формирование сигнала управления тиристорами: а – линейное регулирование, б – косинусное регулирование

$$U_{ср\alpha} = \frac{U_{\max}(1 + \cos\alpha)}{\pi} = \frac{U_{\max}[1 + \cos(\pi U_y)]}{\pi}. \quad (5)$$

Напряжение на выходе двухполупериодного выпрямителя при косинусном принципе управления определяется по формуле

$$\begin{aligned} U_{ср\alpha} &= \frac{U_{\max}(1 + \cos\alpha)}{\pi} \\ &= \frac{U_{\max} \{1 + \cos[\arccos(1 - 2U_y)]\}}{\pi} = \\ &= \frac{2U_{\max}(1 - U_y)}{\pi}. \end{aligned} \quad (6)$$

Графики изменения напряжения однофазных выпрямителей при линейном и косинусном регулировании угла α представлены на рис. 2.

Аналогичные расчеты можно получить и для преобразователей напряжения, заменив среднее значение напряжения действующим.

В тиристорных трехфазных выпрямителях различают два режима работы, в зависимости от управляющего угла α – режим непрерывных токов и режим прерывистых токов. Отсчет угла α в трехфазных выпрямителях осуществляется от начала синусоиды, либо от естественного, физического угла открытия тиристорov. При отсчете угла α от начала синусоиды трехфазного выпрямителя с нулевым выводом на-

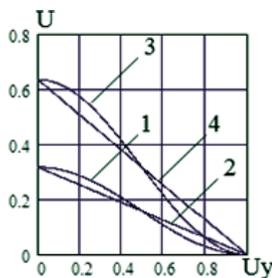


Рис. 2. Графики изменения выходного напряжения на выходе однофазных выпрямителей: 1 – изменение напряжения однополупериодного выпрямителя при линейном регулировании угла α , 2 – изменение напряжения однополупериодного выпрямителя при косинусном регулировании угла α , 3 – изменение напряжения двухполупериодного выпрямителя при линейном регулировании угла α , 4 – изменение напряжения двухполупериодного выпрямителя при косинусном регулировании угла α

пряжение на выходе тиристорного выпрямителя определяется по формулам (7), (8):

– режим непрерывных токов $30^\circ \leq \alpha < 60^\circ$:

$$U_{ср\alpha} = \frac{3U_{\max}(3\cos\alpha + \sqrt{3}\sin\alpha)}{4\pi}; \quad (7)$$

– режим прерывистых токов $60^\circ \leq \alpha < 180^\circ$:

$$U_{ср\alpha} = \frac{3U_{\max}(1 + \cos\alpha)}{2\pi}. \quad (8)$$

При линейном регулировании, подставив $\alpha = \pi U_y$ в выражения (7) и (8), получим:

– режим непрерывных токов:

$$U_{ср\alpha} = \frac{3U_{\max}[3\cos(\pi U_y) + \sqrt{3}\sin\pi U_y]}{4\pi},$$

– режим прерывистых токов:

$$U_{ср\alpha} = \frac{3U_{\max}[1 + \cos(\pi U_y)]}{2\pi}.$$

При косинусном регулировании угол α определяется выражением (3). Подставив в выражение (7) и (8), для режима непрерывных токов получим

$$U_{ср\alpha} = \frac{3U_{\max}[2\sqrt{3}(U_y - U_y^2) - 6U_y + 3]}{4\pi},$$

а для режима прерывистых токов

$$U_{ср\alpha} = -\frac{3U_{\max}(U_y - 1)}{\pi}.$$

Рассмотрим схему трехфазного мостового выпрямителя:

– режим непрерывных токов $60^\circ \leq \alpha < 120^\circ$:

$$U_{ср\alpha} = \frac{3U_{\max}(\cos\alpha + \sqrt{3}\sin\alpha)}{2\pi}. \quad (9)$$

– режим прерывистых токов $120^\circ \leq \alpha < 180^\circ$

$$U_{ср\alpha} = \frac{3U_{\max}(1 + \cos\alpha)}{\pi}. \quad (10)$$

При линейном регулировании для режима непрерывных токов выходное напряжение найдем из уравнения (9)

$$U_{ср\alpha} = \frac{3U_{\max}[\cos(\pi U_y) + \sqrt{3}\sin(\pi U_y)]}{2\pi}, \quad (11)$$

а для режима прерывистых токов – из уравнения (10)

$$U_{ср\alpha} = \frac{3U_{\max}[1 + \cos(\pi U_y)]}{\pi}. \quad (12)$$

При косинусном регулировании для режима непрерывных токов получим выходное напряжение

$$U_{\text{ср}\alpha} = \frac{3U_{\text{max}} \left[2\sqrt{3(U_y - U_y^2)} - 2U_y + 1 \right]}{2\pi}, \quad (13)$$

а для режима прерывистых токов

$$U_{\text{ср}\alpha} = -\frac{6U_{\text{max}}(U_y - 1)}{\pi}. \quad (14)$$

Графики изменения напряжений на выходе трехфазных выпрямителей от напряжения управления показаны на рис. 3. В сварочных тиристорных источниках питания при использовании косинусного регулирования для упрощения схемы управления в качестве формирующего сигнала управления используется напряжение другой фазы, что снижает качество регулирования, диапазон регулирования [7].

Выводы

1. В однофазных регуляторах при косинусном регулировании выходное напряжение линейно связано с напряжением управления, а в трехфазных регуляторах напряжение линейно только в режиме прерывистых токов.

2. В трехфазных регуляторах с косинусным регулированием для обеспечения линейной зависимости напряжения регулирования и выходного напряжения, повышения максимального напряжения регулятора, схема управления должна быть разной для режима непрерывных и прерывистых токов – в режиме непрерывных токов необходимо обеспечить отставание сдвига фазы синусоидального напряжения с плавным изменением сдвига фазы до нуля.

Литература

1. Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М. Основы преобразовательной техники. – М.: Высшая школа, 1980, – 424 с.

2. Исаков Ю. А. и др. Основы промышленной электроники. Техніка, 1976, – 544 с.

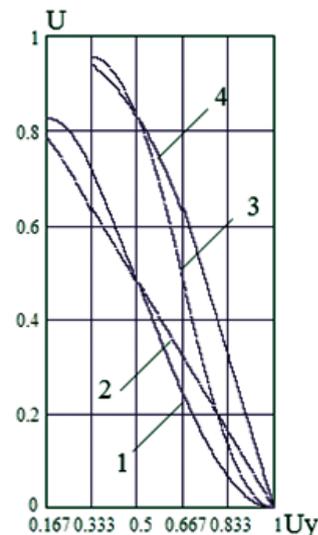


Рис. 3. Графики изменения напряжения на выходе трехфазных выпрямителей: 1 – линейное регулирование угла α выпрямителя с нулевым выводом, 2 – косинусное регулирование угла α выпрямителя с нулевым выводом, 3 – линейное регулирование угла α мостового выпрямителя, 4 – косинусное регулирование угла α мостового выпрямителя

3. Бруфман С. С., Трофимов Н. А. Тиристорные переключатели переменного тока. – М.: Энергия, 1969.

4. Перельмутер В. М., Сидоренко В. А. Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока. – М.: Атомэнергоиздат, 1988 – 304 с.

5. Сен П. Тиристорные электроприводы постоянного тока. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 232 с.

6. Макаров И. М., Менский В. М. Линейные автоматические системы. М.: Машиностроение, 1982. – 504 с.

7. Фролов В. А. Анализ технологических характеристик тиристорных источников питания. // Сварочное производство, 2011, № 7, С. 49–52.

Фролов Виктор Алексеевич, к. т. н., доцент, докторант ЮРГТУ(НПИ), тел.: +7(918)516-01-81, e-mail: blasters@yandex.ru.

А. Н. Четин

БАЗОВЫЕ КРИТЕРИИ ОПТИМИЗАЦИИ КОЛИЧЕСТВА ОСНОВНЫХ И РЕЗЕРВНЫХ СИЛОВЫХ КАНАЛОВ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

А. Н. Четин

Basic Main and Redundant Power Channels Optimization
Criteria for Electric Power Converters

В статье показаны основные ограничения, накладываемые на выбор количества основных и резервных силовых каналов, и приведено формальное описание задачи поиска оптимального количества этих каналов.

Ключевые слова: преобразователь электрической энергии, силовой канал, параллельная работа, оптимизация, вероятность безотказной работы, резервирование.

The article shows the main constraints imposed on determination of the number of main and redundant power channels. Also a formal description of a search problem of optimum quantity of these power channels is given.

Keywords: electric energy converter, power channel, parallel operation, optimization, reliability, reservation.

Основным направлением для достижения высокой безотказности преобразователей электрической энергии (ПЭЭ) является их создание на базе магистрально-модульной архитектуры (ММА) с применением специальных алгоритмов функционирования [1–4].

Применение ММА однозначно выделяет в ПЭЭ силовую и информационную составные части, а также определяет структуру силовой части как многоканальную. В этой структуре определенное количество силовых каналов (СК) работают параллельно по выходу на общую шину нагрузки ПЭЭ и обеспечивают совокупно на его выходе заданное номинальное значение выходной мощности, а сами такие СК являются основными [5, 6].

Для выполнения заданных требований к ПЭЭ в части безотказности в его структуру дополнительно вводятся аналогичные СК для поддержания работоспособности ПЭЭ при отказе какого-либо из основных СК. При этом дополнительные СК могут быть нагруженными наравне с основными, нагруженными частично или ненагруженными вообще до отказа основных СК. Такие дополнительные СК являются резервными [5, 6].

Существуют различные способы резервирования [5, 6] для повышения показателей безотказности ПЭЭ. Анализ достоинств и недостатков каждого из них, а также выбор способа, наиболее приемлемого для конкретной реализации ПЭЭ, в данном случае не являются предметами рассмотрения. Основной задачей настоящей статьи является определение базовых критериев оптимизации соотношения основных и резервных СК безотносительно к способу резервирования.

Обеспечение заданного уровня безотказности ПЭЭ означает решение задачи вида

$$\gamma_T \leq R_{\text{цч}}(T), \quad (1)$$

где $R_{\text{цч}}(T)$ – расчетная вероятность того, что ПЭЭ проработает безотказно время T ;

γ_T – заданный уровень вероятности безотказной работы для времени T .

Для определенности будем рассматривать ПЭЭ, не нуждающийся в обслуживании в течение годового межремонтного периода. То есть в этот период можно считать ПЭЭ невозстанавливаемым объектом, на вероятность безотказной работы которого не влияет человеческий фактор.

Известно, что чем меньше масштаб резервирования, тем оно эффективнее, а также то, что наибольший выигрыш достигается при резервировании равнонадежных элементов [9].

Поскольку основным выходным параметром ПЭЭ является выходная мощность, логично предположить, что, поделив его силовую часть на СК, каждый из которых обеспечивает равную долю общей выходной мощности, мы получим набор из N основных СК, которым можно сопоставить M таких же резервных СК. Рекомендуюемого уменьшения масштаба резервирования можно добиться путем уменьшения значения выходной мощности СК и пропорционального увеличения N , потому имеем

$$\frac{P_{\text{вых}}}{N} \xrightarrow{N \rightarrow \infty} 0, \quad N \in Z_{>0}, \quad (2)$$

где $P_{\text{вых}}$ – значение выходной мощности ПЭЭ.

Учитывая современную тенденцию построения средств силовой электроники, за основу СК ПЭЭ следует принять преобразователь напряжения (ПН), выполненный в виде электронного модуля нулевого уровня разукрупнения. Поэтому значение N естественным образом ограничивается сочетанием двух параметров: минимальным значением выходной мощности модульных ПН и максимальным их количеством, способным работать параллельно

на общую нагрузку, а значит выражение (2) можно представить в виде ограничения

$$\max\{N\} \left\{ \begin{array}{l} \frac{P_{\text{вых}}}{N} \in [\chi \cdot P_{\text{ПН}}, P_{\text{ПН}}], \\ \eta_{\text{ПН}}|_{\chi \cdot P_{\text{ПН}}} \geq \eta_{\text{доп}}, \quad \chi < 1, \\ \delta_{N+1,s}|_{P_{\text{ПН}}} = 1, \quad s \in Z_{\geq N+1}, \end{array} \right. \quad (3)$$

где $P_{\text{ПН}}$ – значение выходной мощности ПН;
 s – количество ПН, способных работать параллельно на общую нагрузку;
 δ – символ Кронекера;
 $\eta_{\text{доп}}$ – минимальное допустимое значение коэффициента полезного действия ПН;
 χ – запас по мощности ПН, при котором достигается $\eta_{\text{доп}}$.

Другое, не менее важное ограничение при выборе количества N и M – заданные массогабаритные параметры ПЭЭ. Существенная часть объема в его конструкции отводится для размещения информационной и вспомогательной частей, а также системы охлаждения. Оставшийся полезный объем и определяет максимальное количество основных и резервных СК на базе модульных ПН, которые возможно в нем разместить. Если же предположить, что в силовой части ПЭЭ будут применены СК с ПН, позволяющие выполнить условие (3), то такой ПЭЭ будет увеличиваться в объеме с увеличением количества N :

$$V_{\text{ПЭЭ}} = V'_{\text{ПЭЭ}} + (N + M) \cdot V_1, \quad (4)$$

где $V_{\text{ПЭЭ}}$ – полный объем ПЭЭ;
 $V'_{\text{ПЭЭ}}$ – объем ПЭЭ, занятый его информационной и вспомогательной частями, системой охлаждения, а также конструктивными элементами;
 V_1 – объем одного СК.
 Это, несомненно, приведет и к аналогичному увеличению стоимости ПЭЭ

$$C_{\text{ПЭЭ}} = C'_{\text{ПЭЭ}} + (N + M) \cdot C_1, \quad (5)$$

где $C_{\text{ПЭЭ}}$ – полная стоимость ПЭЭ;
 $C'_{\text{ПЭЭ}}$ – стоимость ПЭЭ без учета стоимости основных и резервных СК;
 C_1 – стоимость одного СК.
 Если заданы объем и стоимость ПЭЭ, то, оценив объем и стоимость его информационной и вспомогательной частей, системы охлаждения и пр., то на основе (4) и (5) можно определить ограничение на количество N и M по объему и стоимости:

$$\max\{N, M\} \left\{ \begin{array}{l} N + M \leq \frac{V_{\text{ПЭЭ}} - V'_{\text{ПЭЭ}}}{V_1}, \\ N + M \leq \frac{C_{\text{ПЭЭ}} - C'_{\text{ПЭЭ}}}{C_1}. \end{array} \right. \quad (6)$$

Еще одним фактором, влияющим на выбор количества основных СК, является поддержание режима их устойчивой работы. Для устойчивой работы преобразователя необходимо минимизировать воздействие на него внешних возбуждающих факторов. Одним из основных таких факторов является изменение тока нагрузки. Такое изменения может случиться при отказе одного из $N + 1$ СК (один дополнительный СК является нагруженным резервом из числа M), когда выходной ток каждого из оставшихся N СК скачком увеличится на величину

$$\Delta I = \frac{I_{\text{ПЭЭ}}}{N \cdot (N + 1)}, \quad (7)$$

где $I_{\text{ПЭЭ}}$ – выходной ток ПЭЭ.

Очевидно, что

$$\Delta I \xrightarrow{N \rightarrow \infty} 0. \quad (8)$$

То есть для уменьшения влияния изменения выходного тока каждого СК выгодно увеличивать их количество. Однако следует помнить, что поддержание устойчивого режима работы ПЭЭ, состоящего из параллельно работающих СК, является нетривиальной задачей, решение которой усложняется с увеличением их количества. Тогда можно записать ограничение по обеспечению устойчивого режима работы

$$\max\{N\} \left\{ \frac{I_{\text{ПЭЭ}}}{N \cdot (N + 1)} \leq \Delta I_{\text{кр}}, \right. \quad (9)$$

где $\Delta I_{\text{кр}}$ – критическое значение скачка тока нагрузки ПЭЭ, вызывающее неустойчивость его работы.

Подытоживая вышеизложенное, можно сформулировать задачу поиска оптимального количества основных N и резервных M силовых каналов силовой части ПЭЭ, обеспечивающих заданное значение показателя его безотказности при ряде ограничений.

Требуется найти такие пары значений N и M , при которых выполняется условие (1), т. е. расчетная вероятность безотказной работы ПЭЭ, не меньше заданного значения γ_T :

$$\arg \max_{(k,n)} \{R_{\text{ПЭЭ}}(T) \geq \gamma_T\} \left\{ \begin{array}{l} \frac{P_{\text{вых}}}{N} \in [\chi \cdot P_{\text{ПН}}, P_{\text{ПН}}], \quad \eta_{\text{ПН}}|_{\chi \cdot P_{\text{ПН}}} \geq \eta_{\text{доп}}, \quad \chi < 1, \\ \delta_{N+1,s}|_{P_{\text{ПН}}} = 1, \quad s \in Z_{\geq N+1}, \\ N + M \leq \frac{V_{\text{ПЭЭ}} - V'_{\text{ПЭЭ}}}{V_1}, \\ N + M \leq \frac{C_{\text{ПЭЭ}} - C'_{\text{ПЭЭ}}}{C_1}, \\ \frac{I_{\text{ПЭЭ}}}{N \cdot (N + 1)} \leq \Delta I_{\text{кр}}. \end{array} \right. \quad (10)$$

Таким образом, имея формальное описание задачи (10), и воспользовавшись одним из известных методов решения задачи оптимизации с несколькими ограничениями [6], при реализации силовой

части ПЭЭ с заданными показателями, мы имеем возможность определить оптимальное для данной системы сочетание количества основных и резервных силовых каналов.

Литература

1. Колосов В. А., Либенко Ю. Н. Проблемы создания современных систем вторичного электропитания РЭА // Электрическое питание. Научно-технический сборник, – СПб., 2007. – №7. – С. 14–20.
2. Колосов В. А. СВЭП с повышенной надежностью для формирования промежуточных напряжений электропитания РЭА / В. А. Колосов, Ю. Н. Либенко, А. Н. Четин // Электропитание. – 2009. – №1. – С. 8–12.
3. Либенко Ю. Н., Четин А. Н. Пути повышения безотказности систем вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры // Электропитание. – 2010. – №4. – С. 10–21.
4. Либенко Ю. Н. Эволюция интеллектуализации средств вторичного электропитания // Практическая силовая электроника. – 2012. – №2. – С. 10–13.
5. Козлов Б. А., Ушаков И. А. Справочник по расчету надежности аппаратуры радиоэлектроники и автоматики. – М.: “Советское радио”, 1975. – 472 с.
6. Надежность технических систем: Справочник / Ю. К. Беляев, В. А. Богатырев, В. В. Болотин и др.; Под ред. И. А. Ушакова. – М.: Радио и связь, 1985. – 608 с.

Четин Андрей Николаевич, ведущий инженер НТЦ силовой электроники ОАО “НИИВК им. М.А. Карцева”, г. Москва, тел.: +7(495) 330-15-38, e-mail: chetinandrew@yandex.ru.

А. Н. Четин

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА РОТАЦИИ СИЛОВЫХ КАНАЛОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ БЕЗОТКАЗНОСТИ МНОГОКАНАЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

А. Н. Четин

В статье предложен метод повышения безотказности многоканальных преобразователей напряжения путем применения ротации их силовых каналов.

Ключевые слова: многоканальный преобразователь напряжения, магистрально-модульная архитектура, силовой канал, параллельная работа, вероятность безотказной работы, интенсивность отказов, ротация.

Application of power channels rotation method for multi-channel voltage converter reliability improvement

In the article we proposed the method of power channels rotation for multi-channel voltage converter reliability improving.

Keywords: multi-channel voltage converter, dataway-modular architecture, power channel, parallel operation, reliability, failure rate, rotation.

В [1] показано, что для достижения высокого значения показателя безотказности преобразователь напряжения (ПН) должен быть выполнен на основе магистрально-модульной архитектуры (ММА) и способа резервирования “ $N + 1 + K$ ”, где N – количество основных силовых каналов (СК), суммарно обеспечивающих заданное значение выходной мощности на общей выходной шине ПН, 1 – нагруженный резервный СК, а K – количество ненагруженных резервных СК, находящихся в отключенном состоянии.

В случае отказа одного из N основных СК его нагрузку полностью принимает на себя нагруженный резервный СК, становясь основным и поддерживая, тем самым, работоспособность ПН. При этом выполнение его предыдущей функции обеспечивает один из ненагруженных резервных СК из числа K , которое должно быть тем больше, чем больше заданное значение показателя безотказности ПН.

Большое количество таких СК увеличивает массо-габаритные показатели ПН и его стоимость. Рассмотрим один из возможных путей минимизации этого недостатка без снижения значения показателя безотказности ПН.

Известно [2], что зависимость интенсивности отказов компонентов радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) от времени соответствует закону Вейбулла, представленному графически на рис. 1. На нем наблюдаются три характерных участка (вида зависимости): приработка, нормальная эксплуатация и износ. Их можно получить, используя для вероятностного описания случайной наработки до отказа двухпараметрическое распределение Вейбулла. Согласно этому распределению условная плотность вероятности момента отказа [2]

$$f(t) = \beta \cdot \lambda \cdot (\lambda \cdot t)^{\beta-1} \cdot e^{-(\lambda \cdot t)^\beta}, \quad (1)$$

где β – параметр формы (определяется подбором в результате обработки экспериментальных данных, $\beta > 0$);

λ – параметр масштаба

$$\lambda = \frac{1}{M\{\theta_1\}}, \quad (2)$$

где θ_1 – случайное время работы элемента до отказа. Интенсивность отказов определяется выражением

$$\lambda(t) = \frac{f(t)}{\int_t^\infty f(x) dx}. \quad (3)$$

Подставляя (1) в (3), получим

$$\lambda(t) = \beta \cdot \lambda \cdot (\lambda \cdot t)^{\beta-1}. \quad (4)$$

Производители электронных компонентов, в том числе ПН в виде электронных силовых модулей нулевого уровня разукрупнения, составляющих основу СК, для исключения ранних отказов, характерных для периода приработки ($\beta < 1$), подвергают эти компоненты технологической (предпродажной) тренировке [3]. Это позволяет считать началом расхода их ресурса самое начало плоской части U-образной кривой интенсивности отказов, т. е.

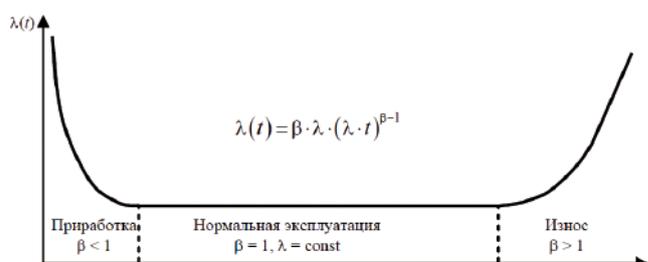


Рис. 1. Зависимость интенсивности отказов компонентов РЭА от времени

начало периода нормальной эксплуатации, где параметр формы β принимает значение равное 1, а выражение (4) приобретает следующий вид:

$$\lambda(t) = \lambda. \tag{5}$$

Таким образом, распределение наработки до отказа подавляющего большинства электронных компонентов РЭА в период нормальной эксплуатации носит экспоненциальный характер, то есть при их работе имеет место простейший поток отказов с интенсивностью λ .

Это позволяет воспользоваться уникальным свойством экспоненциального закона распределения – отсутствием у него памяти [4], что проявляется следующим образом:

$$P(t, t + \tau) = \frac{1 - F(t + \tau)}{1 - F(t)} = \frac{1 - [1 - e^{-\lambda(t + \tau)}]}{1 - (1 - e^{-\lambda t})} = e^{-\lambda \tau} = P(\tau), \tag{6}$$

где функция распределения наработки до отказа имеет вид

$$F(t) = 1 - e^{-\lambda t}. \tag{7}$$

Из (6) следует, что, если компонент отработал, предположим, время τ без отказа, сохранив $\lambda = \text{const}$, то дальнейшее распределение наработки до отказа будет таким же, как и в момент его первого включения. Это означает, что многократное отключение работоспособного компонента в конце интервала τ и его новое включение на такой же интервал приведет (рис. 2) к пилообразной кривой

$$P(t) = e^{-\lambda(t - i_t \tau)}, \quad i_t \in Z_{\geq 0}, \tag{8}$$

где i_t – количество отработанных интервалов τ к моменту времени t

$$i_t = (i_t - 1) \cdot \theta(i_t - 1) + \theta(t - [(i_t - 1) \cdot \theta(i_t - 1) + 1] \cdot \tau), \tag{9}$$

где $\theta(x)$ – функция Хэвисайда:

$$\theta(x) = \begin{cases} 0, & x < 0; \\ 1, & x \geq 0. \end{cases} \tag{10}$$

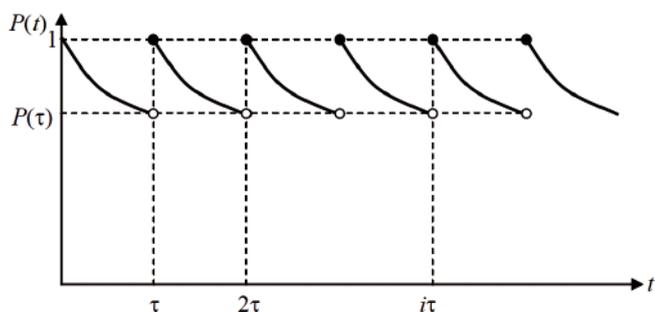


Рис. 2. Распределение наработки до отказа компонента при его периодической работе

Ступенчатая функция отработанных интервалов (9) является непрерывной для всех t , кроме

$$t = i_t \cdot \tau, \quad i_t \in Z_{\geq 0}, \tag{11}$$

при которых она терпит разрыв первого рода. Из этого следует, что существуют нижняя P_H и верхняя P_B границы значений, которые может принимать функция (8)

$$P_H = \lim_{t \rightarrow [(i_t + 1) \tau]^-} P(t) = P(\tau), \quad i_t \in Z_{\geq 0}; \tag{12}$$

$$P_B = \lim_{t \rightarrow (i_t) \tau} P(t) = 1, \quad i_t \in Z_{\geq 0}. \tag{13}$$

Иными словами, функция (8) также имеет разрывы первого рода в точках (11).

Очевидно, что для повышения уровня нижней границы (12)

$$P_H \xrightarrow{t \rightarrow ((i_t + 1) \tau)^-} 1, \quad i_t \in Z_{\geq 0} \tag{14}$$

необходимо, чтобы

$$\tau \xrightarrow{P(\tau) \rightarrow 1} 0. \tag{15}$$

Выполнение условия (15), в пределе, для ПН означает его нахождение в отключенном состоянии. Но, даже при

$$\tau \neq 0. \tag{16}$$

такое повышение уровня нижней границы функции (8) означает наличие моментов (11) прерывания выполнения основной функции ПН – питания подключенной нагрузки электрической энергией требуемого качества, что характеризуется разрывами первого рода этой функции в указанных точках.

Так как перерывы в функционировании ПН недопустимы, то следует добиваться получения кривой (8) другим способом.

Наличие периодов (16) означает, что включенные $(N + 1)$ СК в моменты времени (11) должны отключиться и мгновенно включиться, чтобы “обновить” функцию распределения наработки до отказа. Учитывая, что все СК являются одинаковыми, а такое “обновление” для каждого из них происходит в момент включения, можно предположить, что в точках (11) одновременно с отключением СК, работавших в прошедшем периоде τ , включится такое же количество СК из числа K ненагруженного (отключенного) резерва. При этом отключенные СК приобретают статус ненагруженного резерва, а остальные – статус включенных СК. Такой процесс замены СК принято называть “ротацией”. Следует заметить, что включение ненагруженных резервных СК должно упреждать отключение ранее включенных СК на некоторое время Δt . Тем самым устраняется разрыв функции (8), а в практическом отношении это означает отсутствие прерывания выполнения ПН своей основной функции.

Тогда, с учетом ротации, выражение (8) примет вид

$$P(t) = \prod_{j=1}^{N+1} P_j[\zeta_j(t)], \quad (17)$$

где вероятность безотказной работы одного СК

$$P_j[\zeta_j(t)] = e^{-\lambda \cdot K_{\text{ин}} \cdot A_j \cdot \zeta_j(t)}, \quad j \in [1, N+1], \quad (18)$$

а текущее время его работы ζ определяется как

$$\zeta_j(t) = t - \tau \cdot q_j \Big|_t, \quad j \in [1, N+1]. \quad (19)$$

При этом значение коэффициента q зависит от соотношения $N + 1$ и K . Условие ротации СК должно быть следующим: каждому подлежащему включению СК, из числа K должен быть сопоставлен такой подлежащий отключению СК_{*j*} из числа $N + 1$, у которого текущее значение вероятности безотказной работы имеет минимальное значение (текущее значение наработки имеет максимальное значение) по сравнению с другими:

$$i \xleftarrow{\arg \min_j P_j(t)} j, \quad i \in [1, K], \quad j \in [1, N+1]. \quad (20)$$

Тем самым отключению подлежат те СК, которые дольше проработали с момента их последнего включения.

Очевидно, что для получения пилообразной кривой (17) с максимальным значением, равным 1, необходимо, чтобы количество K ненагруженных резервных СК было не меньше количества включенных СК. В противном случае, полный цикл ротации СК в ПН будет проведен за количество периодов τ (рис. 3), равное

$$m = \begin{cases} i, & i = \frac{N+1}{K}, \\ i+1, & i < \frac{N+1}{K} < i+1, \end{cases} \quad (21)$$

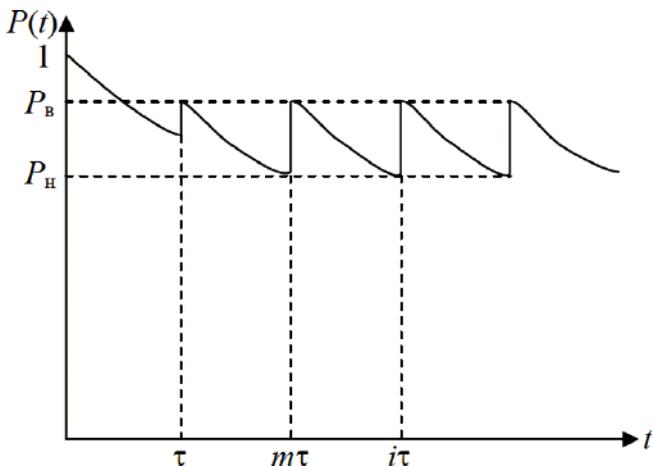


Рис. 3. Распределение наработки до отказа ПН при периодической работе его СК

При этом каждый СК будет работать непрерывно количество периодов τ , равное

$$r_j \in [1, m], \quad r_1 \leq r_j \leq r_k, \quad j \in [1, N+1]. \quad (22)$$

В результате выполнения условия (20) возможны два следующих характерных случая:

1) $m > 2$; 2) $m = 2$.

В первом случае r имеет равномерное распределение от 1 до m

$$r_j \sim U[1, m], \quad j \in [1, N+1], \quad (23)$$

тогда как во втором случае r принимает значения только 1 и 2

$$r_j = \begin{cases} 1, & j \in [1, (N+1) - K], \\ 2, & j \in [(N+1) - K + 1, N+1]. \end{cases} \quad (24)$$

Учитывая это, можно определить нижнюю и верхнюю границы функции (17) в установившемся режиме ротации при $t \geq m \cdot \tau$

$$P_H = \lim_{t \rightarrow ((q_j+1) \cdot \tau)^-} P(t) = \begin{cases} \prod_{j=1}^{N+1} P_j(\tau), & N+1 \leq K, \\ \prod_{j=1}^{N+1} P_j(r_j \cdot \tau), & N+1 > K; \end{cases} \quad (25)$$

$$P_B = \lim_{t \rightarrow (q_j+1) \cdot \tau} P(t) = \begin{cases} 1, & N+1 \leq K, \\ \prod_{j=1}^{k-n} P_j(r_j \cdot \tau), & N+1 > K. \end{cases} \quad (26)$$

Как видно из (25) и (26), для обеспечения максимального значения функции (17) необходимо либо положить равным нулю значение периода τ , либо выполнить, как минимум, условие

$$N+1 \leq K. \quad (27)$$

Выполнение первого условия, как уже отмечалось выше, приведет к отключенному состоянию ПН. Уменьшением же значения периода τ можно добиться существенного повышения нижней и верхней границ значений функции (17). Выполнение второго условия на практике не всегда возможно, поэтому, если количество КСК ограничено, можно определить такое значение τ , при котором будет обеспечено требуемое значение функции (17).

Таким образом, оперируя периодичностью замены включенных СК на ненагруженные резервные в процессе их ротации, разработчик ПН может:

- обеспечить заданные показатели безотказности ПН при недостаточном и ограниченном количестве КСК;
- сократить количество K СК при одновременном выполнении заданных показателей безотказности ПН;
- повысить заданные показатели безотказности ПН без изменения его состава;

– увеличить значение выходной мощности ПН за счет добавления к $N_{СК}$ одного или нескольких СК из числа K .

Литература

1. *Либенко Ю. Н., Четин А. Н.* Пути повышения безотказности систем вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры // Электропитание. – 2010. – №4. – С. 10–21.

2. ГОСТ Р 27.004-2009. Надежность в технике. Модели отказов. – М.: Стандартинформ, 2010. – 18 с.

3. Vicor Quality Library [Электронный ресурс] / Scott Speaks. Reliability and MTBF Overview. – Андовер, 2005. – 10 с. – Режим доступа: <http://www.vicorquality.com/library/>, свободный. – Яз. англ.

4. *Козлов Б. А., Ушаков И. А.* Справочник по расчету надежности аппаратуры радиоэлектроники и автоматики. – М.: “Советское радио”, 1975. – 472 с.

Четин Андрей Николаевич, ведущий инженер НТЦ силовой электроники ОАО “НИИВК им. М.А. Карцева”, г. Москва, тел.: +7(495) 330-15-38, e-mail: chetinandrew@yandex.ru.

Д. А. Шевцов, И. С. Турченко

БОРТОВЫЕ РЕГУЛИРУЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ОСНОВЕ УПРАВЛЯЕМОГО ОДНООБМОТОЧНОГО ДРОССЕЛЯ НАСЫЩЕНИЯ

D. A. Shevtsov,
I. S. Turchenko

В статье приведено описание нового подхода к построению бортовых регулируемых выпрямительных устройств на основе управляемого однообмоточного дросселя насыщения, выполненного на современных магнитных материалах, таких как аморфные и нанокристаллические сплавы. Приведены сравнительные характеристики аморфных и нанокристаллических сплавов с традиционными магнитными материалами. Предложены новые схемы регулируемых выпрямительных устройств на основе управляемых однообмоточных дросселей насыщения, работающих как в цепи переменного, так и постоянного тока.

Ключевые слова: однообмоточный дроссель насыщения, аморфный сплав, нанокристаллический сплав, прямоугольная петля гистерезиса, регулируемое выпрямительное устройство.

On-board regulated rectifying devices based on a controllable single-winding saturable inductor

The paper introduces the description of a new approach to on-board regulated rectifying devices design on the basis of a controllable single-wound saturable inductor realized with advanced soft magnetic materials, such as amorphous and nanocrystalline alloys. Characteristics of amorphous and nanocrystalline materials are compared to conventional magnetic materials. New regulated rectifying device topologies based on controllable single-wound saturable inductors, which operate both in AC and DC circuits, are proposed.

Key words: single-wound saturable inductor, amorphous alloy, nanocrystalline alloy, rectangular hysteresis loop, regulated rectifying device.

В последние годы в зарубежных источниках прослеживается все возрастающая заинтересованность зарубежных фирм в применении в составе авиационного электрооборудования дросселей насыщения, выполненных на современных магнитных материалах [1–4].

Магнитные усилители на дросселях насыщения (ДН) известны давно. В свое время в научной литературе были подробно описаны различные способы регулирования и стабилизации выходного напряжения, реализуемые с использованием ДН.

По мере развития науки и техники ужесточались требования к конструктивным и эксплуатационным показателям авиационной радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), возросло объемное соотношение источников вторичного электропитания (ИВЭП) и РЭА в целом, что означало сужение области применения магнитных устройств (стабилизаторов напряжения с магнитным регулированием), которые оставались только в составе аппаратуры, требующей высокой надежности.

Основными недостатками ДН на традиционных магнитных материалах были значительный удельный объем, занимаемый ИВЭП с такими устройствами в составе РЭА, большой вес и недостаточно высокий КПД из-за больших потерь на перемагничивание и вихревые токи.

Предпосылкой возобновления интереса к ДН стало открытие и успешное освоение технологии производства таких магнитомягких материалов, как аморфные металлические и нанокристаллические сплавы [5–6].

В настоящее время такие сплавы, по сравнению с традиционными кристаллическими, обладают рядом выдающихся магнитных, механических и химических свойств, связанных с их структурой, благодаря чему они позволяют по-новому взглянуть на принципы построения давно известных магнитных устройств, в частности стабилизаторов напряжения, на основе дросселей насыщения. К тому же, новые силовые полупроводниковые компоненты позволяют реализовывать новые схемотехнические решения, изменяя структуру таких стабилизаторов.

ДН выполняется на сердечнике из магнитомягкого материала, имеющего прямоугольную петлю магнитного гистерезиса (ППГ) (рис. 1).

Особенность работы дросселей насыщения определяется их характеристикой намагничивания. Она заключается в том, что вертикальный уча-

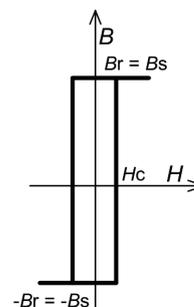


Рис. 1. Приближенная статическая петля гистерезиса магнитного материала сердечника ДН

сток петли магнитного гистерезиса соответствует дифференциальной магнитной проницаемости, стремящейся к бесконечности, в то время как дифференциальная составляющая на горизонтальных участках стремиться к нулю. Благодаря резкой прямоугольности петли гистерезиса переход сердечника из одного состояния в другое происходит почти мгновенно. Такая характеристика позволяет ДН скачком менять свое сопротивление от нуля до бесконечности.

В табл. 1 приведены характерные показатели традиционных магнитных материалов и новых аморфных и нанокристаллических [5–10].

Потери в сердечнике ДН могут быть найдены из формулы:

$$P = P_0 f^\alpha B^\beta V^\circ,$$

где P_0 – удельные магнитные потери в единице объема (Вт/м³);

B – амплитуда переменной составляющей магнитной индукции (Тл);

f – рабочая частота (кГц);

V – объем сердечника (м³).

Из табл. 1 видно, что аморфные и нанокристаллические сплавы имеют значительно меньшие удельные потери на перемагничивание, вихревые токи и магнитную вязкость, по сравнению с электротехнической сталью, пермаллоями и ферритами. Также новые материалы имеют высокий коэффициент прямоугольности петли магнитного гистерезиса, обладают высокой начальной и максимальной относительной магнитной проницаемостью и высоким значением индукции насыщения на высоких частотах напряжения. По сравнению с традиционными материалами имеют существенно более узкую петлю гистерезиса, благодаря низким значениям H_c .

В силовых устройствах электротехники и электроники аморфные сплавы можно эффективно использовать до частоты 100 кГц, учитывая допустимую температуру перегрева устройства.

Современные технологии позволяют изготавливать магнитопроводы из аморфных сплавов размерами до 1000 мм, при этом форма магнитопроводов может быть кольцевой, овальной, П- и Ш-образной [5, 6].

Таким образом, аморфные и нанокристаллические сплавы позволяют строить ОДН с высокими эксплуатационными параметрами и обеспечивать такие преимущества, как уменьшенные вес и объем, повышенная стабильность свойств, расширенный температурный диапазон (–60 °С до +125 (+155)°С), повышенный КПД устройства, по сравнению с сердечниками из традиционных магнитных материалов.

Управляемые традиционные усилители на ДН имеют по 2 обмотки, из которых одна является рабочей, а другая управляющей [9, 10]. Рассмотрим особый класс ДН [11], которые содержат только одну обмотку. Это подразумевает использование данной обмотки в качестве рабочей в один полупериод питающего напряжения и в качестве управляющей в другой полупериод питающего напряжения. Таким образом повышается технологичность, надежность и снижается себестоимость изделия. Для обеспечения регулируемости выходного напряжения в оба полупериода, необходимо использовать два ОДН с развязывающими диодами, работающими в противофазе.

ОДН может включаться как в цепь постоянного, так и в цепь переменного тока.

Далее приведены схемы однофазных регулируемых выпрямительных устройств (РВУ), в каждой из которых выходное напряжение регулируется с

Таблица 1. Сравнительные характеристики аморфных и нанокристаллических магнитомягких материалов с традиционными

Параметр	Материал				
	Феррит	Эл. Сталь	Пермаллой	Аморфный сплав	Нанокрист. сплав
μ_{\max}	1000–10000	20000–50000	30000–250000	100000–600000	200000–600000
B_m (Тл)	0,25–0,45	1,0–1,9	0,5–1,2	0,6–1,5	0,9–1,2
H_c (А/м)	10–30	8–40	2–15	0,2–4	0,8–1,6
P_0 (Вт/м ³)	4000–6000	50000–100000	20000–40000	400–750	300–600
α	1,6–1,8	1,5–1,8	1,5–1,8	1,4–1,5	1,5–1,6
β	1,7–1,9	1,7–1,9	1,7–1,9	1,5–1,75	1,65–1,7
K_{Π}	0,4–0,8	0,5–0,7	0,85–0,91	0,9–0,94	0,9–0,93
F_{\max} (кГц)	100–1000	0,05–1	5–10	100	100
T , °С	–60 ... +125	–60 ... +150	–40 ... +100	–60 ... +125 (+155)	–60 ... +125 (+155)

μ_{\max} – максимальная магнитная проницаемость;

B_m – максимальная магнитная индукция, Тл;

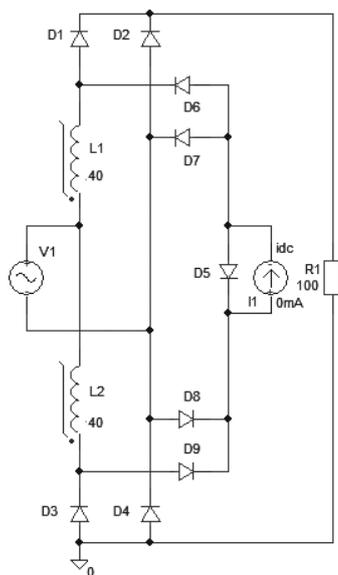
H_c – статическая коэрцитивная сила, А/м;

P_0 – удельные магнитные потери, Вт/м³;

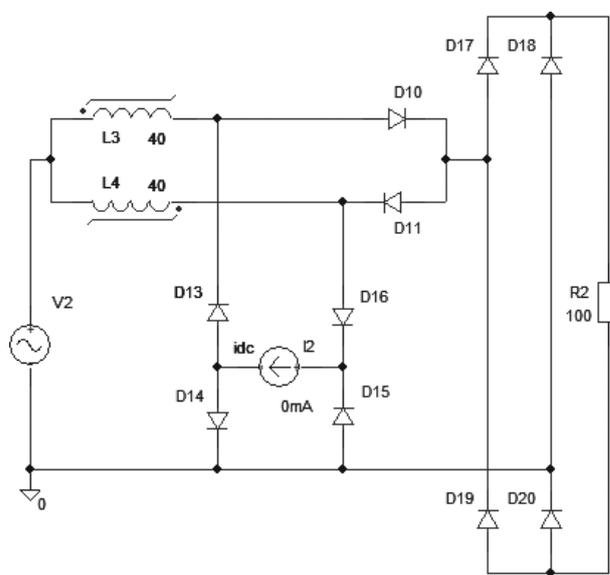
K_{Π} – коэффициент прямоугольности петли магнитного гистерезиса, равный отношению остаточной магнитной индукции B_r к B_m ;

F_{\max} – максимальная рабочая частота, кГц;

T – значение рабочей температуры, °С.



а



б

Рис. 2. Схемы однофазных РВУ:
а – на ОДН в цепи постоянного тока; б – на ОДН в цепи переменного тока

помощью двух однообмоточных дросселей насыщения, работающих в цепях постоянного (рис. 2а) и переменного тока (рис. 2б).

Схемы содержат: источники напряжения $u(t)$ $V1, V2$, однообмоточные дроссели насыщения (ОДН) $L1-L2, L3-L4$, рабочие диоды $VD1-VD4, VD17-VD20$ (диоды выпрямителя), управляющие диоды $VD6-VD9, VD13-VD16$ (разделительные диоды), нагрузочные резисторы $R1, R2$.

В каждой схеме режимом работы обоих ОДН управляет управляющий элемент (УЭ). В схеме рис. 2а он представлен источником тока $I1$ и диодом $VD5$, а в схеме рис. 2б – источником тока $I2$. УЭ, в частности, может быть выполнен на транзисторе. Поскольку значение H_c у аморфных сплавов очень мало, то управляющий ток также будет мал (1–10 мА). При этом потери в управляющем транзисторе будут относительно невелики.

Применение той или иной схемы РВУ имеет свои достоинства и недостатки, некоторые из которых представлены ниже.

Для одноканальных РВУ энергетически выгодна схема рис. 2а, так как она имеет меньшее количество диодов, и, как следствие, меньшие потери.

Схема рис. 2б выгодна для многоканальных РВУ, поскольку позволяет управлять всеми выходными каналами через один УЭ.

Рассмотрим принцип действия ОДН в схеме РВУ, приведенной на рис. 2а. Полупериод, соответствующий проводящему состоянию диода $VD1$, является рабочим для $L1$, а полупериод, соответствующий непроводящему состоянию $VD1$, – управляющим для $L1$. Тогда положительный полупериод питающего напряжения будет рабочим для $L1$ и управляющим для $L2$. Отрицательный по-

лупериод питающего напряжения будет рабочим для $L2$ и управляющим для $L1$.

Временные диаграммы, поясняющие работу схемы приведены на рис. 3. Рабочий полупериод $L1$ состоит из двух интервалов $(0-\alpha)$ и $(\alpha-\pi)$. На первом интервале $(0-\alpha)$ под действием источника питания происходит намагничивание магнитопровода $L1$ от начального уровня индукции (B_x) до уровня индукции насыщения (B_s). На этом интервале ОДН “закрыт” и не пропускает ток в нагрузку. При этом рабочая точка сердечника $L1$ перемещается по траектории 1–2–3–4–5 (рис. 4а).

На втором интервале $(\alpha-\pi)$ рабочая точка выходит в область магнитного насыщения и идет по траектории 5–6. При этом $L1$ “открывается” и в нагрузку ток протекает по контуру $V1(+)-L1-VD1-R_H-VD4-V1(-)$.

В управляющем полупериоде $(\pi-2\pi)$ сердечник $L1$ необходимо размагнитить до уровня индук-

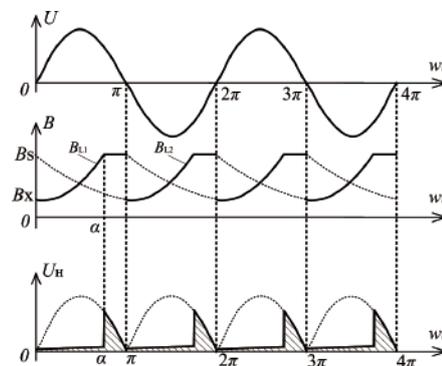


Рис. 3. Временные диаграммы изменения переменных значений напряжения питающего источника U , индукции магнитопровода ОДН B и напряжения на нагрузке U_R

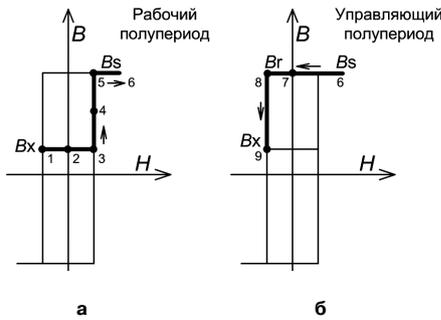


Рис. 4. Движение рабочей точки индукции сердечника ОДН L1 в рабочем (а) и управляющем (б) полупериодах питающего напряжения

ции B_x . Другими словами необходимо “вернуть” рабочую точку в первоначальное положение на петле гистерезиса. При этом размагничивание ОДН производится под воздействием отрицательного напряжения питания через УЭ по контуру V1(-)–VD8–УЭ–VD6–L1–V1(+). При этом рабочая точка сердечника L1 идет по траектории 6–7–8–9 (рис. 4б).

L2 работает аналогично L1 со сдвигом во времени на 1/2 периода напряжения питания.

Особенностью предложенной структуры является следующее:

- один УЭ управляет работой обеих дросселей;
- в УЭ выделяется относительно малая мощность благодаря узкой петле гистерезиса;
- фронты изменения тока через ОДН относительно плавные, что уменьшает уровень излучаемых помех;
- ОДН может выполнять функцию защиты РВУ от короткого замыкания нагрузки.

Описание процессов в схеме рассмотрено на статической петле гистерезиса. В реальных условиях петля гистерезиса динамически расширяется (рис. 5). При этом максимальный ток управления размагничиванием ОДН будет зависеть от максимальной напряженности динамической петли:

$$i_{упр\max} = \frac{Hd_{\max}l}{w}$$

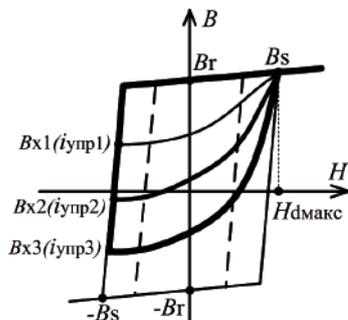


Рис. 5. Динамические петли магнитного гистерезиса для разных токов управления

где l – средняя длина магнитной силовой линии;

w – число витков обмотки;

Hd_{\max} – максимальная напряженность с учетом расширения петли гистерезиса при работе на переменном токе.

Для регулирования напряжения на нагрузке необходимо изменять время намагничивания сердечника в рабочем полупериоде, т. е. изменять угол включения α . Изменение величины α зависит от изменения значения B_x , которое в свою очередь зависит от изменения H_x , и, как следствие, от величины тока управления. При этом справедливо следующее соотношение:

$$B_x = \mu_0\mu_d H_x = \mu_0\mu_d \frac{i_{упр,x}w}{l},$$

где B_x – начальная магнитная индукция, Тл;

μ_0 – магнитная постоянная, Гн/м;

μ_d – динамическая относительная магнитная проницаемость среды;

H_x – начальная напряженность, А/м;

$i_{упр,x}$ – ток управления, соответствующий значению H_x , А.

Рассмотрим возможные циклы перемагничивания ОДН при различных токах управления:

- 1) $i_{упр1} = 2$ мА;
- 2) $i_{упр2} = 5$ мА;
- 3) $i_{упр3} = 10$ мА.

Для разных токов управления на рис. 5 показаны возможные циклы перемагничивания. Таким образом, разным токам управления соответствуют разные петли гистерезиса и, следовательно, разные углы включения ОДН (рис. 6).

При этом, разным углам включения α соответствуют разные напряжения на нагрузке. На рис. 7 представлена регулировочная характеристика среднего значения напряжения нагрузки при различных токах управления.

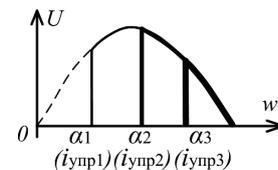


Рис. 6. Углы включения ОДН для различных токов управления

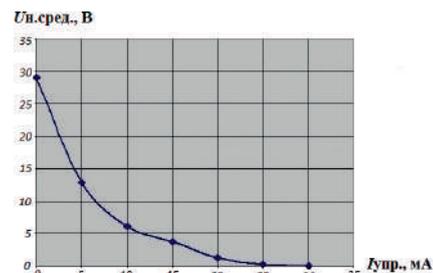


Рис. 7. Регулировочная характеристика

Выводы

Характерными особенностями РВУ, построенных на ОДН, по сравнению с тиристорными и транзисторными аналогами, были и остаются простота реализации, высокая надежность, более низкий уровень излучаемых помех, т. е. лучшая электромагнитная совместимость, что важно при современной энергооснащенности объектов. К тому же ОДН не критичен к перегрузкам по току и напряжению, что существенно упрощает систему защиты РВУ.

Таким образом, видится целесообразным применение ОДН, выполненного на современных магнитных материалах, в устройствах, входящих в состав современного электрооборудования летательных аппаратов.

Литература

1. *Austrin L., Krahl J. H., Engdahl G. A.* Modeling Approach of a Magnetic Amplifier. Proc. of the International Conference of Magnetism, Rome, Italy, 27th July-1st August, 2003.
2. *Wilson T. G.* The evolution of power electronics. Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '99, Fourteenth Annual, 1999.
3. *Johansson B., Austrin L., Engdahl G., Krus P.* Tools and Methodology for Collaborative Systems Design Applied on More Electric Aircraft. Proc. ICAS 2004, Yokohama, Japan, 29th August-3rd September 2004.
4. *Austrin L.* On Magnetic Amplifiers in Aircraft Applications. Royal Institute of Technology Electromagnetic Engineering, Stockholm, Sweden, 2007.
5. *Стародубцев Ю. Н., Белозеров В. Я.* Нанокристаллические магнитомягкие материалы // Компоненты и технологии, №4, 2007.
6. *Стародубцев Ю. Н., Белозеров В. Я.* Аморфные металлические материалы // Силовая электроника, №2, 2009.
7. *Куневич А. В.* Ферриты. Каталог.— М.: ВНИИ, 1991.
8. *Горский А. Н., Русин Ю. С., Иванов Н. Р., Сергеева Л. А.* Расчет электромагнитных элементов источников вторичного электропитания — М.: Радио и связь, 1988.
9. *Розенблат М. А.* Магнитные усилители с самонасыщением. — М. — Л.: Госэнергоиздат, 1963.
10. *Миловзоров В. П.* Электромагнитные устройства автоматики. Учебник для ВУЗов. — М.: Высшая школа, 1983.
11. *Хруслов Л. Л.* Магнитные ключи в многоканальных источниках питания // Электропитание, № 2, 1992.

Шевцов Даниил Андреевич, д. т. н., профессор кафедры "Микроэлектронных электросистем" МАИ, тел.: +7(499)158-45-59

Турченко Игорь Сергеевич, аспирант кафедры "Микроэлектронных электросистем" МАИ, тел.: +7(499)158-45-59, e-mail: i.s.turchenko.ing@mail.ru.

А. М. Медведев, Ф. В. Васильев, М. Л. Сокольский

ДИАГНОСТИЧЕСКИЙ КОНТРОЛЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СОЕДИНЕНИЙ В АВИОНИКЕ

A. M. Medvedev, F. V. Vasilyev,
M. L. Sokolsky

Non-destructive testing of electric connections
in avionics

Электронное приборостроение находится в состоянии постоянного роста плотности компоновки и функциональности. Это влечет за собой рост плотности элементов межсоединений за счет увеличения их количества и уменьшения размеров. Возрастающие стоимости конструкций межсоединений (печатных плат, печатного и проводного монтажа), связанное с их усложнением и возрастанием требований к их надежности, обуславливает поиск новых и совершенствование существующих неразрушающих диагностических методов и средств контроля. Особую актуальность имеет качественный контроль соединений узлов ответственного назначения, подвергающихся нагрузкам в процессе эксплуатации, таких, как силовые цепи и соединения систем управления бортовой аппаратуры летательных аппаратов. В статье предлагаются к рассмотрению принципы диагностического неразрушающего контроля соединений, основанные на регистрации реакции контролируемых цепей на импульсную токовую нагрузку.

Ключевые слова: электрические межсоединения, печатные платы, электронные сборки, дефекты цепей, контроль соединений.

Electronic instrumentation is in a state of constant growth of layout density and functionality. This entails an increase in the density of interconnection elements by increasing their number and reducing its size. The growing cost of interconnection structures (printed-circuit boards, printing and wired mounting) associated with their complexity and increasing their reliability requirements, results in search for new and improvement of existing non-destructive diagnostic methods and means of control. High-grade testing of critical interconnection nodes subjected to load in the course of operational process, such as on-board control systems power circuits is of primary relevance. The paper proposes to consider some principles of non-destructive testing of electric connections based on reaction registration of controlled circuits to pulse current load.

Keywords: electrical interconnections, printed circuit boards, electronic assemblies, non-destructive testing

Процесс развития электронного приборостроения характеризуется постоянным увеличением плотности компоновки активных элементов примерно на 75% в год, а это, в свою очередь, приводит к необходимости увеличения плотности элементов межсоединений за счет значительного уменьшения элементов печатного монтажа: ширины проводников и зазоров, отверстий и контактных площадок, пространственного (послойного) распределения межслойных переходов за счет использования сквозных, глухих, слепых отверстий в монтажных подложках – печатных платах. Уплотнение компоновки блоков, повышение требований к массогабаритным показателям бортовой аппаратуры, ведет к усложнению межблочной коммутации, снижению “запаса прочности”, с которым выполняются межблочные соединения.

Повышенная плотность компоновки элементов, увеличение количества соединений и уменьшение размеров усложняет задачу обеспечения качества и надежности аппаратуры в целом, требует дальнейшего совершенствования методов контроля на базе использований высокопроизводительных автоматических средств. Необходимость использования такого контроля диктуется и ростом числа неизбежных дефектов по мере увеличения плотности компоновки и уровня интеграции микросхем. Действительно, по мере увеличения количества

компонентов в печатном узле без увеличения его размеров наблюдается увеличение числа дефектов, которые нужно обнаружить, локализовать и устранить известными приемами ремонта [1]. Статистика реального производства показывает неизбежность наличия дефектов в примерных количествах, показанных в табл. 1. Но главная проблема состоит в том, чтобы их найти для последующего устранения. Если на односторонних и двусторонних печатных платах проводники доступны для осмотра и выявления дефектов, то в многослойных структурах (многослойных печатных платах – МПП) они по большей части недоступны для визуального контроля. В связи с этим возникает необходимость в приемах поиска дефектов соединений, причем неразрушающими методами [2].

Таблица 1. Число дефектов в зависимости от насыщенности печатных плат элементами межсоединений в МПП

Количество компонентов на плате	Количество присоединительных элементов	Среднее число дефектов
20	350	0,1
50	900	0,3
100	1500	0,6
150	3000	1,4
300	10000	2,0
1000	50000	3,0

Способы и глубина контроля соединений

Различают функциональный, параметрический и диагностический методы контроля соединений. При функциональном контроле (“прозвонка”), когда проверяется только правильность соединений и разобщений, остается не выявленной значительная часть скрытых дефектов, которые впоследствии могут привести к отказам. Поэтому функциональный контроль используется только в хорошо организованном устойчивом производстве простых монтажных изделий. Его отличают простота и очень высокая производительность автоматических средств контроля, что дает функциональному контролю известное преимущество перед другими видами контроля.

В отличие от функционального, параметрический контроль соединений по критериям качества (например, сопротивлению соединений) позволяет не только выявить значительную часть дефектов, но и идентифицировать нарушения технологической дисциплины в производстве. Однако и после параметрического контроля остается не выявленной значительная группа так называемых скрытых дефектов, наличие которых не сказывается на результатах контроля контролируемой цепи. Оставшиеся не выявленными параметрическим контролем дефекты соединений определяют уровень снижения эксплуатационной надежности электронного оборудования.

Локальные ослабления соединений проявляют себя преимущественно при неординарных воздействиях. Реакции на них контролируемого элемента анализируются средствами “диагностического” контроля. Использование такого принципа контроля позволяет прогнозировать стойкость соединений к экстремальным воздействиям или к условиям длительной эксплуатации, сопровождающейся во времени глубокими процессами старения материалов, протекающими наиболее быстро по местам неоднородностей – дефектов. Своевременное выявление таких дефектов и последующий ремонт с повторением диагностического контроля позволяет уменьшить уровень дефектности соединений.

Физическую основу диагностических методов контроля составляет исследование физических характеристик объекта и обнаружения, таким образом, несовершенства его структуры. Эти методы базируются на результатах исследований физических процессов, приводящих к отказам соединений.

Разработка практических методов диагностического контроля элементов соединений связана, в первую очередь, с решением проблемы электрической коммутации многих цепей по специальным программам, разработанным с использованием средств вычислительной техники. Большое число контролируемых цепей в МПП вызывает необходимость использования высокопроизводительных методов теплового возбуждения и выявления ре-

акции элементов соединений на это возбуждение. Требования к высокой достоверности контроля соединений и настоятельная необходимость автоматизации операций контроля служит основанием для преимущественного использования электрических методов проверки.

Критерии автоматического контроля соединений

Простейший вид контроля, электрическая “прозвонка” цепей – функциональный контроль правильности монтажа. Этот вид контроля выявляет только ошибки проектирования и грубые дефекты производства. Его преимущества состоят в возможности использования транзисторных ключей в системе коммутации контролируемых цепей и за счет этого – большой производительности контроля.

Более достоверная оценка качества соединений осуществляется контролем цепей по сопротивлению. Однако наиболее опасные виды дефектов соединений не обнаруживаются при контроле цепей по электрическому сопротивлению, так как изменения, вносимые такими ослаблениями в общее сопротивление цепи, во много раз меньше возможных изменений сопротивлений, вызванных допустимыми технологическими изменениями геометрии элементов. Такими дефектами являются: для МПП – местные утонения печатных проводников, кольцевые трещины в металлизации отверстий печатных плат, дефекты внутренних соединений в МПП (например, волосяные трещины в проводниках); для межблочных соединений – ослабление контактов, изломы проводов, “перетяжка” проводов, местные утонения проводов.

Кроме того, в соответствии с известными теоретическими представлениями электрически “надежный” контакт создается не только при полном соприкосновении контактируемых поверхностей, но и в случае частичного соприкосновения квазиметаллических поверхностей, покрытых тонкими слоями окислов и/или адсорбированной газовой пленкой толщиной в несколько молекул. При малых значениях переходного сопротивления в дефекте получить достоверную информацию о надежности элемента соединения практически невозможно. Даже методы нелинейных искажений и сигнатурного анализа, не позволяют решить эту проблему, так как при большом числе зон туннелирования искажения сигнала столь малы, что не могут быть обнаружены стандартными средствами.

Недостатки существующих методов контроля соединений можно обойти, используя проверку устойчивости цепей к токовой нагрузке. Сущность метода состоит в нагружении контролируемого соединения током, регистрации температуры нагрева по приращению падения напряжения и оценке его качества по характеру развития термодинамического процесса разогрева соединения. Этот метод имеет диагностический характер и высокую досто-

верность оценки качества соединений [2]. По этому методу одиночный импульс тока пропускают через контролируемое соединение, по приращению падения напряжения на нем регистрируется температура нагрева, по достижении заранее заданного уровня температуры ток отключается, обеспечивая тем самым неразрушающий режим диагностического контроля соединения. Необходимость автоматизации процессов контроля соединений требует использования быстрых методов оценки качества. В данном случае это требование удовлетворяется использованием коротких (миллисекундных) импульсов тока, энергия которых выбирается из условий быстрого нагрева контролируемых цепей. Процесс нагрева будет выглядеть следующим образом (рис. 1).

Характер развития процесса нагрева зависит от характеристик проводника и воздействующего на него тока. Для случая 1, когда ток, текущий через проводник, мал для его разрушения, процесс сводится к установившемуся значению T_{∞} . При токе, заведомо большем, чем нагрузочная способность проводника, температура проводника неограниченно возрастает, пока не будет выключен ток (кривая 3 на рис. 1), при критическом значении тока процесс нагрева характеризуется линейным во времени возрастанием температуры (кривая 2).

Таким образом, при пропускании через проводник тока, близкого по величине к тому пределу, который он способен выдержать без заметных физико-химических изменений, скорость нагрева проводника будет меняться в зависимости от его характеристик, в том числе, наличия дефектов в межсоединениях. Задавая точно рассчитанные по величине и длительности токовые воздействия, можно определить ожидаемую характеристику в поведении проводника и, на основе полученной характеристики, делать выводы о его соответствии техническим требованиям.

Заключение

Созданная на описанных принципах установка неразрушающего диагностического контроля соединений позволяет выявлять без разрушений дефектные элементы соединений, за счет чего увеличить достоверность контроля и надежность

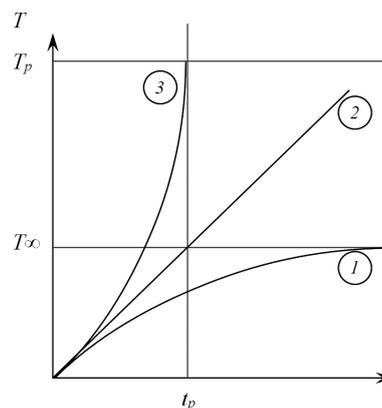


Рис. 1. Рост температуры проводника в зависимости от его характеристик: t_p — момент разрушения проводника; T_p — температура разрушения проводника

межсоединений, увеличить выход годных МПП больше, чем на 7 %, расширить диапазон контроля качества за счет возможности выявления дефектов и других ослаблений во всех разнородных элементах контролируемых цепей бортовой аппаратуры летательных аппаратов и другой аппаратуры специального назначения.

Литература

1. Карпов С. Критерии в оценке качества изготовления печатных плат. — Технологии в электронной промышленности, № 8, 2010.
2. Медведев А. М. Надежность и контроль качества печатного монтажа. М.: Радио и связь. 1986. — 216 с.
3. Люлина В. И., Медведев А. М., Мылов Г. В. и др. Производство гибких и гибко-жестких плат. Часть 6. Специальные средства контроля и испытания печатных плат. — Технологии в электронной промышленности, № 1, 2009, С. 11–21.

Медведев Аркадий Максимович, д. т. н., профессор кафедры «Технология приборостроения» МАИ, тел. +7 (499) 158-46-48, e-mail: medvedevam@bk.ru;

Васильев Федор Владимирович, к. т. н., доцент кафедры «Технология приборостроения» МАИ, тел. +7 (499) 158-49-51, e-mail: fedor@niit.ru;

Сокольский Михаил Львович, старший преподаватель кафедры «Технология приборостроения» МАИ, тел. +7 (499) 158-49-51, e-mail: sml@niit.ru.

В. М. Бардин, А. В. Пивкин

ИЗЛУЧАЮЩАЯ СПОСОБНОСТЬ СВАРОЧНОГО КАБЕЛЯ

Появление сварочных инверторов переменного тока частоты ультразвукового диапазона привело к необходимости решения новых вопросов по оценке уровня электромагнитных излучений (на предмет соответствия требованиям стандартов) не только самого аппарата, но и сварочного кабеля. В статье путем компьютерного моделирования и физического эксперимента дается оценка величины напряженности электрического поля сварочного кабеля в ближней зоне. ГОСТ не дает предельных значений напряженности на расстоянии менее 10 м, но даже при сварочных токах не превышающих 160 А она оказывается достаточно высокой, и это обстоятельство должно учитываться при создании технологий дуговой сварки токами высокой частоты.

Ключевые слова: сварочный инвертор, высокочастотная сварка, спектр тока, излучение кабеля.

The emergence of ultrasonic range alternating current welding inverters resulted in necessity to solve new problems concerning the assess of electromagnetic radiation level (for compliance with standards), not only of the device itself, but also of the welding cable. The article gives the evaluation of welding cable electric field intensity in the near zone by computer simulation and physical experiment. The Standard does not define intensity limit value at a distance of less than 10 meters, but even with welding currents not exceeding 160 A, it appears to be high enough and this should be taken into consideration when creating a technology of high frequency arc welding.

Key words: welding inverter, high-frequency welding, current spectrum, cable radiation.

Современная электросварочная техника становится все более “электронной”, т. е. традиционные трансформаторно-дроссельные аппараты успешно вытесняются малогабаритными сварочными инверторами с широкими сервисными возможностями. Абсолютное большинство представленных на рынке сварочных инверторов предназначены для осуществления дуговой сварки металла только постоянным током. В тоже время выявлено, что сварка переменным током частоты ультразвукового диапазона позволяет повысить качество сварных соединений и увеличить КПД сварочных устройств [1, 2]. Но при переходе на такую технологию сварки возникает вопрос, связанный с обеспечением ЭМС. Сварочный ток в таких аппаратах с учетом специфики ШИМ регулирования имеет форму знакопеременных импульсов с изменяющейся скважностью. Известно, что последовательность периодических импульсов имеет широкий гармонический состав тока. При работе сварочного аппарата через сварочный кабель протекают значительные токи, а ширина их спектрального состава достигает 400–500 кГц. В момент обрыва дуги появляется спектр тока на частоте 4–5 МГц. На рис. 1 приведен спектральный состав тока, характерный для сварочного аппарата, работающего на частоте 25 кГц.

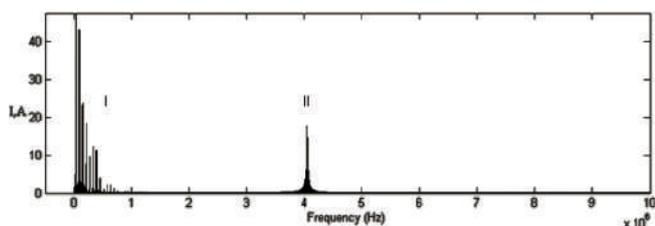


Рис. 1. Спектральный состав выходного тока инверторного сварочного аппарата знакопеременного тока: I – в режиме сварки; II – в момент обрыва дуги

Такой спектральный состав тока, протекающего через кабель, позволяет рассматривать его как излучающую антенну, генерирующую в пространство электромагнитную энергию. При оценке пространственной напряженности электромагнитного поля принято рассматривать две зоны пространства – дальнюю и ближнюю. Дальней считается зона, в которой справедливо следующее выражение: $r \gg \lambda$ где r – расстояние от фазового центра антенны, λ – длины волн. Ближней считается зона для которой справедливо неравенство $r \ll \lambda$. Известно, что в ближней зоне напряженность электрического поля уменьшается с расстоянием пропорционально третьей степени расстояния, а магнитного поля пропорционально квадрату расстояния [3]. В дальней зоне напряженность электромагнитного поля убывает по закону $1/r$. Кроме того, напряженность поля излучения сильно зависит от соотношения длины антенны и длины генерируемой волны источника. Максимальная мощность излучения достигается при условии равенства длины антенны длине волны $L = \lambda$. Поскольку в рассматриваемом случае длина кабеля L составляет всего несколько метров, что существенно меньше длины волны, то можно полагать, что напряженность поля в дальней зоне будет весьма незначительной и может не фиксироваться приборами. Но в ближней зоне на расстоянии от нескольких десятков сантиметров до нескольких метров уровень излучения может быть весьма значительным и представлять опасность для близкорасположенной электронной аппаратуры и для сварщика. Нас интересует вопрос о величине напряженности поля сварочного кабеля в ближней зоне. Известно, что даже бытовые линии электропередач на частоте 50 Гц дают поле излучения, которое легко обнаруживается на расстоянии нескольких сантиметров с помощью элементарной

катушки индуктивности. И это при токе бытовой сети не более 16 А. В нашем случае токи на частотах килогерцового диапазона могут достигать 160 и более ампер.

Ниже приводятся результаты расчетной оценки напряженности поля создаваемого сварочным кабелем при работе аппарата со знакопеременной формой тока на рабочей частоте 25 кГц.

На рис. 2 представлена структура системы, состоящей из источника сварочного тока, имеющего форму знакопеременных импульсов с изменяющейся скважностью и амплитудой 160 А, и двухпроводного сварочного кабеля длиной L , равной 3 м. В данной задаче излучающей антенной будет являться рамка сложной формы, одна часть которой образована электродом и держателем электрода, а другая – сварочным аппаратом и кабелем. Со стороны электрода рамка замыкается сварочной дугой.

Наибольшую опасность в части электромагнитной совместимости (ЭМС) в данном случае может представлять поле излучения в ближней зоне.

Сварочный кабель в форме модели рамочной антенны представлен на рис. 3. С помощью такой модели можно оценить значения векторов \mathbf{E} и \mathbf{H} электромагнитного поля рамки.

Оценка напряженности электрического поля с учетом углов θ и φ была проведена в прямоугольной системе координат для момента обрыва дуги ($I = 18 \text{ А}$, $f = 4 \text{ МГц}$) и в режиме горения дуги. Результаты приведены на рис. 4 и 5.

Из рис. 4 видно, что наибольшее значение напряженности электрического поля в ближней зоне равно 451 В/м (173 дБмкВ/м).



Рис. 2 ИИСТ знакопеременного тока совместно со сварочным кабелем: L – длина сварочного кабеля

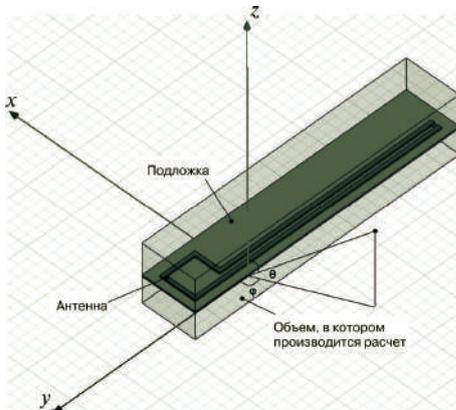


Рис. 3. Модель рамочной антенны в программе Ansoft HFSS

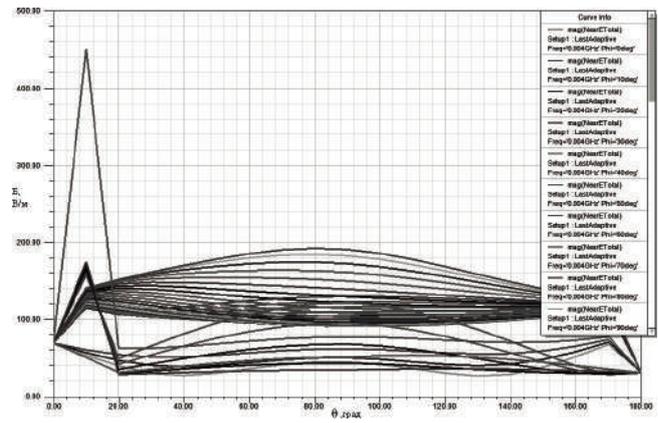


Рис. 4. График зависимости напряженности электрического поля E в ближней зоне при обрыве дуги, от θ и φ (частота 4 МГц)

Во втором случае значение напряженности составляет 200 В/м (166 дБмкВ/м).

Для экспериментальной оценки поля сварочного кабеля инверторного сварочного аппарата знакопеременного тока были произведены непосредственные измерения на физическом макете сварочного аппарата с кабелем длиной 3 м при максимальном значении сварочного тока 160 А и нагрузке 0,3 Ом на расстоянии 0,1 м от поверхности кабеля. Измерение электромагнитного поля создаваемого сварочным кабелем осуществлялось с помощью измерителя электромагнитного поля АКТАКОМ АТТ-8509 с широким частотным диапазоном. Измерения проводились в трех точках сварочного кабеля:

- 1) около зажимов сварочного аппарата;
- 2) в середине сварочного кабеля;
- 3) около зажимов нагрузки.

Измерения проводились датчиком EP-04L в диапазоне частот 100 кГц–100 МГц.

В результате измерений были получены следующие значения напряженности электрического поля в В/м и дБмкВ/м:

- 1) около зажимов сварочного аппарата: 100 В/м (160 дБмкВ/м);

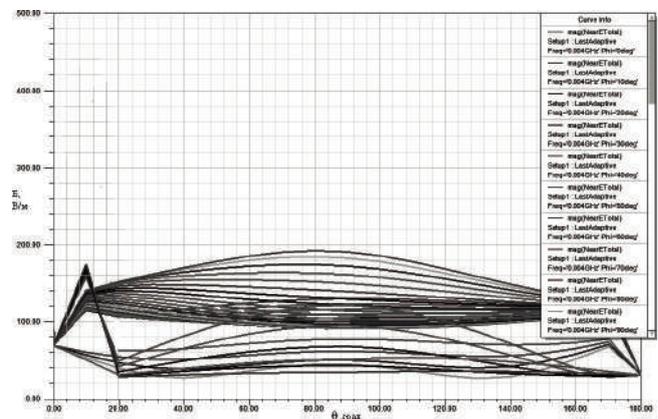


Рис. 5. График зависимости напряженности электрического поля E в ближней зоне в режиме горения дуги, от θ и φ

- 2) в середине сварочного кабеля: 272 В/м (168 дБмкВ/м);
- 3) около зажимов нагрузки: 200 В/м (166 дБмкВ/м).

Эти значения удовлетворительно коррелируют с расчетным значением напряженности поля, полученным для режима горения дуги (рис. 5).

В действующем ГОСТ Р 51318.11-99 “Совместимость технических средств электромагнитная. Радиопомехи промышленные от промышленных, научных медицинских и бытовых устройств. Нормы и методы испытаний” приведены следующие предельные нормы излучаемых промышленных помех устройств класса Б (сварочный инвертор относится к устройствам класса Б).

Из табл. 1 видно, что нормы приводятся при расстоянии измерения равном 10 м. На данном расстоянии прибор АКТАКОМ АТТ-8509 не фиксировал значений напряженности электромагнитного поля (разрешающая способность АТТ-8509 0,01 В/м). Фиксация значений начиналась только на расстоянии равном 1 м и ближе.

Таблица 1

Полоса частот, МГц	Электрическая составляющая (квазипиковое значение) при измерительном расстоянии 10 м, дБ (мкВ/м)
0,15–30	–
30–230	30
230–1000	37

Из табл. 1 видно, что нормы приводятся при расстоянии измерения равном 10 м. На данном расстоянии прибор АКТАКОМ АТТ-8509 не фиксировал значений напряженности электромагнитного поля (разрешающая способность АТТ-8509 0,01 В/м). Фиксация значений начиналась только на расстоянии равном с 1 м и ближе. Следовательно, в статическом режиме работы (без обрыва электрической дуги) излучение сварочного кабеля также не представляет опасности с учетом требований ГОСТа.

Но, в тоже время, непосредственно около сварочного кабеля напряженность поля имеет весьма большие значения (451 В/м при обрыве дуги и 272 В/м при горении дуги). Такие значения напряженности поля могут оказывать негативное влия-

ние на работу близкорасположенной электронной техники, и, возможно, и на организм человека. Но этот вопрос относится к медицине.

Выводы

1. Компьютерное моделирование позволяет предварительно оценить уровень напряженности поля электрического кабеля силовых преобразовательных устройств с широким спектральным составом тока.

2. В результате теоретических и экспериментальных исследований поля излучения сварочного кабеля инверторного сварочного аппарата, работающего на частоте 25 кГц, выявлено, что излучение кабеля на расстоянии более 10 м не представляет никакой опасности для технических устройств и людей.

3. В ближней зоне излучение сварочного кабеля весьма значительно и может создавать проблемы при работе близкорасположенной электронной аппаратуры.

4. Действующий ГОСТ не нормирует предельных значений напряженности электрического поля в ближней зоне в диапазоне частот 0,15–30 МГц, но с учетом развития импульсной силовой техники, работающей на частотах килогерцового диапазона, такая необходимость вероятно существует.

Литература

1. Бардин В. М., Борисов Д. А., Земсков А. В., Пивкин А. В. Новый класс сварочных инверторов. – Электротехника, № 6, 2012, С.60–65
2. Бардин В. М., Борисов Д. А. Целесообразность и возможность создания сварочного аппарата переменного тока высокой частоты. – Сварочной промышленность, № 6, 2010, С26–28
3. Петров Б. М. Электродинамика и распространение радиоволн: Учебник для вузов / Б. М. Петров – 2-е изд. испр. – М.: Горячая линия.

Бардин Вадим Михайлович, профессор кафедры радиотехники Мордовского государственного университета, тел.: 8-(8342)-29-05-79, 8-917-692-85-12, e-mail: vbardin@rambler.ru

Пивкин Антон Викторович, аспирант кафедры радиотехники Мордовского государственного университета, тел.: 8-902-666-18-97, e-mail: antonyxy@gmail.com.

В. Н. Мелешкин, С. Н. Шипаева

АНАЛИЗ ТРЕХФАЗНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ СО СГЛАЖИВАЮЩИМ КОНДЕНСАТОРОМ

V. N. Meleshkin,
S. N. ShipaevaAnalysis of three-phase rectifier
with smoothing capacitor

Предпринята попытка более строгого анализа процессов в трехфазном выпрямителе со сглаживающим конденсатором. Целью анализа является уточнение методики расчета показателей выпрямителя и параметров его элементов, удовлетворяющих заданным исходным требованиям. Результаты расчета представлены таблицей основных параметров исследуемого выпрямителя и проверены компьютерным моделированием.

Ключевые слова: трехфазный выпрямитель, емкостный фильтр, анализ процессов выпрямления, расчет основных показателей, выбор параметров элементов, компьютерная проверка расчетов.

An attempt of more strict analysis of processes in three-phase rectifier with smoothing capacitor is undertaken. The purpose of this analysis is to specify the design procedure of characteristic values of the rectifier as well as parameters of its components meeting the set of initial requirements. Results of calculation are presented by the table of key parameters of the studied rectifier and the results are checked up by computer modeling.

Keywords: three-phase rectifier, capacitor filter, analysis of rectifying processes, calculation of basic indicators, selection of parameters of components, computer aided analysis and check of calculations.

Как правило, неуправляемые трехфазные выпрямители используются в сочетании со сглаживающими накопителями энергии — емкостными, индуктивными и комбинированными, причем процессы в них достаточно хорошо исследованы, и в настоящее время существует множество разнообразных инженерных методик для определения основных параметров этих преобразователей. Примером здесь может служить статья О. З. Попкова и Е. Е. Чаплыгина [1], посвященная расчету однофазного и трехфазного выпрямителей с емкостным фильтром. Эта работа выполнена методически грамотно, а результаты расчета сведены в таблицы, удобные для практического использования. В частности, получены расчетные данные для выбора конденсаторов и диодов, определения составляющих коэффициента мощности и гармоник сетевого тока выпрямителя. Однако авторы признают, что допущения, оправданные при анализе однофазного выпрямителя, “в трехфазном выпрямителе оказываются достаточно грубыми” и потому результаты его расчета нуждаются в уточнении путем “последовательных итераций при определении емкости фильтра”.

В настоящей статье предпринята попытка более строгого анализа процессов в трехфазном выпрямителе со сглаживающим конденсатором. Целью анализа является уточнение методики расчета показателей выпрямителя и параметров его элементов, удовлетворяющих заданным исходным требованиям. Схема исследуемого выпрямителя приведена на рис. 1.

Предварительно сделаем допущение об идеальности элементов схемы рассматриваемого трехфазного выпрямления (пренебрежимо малое

внутреннее сопротивление и симметрия фазных напряжений источника, пренебрежимо малые прямое сопротивление и обратная проводимость диодов, пренебрежимо малые внутренние сопротивление и индуктивность конденсатора, пренебрежимо малые внутренние индуктивность и емкость нагрузки, а также линейность ее вольтамперной характеристики).

Как известно, период выходного напряжения в мостовом трехфазном выпрямителе в шесть раз меньше периода входного напряжения. Поэтому процессы выпрямления и сглаживания напряжения в выпрямителе целесообразно рассматривать на временном интервале от 0 до $\pi/3\omega$, который естественным образом разбивается на две части:

- время разряда конденсатора на нагрузку ($0 \dots \Delta T$);
- время заряда конденсатора от источника ($\Delta T \dots \pi/3\omega$),

ΔT — момент времени, соответствующий окончанию процесса разряда;

ω — угловая частота линейного напряжения;

$\pi/3\omega$ — период выходного напряжения.

Для определенности положим, что в рассматриваемом процессе разряда конденсатора наибольшим из трех линейных напряжений источника является напряжение

$$u_{ab}(t) = U_m \cdot \cos[\omega \cdot (t + t_0)], \quad (1)$$

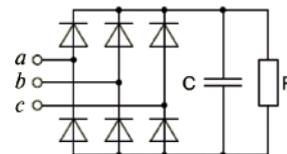


Рис. 1. Схема трехфазного выпрямителя

где U_m – амплитуда линейного напряжения источника;

t_0 – временной сдвиг, отделяющий начало разряда конденсатора от амплитуды линейного напряжения.

При таком выборе начала отсчета времени процесс разряда конденсатора описывается экспоненциальной функцией

$$f(t) = F \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (2)$$

где F – начальное напряжение на конденсаторе;

τ – постоянная времени цепи разряда.

В последующем процессе заряда конденсатора напряжение на нем совпадает с линейным напряжением

$$u_{ac}(t) = U_m \cdot \sin[\omega \cdot (t + t_0) + \pi/6], \quad (3)$$

которое следует во времени за исходным напряжением $u_{ab}(t)$.

На границах названных интервалов справедливы следующие три равенства:

$$u_{ab}(0) = f(0); f(\Delta T) = U_{\min}; u_{ac}(\Delta T) = U_{\min}, \quad (4)$$

где U_{\min} – минимальное значение (минимум) выходного напряжения.

Последующий анализ проведем в предположении, что три из семи величин, входящих в приведенные соотношения (1–4), являются заданными, например:

$$U_m = 380\sqrt{2} \text{ В}; \omega = 100\pi \text{ рад/с}; U_{\min} = 500 \text{ В}. \quad (5)$$

Тогда в трех граничных равенствах (4) остаются неизвестными в общей сложности четыре величины ($t_0, F, \tau, \Delta T$). Недостающее равенство получается из условия одинаковых производных линейного напряжения $u_{ab}(t)$ и напряжения на конденсаторе $f(t)$

$$\frac{du_{ab}(t)}{dt} = u_{ab}(t); \frac{df(t)}{dt} = v(t)$$

в начальный момент времени:

$$u_{ab}(0) = v(0). \quad (6)$$

Решая полученную систему нелинейных алгебраических уравнений (4, 6), находим:

$$t_0 = 0,000373; F = 533,721; \tau = 0,02706; \Delta T = 0,001766. \quad (7)$$

Проверка показывает, что найденное решение удовлетворяет исходной системе уравнений:

$$u_{ab}(0) = f(0) = 533,72; f(\Delta T) = u_{ac}(\Delta T) = 500; \\ u_{ab}(0) = v(0) = -19724.$$

Графической иллюстрацией проведенного анализа могут служить временные диаграммы напряжений, представленные на рис. 2, где изображены зависимости $u_{ab}(t), u_{ac}(t)$ и $f(t)$ на интервале от 0 до $\pi/3\omega$, а также соответствующие им заданные величины U_m и U_{\min} .

Полученные результаты (7) позволяют рассчитать все основные параметры исследуемого выпрямителя с использованием следующих простых соотношений:

$$\Delta U = U_m - U_{\min}; \Delta = \Delta U/U_m; R = U^2/P;$$

$$\Delta C = \tau/R; J = I\sqrt{2}; S = I \cdot U_m \sqrt{3/2};$$

$$J_m = C v_{ac}(\Delta T) + u_{ac}(\Delta T)/R; \chi = P/S,$$

где ΔU и Δ – абсолютный и относительный размах пульсаций выходного напряжения;

I и U – действующие значения линейного тока и выходного напряжения;

P – мощность нагрузки (дополнительно задаваемая величина);

R и C – сопротивление нагрузки и емкость конденсатора;

I_C – действующее значение тока в конденсаторе;

J_m и J – пиковое и действующее значения тока в диоде;

S и χ – полная мощность и коэффициент мощности трехфазного источника.

Более сложный вид имеют формулы для вычисления интегральных параметров – среднего (U_0) и действующего значений выходного напряжения, а также действующих значений тока в конденсаторе и линейного тока. В частности, среднее значение выходного напряжения определяем как сумму составляющих, соответствующих двум указанным ранее временным интервалам:

$$U_0 = \frac{3\omega}{\pi} \left(\int_0^{\Delta T} f(t) dt + \int_{\Delta T}^{\frac{\pi}{3\omega}} u_{ac}(t) dt \right).$$

Аналогичным образом вычисляется действующее значение выходного напряжения

$$U = \sqrt{\frac{3\omega}{\pi} \left(\int_0^{\Delta T} f^2(t) dt + \int_{\Delta T}^{\frac{\pi}{3\omega}} u_{ac}^2(t) dt \right)}$$

и тока в конденсаторе

$$I_C = C \sqrt{\frac{3\omega}{\pi} \left(\int_0^{\Delta T} v^2(t) dt + \int_{\Delta T}^{\frac{\pi}{3\omega}} v_{ac}^2(t) dt \right)},$$

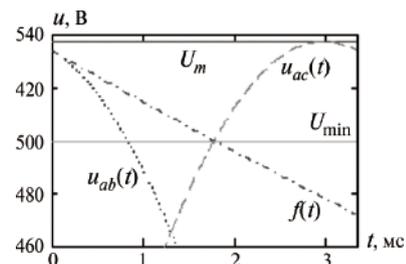


Рис. 2. Временные диаграммы напряжений

где

$$v_{ac}(t) = \frac{du_{ac}(t)}{dt}.$$

Особенность вычисления действующего значения линейного тока состоит в том, что он формируется только на этапе заряда и содержит две составляющие – ток конденсатора и ток нагрузки:

$$I = \sqrt{\frac{2\omega}{\pi} \int_{\Delta T}^{\frac{\pi}{\Delta T}} \left[C v_{ac}(t) + \frac{u_{ac}(t)}{R} \right]^2 dt}.$$

Как видно, усреднение интеграла в этой формуле осуществляется с учетом нулевых пауз в линейном токе (продолжительностью в среднем по $\pi/6\omega$).

Используя приведенные выше формулы, рассчитаем основные параметры трехфазного выпрямителя мощностью 1 кВт при линейном напряжении 380 В и представим их в виде табл. 1. Величины U_{\min} в таблице взяты из диапазона $(\sqrt{3}/2 \dots 1)U_m$ с шагом 10 В, исключая крайние значения, которые близки к предельным в принятых допущениях. При этом, как показывают расчеты, относительный размах пульсаций (Δ) выходного напряжения в процентном выражении изменяется в пределах от 13,4 до 0,07%. Средние (U_0) и действующие (U) значения выходного напряжения практически совпадают, увеличиваясь с ростом U_{\min} от 513 до 537 В. Соответственно возрастает и сопротивление нагрузки R (от 264 до 289 Ом), что обусловлено заданным постоянством выходной мощности (1 кВт).

Постоянная времени цепи разряда в этих условиях возрастает от 5,6 мс до 4,3 с, то есть почти на три порядка. Аналогичным образом изменяется и требуемая емкость конденсатора (от 20 до 15000 мкФ). Столь существенное увеличение емкости сопровождается изменением действующего значения тока в конденсаторе от 1 до 11 А, которое необходимо

учитывать при выборе типа конденсатора.

Действующее значение тока в каждом из шести диодов выпрямителя увеличивается при этом в пять раз (от 1,3 до 6,4 А), а его пиковое значение возрастает с 3,6 до 99 А, т. е. почти в 30 раз, что может оказаться определяющим при выборе типа диода. Разумеется, такой результат является следствием принятого допущения о пренебрежимо малом внутреннем сопротивлении трехфазного источника, но он позволяет уточнить допустимую величину этого сопротивления (например, 0,01 Ом при допустимом импульсном падении напряжения в источнике 1 В).

С увеличением емкости конденсатора в названных пределах пятикратно возрастают и действующее значение линейного тока (от 1,8 до 9 А) и полная входная мощность выпрямителя (от 1200 до 6000 ВА). При неизменной активной мощности это приводит к значительному (сопоставимому) уменьшению коэффициента мощности от 0,84 до 0,17. Уместно напомнить о том, что, как известно, предельное значение коэффициента мощности (в отсутствие конденсатора) составляет 0,955.

Изложенное позволяет заключить о том, что наиболее предпочтительным является размах пульсаций на уровне 7% (соответствующий минимуму выходного напряжения 500 В), при котором емкость конденсатора составляет 100 мкФ, действующее значение тока через него равно 2,6 А (что сопоставимо с действующим значением линейного тока), действующее значение тока в диоде не превышает 2 А (при пиковом значении 8 А), а коэффициент мощности равен 0,58. Отметим кстати, что указанное значение емкости соответствует известному удельному показателю 100 мкФ/кВт.

Достоверность расчетных параметров, приведенных в табл. 1, подтверждена выборочной проверкой их посредством компьютерного моделирования (пакет MATLAB R2007b, программа Simulink v.7.0). Трехфазный источник в модели имеет внутреннее

Таблица 1. Параметры трехфазного выпрямителя со сглаживающим конденсатором

$U_{\min}, \text{В}$	465,41	470	480	490	500	510	520	530	535	537
Δ	0,1340	0,1254	0,1068	0,0882	0,0696	0,0510	0,0324	0,0138	0,0048	0,0007
$U_0, \text{В}$	513,18	513,65	515,70	518,49	521,79	525,50	529,55	533,92	536,24	537,20
$U, \text{В}$	513,63	514,07	516,01	518,70	521,92	525,57	529,57	533,92	536,24	537,20
$R, \text{Ом}$	263,82	264,27	266,27	269,05	272,40	276,22	280,45	285,07	287,55	288,59
$\tau, \text{с}$	0,0056	0,0085	0,0129	0,0186	0,0271	0,0419	0,0745	0,2004	0,6755	4,2975
$C, \text{мкФ}$	21,224	32,167	48,570	69,026	99,335	151,61	265,75	702,99	2349,0	14892
$I_C, \text{А}$	1,0538	1,4728	1,8769	2,2198	2,5788	3,0094	3,6192	4,8341	6,7391	10,926
$J, \text{А}$	1,2781	1,4087	1,5576	1,6975	1,8549	2,0556	2,3569	2,9931	4,0371	6,3992
$J_m, \text{А}$	3,5557	4,4118	5,4901	6,6067	7,9826	9,9153	13,179	21,489	39,308	98,985
$I, \text{А}$	1,8076	1,9922	2,2028	2,4006	2,6231	2,9071	3,3331	4,2329	5,7092	9,0499
$S, \text{ВА}$	1189,7	1311,2	1449,9	1580,0	1726,5	1913,4	2193,8	2786,0	3757,7	5956,4
λ	0,8406	0,7627	0,6897	0,6329	0,5792	0,5226	0,4558	0,3589	0,2661	0,1679

сопротивление по 0,01 Ом в каждой фазе, диоды выпрямителя в проводящем состоянии характеризуются начальным падением напряжения 0,8 В и дифференциальным сопротивлением 1 МОм, а в непроводящем состоянии – сопротивлением 100 кОм. На модели исследованы в общей сложности семь из десяти расчетных режимов работы трехфазного выпрямителя (при параметрах конденсатора и нагрузки, указанных в столбцах 1, 2, 5 и 7–10 табл. 1). Результаты моделирования отличаются от расчетных значений не более чем на 0,2–0,4% (для U_{\min} и U_0 во всех 7 столбцах) и не более 0,4–0,6% (для I_C , J , I , S и χ – в столбцах 1, 2, 5 и 7). Однако с увеличением емкости до 700–2350 мкФ (столбцы 8 и 9) расхождения возрастают до 5% (для I_C , J , I , S и χ), что объясняется влиянием внутреннего сопротивления трехфазного источника.

Приведенные в табл. 1 результаты расчета могут быть обобщены и на другие исходные данные. Пусть, к примеру, угловая частота (ω) линейного напряжения увеличилась в 8 раз (что соответствует увеличению круговой частоты с 50 до 400 Гц). Тогда (при прочих равных условиях) элементы строки “С” следует уменьшить также в 8 раз – и это единственно необходимое изменение в таблице.

Пусть далее в исходных данных выходная мощность выпрямителя возросла с 1 до 5 кВт, т. е. в 5 раз. В таком случае необходимо пропорционально уменьшить элементы строки “R” и соответственно увеличить элементы строк “С”, “ I_C ”, “J”, “ J_m ”, “I” и “S” – остальные величины, приведенные в табл. 1, остаются неизменными. В частности, если приемлемый минимум выходного напряжения составляет 510 В, то сопротивление нагрузки оказывается равным 55,24 Ом, емкость и ток конденсатора – 758 мкФ и 15,05 А, ток диода – 10,28 А (пиковый ток 49,6 А), линейный ток – 14,53 А, и полная мощность – 9567 ВА. При этом, как следует из табл. 1, относительный размах пульсаций равен 0,051, среднее значение выходного напряжения – 525,5 В (действующее значение – 525,6 В), а коэффициент мощности – 0,523.

Завершая возможное обобщение табл. 1, отметим, что при уменьшении амплитуды линейного напряжения, например, в $\sqrt{3}$ следует пропорционально уменьшить элементы строк “ U_{\min} ”, “ U_0 ” и “U”, элементы строки “R” необходимо уменьшить в 3 раза, а элементы строки “С” увеличить в 3 раза. В таком случае элементы строк “ I_C ”, “J”, “ J_m ” и “I” надлежит увеличить в $\sqrt{3}$, а строки “S” и “ χ ” оставить неизменными.

Результаты выполненного анализа позволяют сделать следующие выводы.

1. Процессы выпрямления и сглаживания напряжения в трехфазном выпрямителе описываются тремя временными зависимостями (два линейных

напряжения и напряжение на конденсаторе), характеризующимися в общей сложности семью параметрами, три из которых (амплитуда и частота линейного напряжения, минимум выходного напряжения) являются независимыми и могут рассматриваться как исходные данные.

2. Четыре зависимых параметра, характеризующие процесс разряда конденсатора (временной сдвиг, начальное напряжение, постоянная времени и интервал разряда) определены решением системы нелинейных алгебраических уравнений на границах временных интервалов разряда и заряда.

3. По результатам анализа предложено в общей сложности двенадцать соотношений, которые при заданной выходной мощности выпрямителя позволяют вычислить все его основные показатели (абсолютный и относительный размах пульсаций выходного напряжения, его среднее и действующее значения, сопротивление нагрузки и емкость конденсатора, действующее значение тока в конденсаторе, действующее и пиковое значения тока в диодах, а также линейный ток, полную мощность и коэффициент мощности).

4. Для возможных значений минимума выходного напряжения (от 465 до 537 В с шагом 10 В) предложенные соотношения позволили рассчитать все упомянутые показатели, по совокупности которых предпочтение отдано режиму с минимумом напряжения 500 В (размах пульсаций 7%, емкость конденсатора 100 мкФ/кВт, коэффициент мощности 0,58).

5. Результаты аналитических расчетов подтверждены выборочной проверкой их на компьютерной модели (пакет MATLAB R2007b, программа Simulink v.7.0). Для большей части рассмотренных режимов выпрямителя результаты моделирования отличаются от расчетных значений не более чем на 0,4–0,6%, однако с увеличением емкости конденсатора до 700–2500 мкФ/кВт расхождения возрастают до 5% и более, что объясняется влиянием внутреннего сопротивления трехфазного источника.

6. Показано, что результаты указанных вычислений могут быть обобщены и на другие значения исходных данных (в частности, частота или амплитуда входного напряжения, выходная мощность и прочее).

Литература

1. Попков О. З., Чаплыгин Е. Е. Расчет выпрямителей с емкостным фильтром. – Практическая силовая электроника, 2007 г., выпуск 25, С. 15–19.

Мелешкин Валерий Николаевич, к. т. н., доцент, тел.: +7(916) 310-21-84, e-mail: vanimel@mail.ru;

Шипаева Светлана Николаевна, тел.: +7(916) 960-78-30, e-mail: svenikshi@mail.ru.

Д. А. Шевцов, Л. Н. Воронина

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ИЗВЕСТНЫХ МЕТОДОВ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ РАБОТЫ ИНВЕРТОРОВ

D. A. Shevtsov, L. N. Voronina

Analysis of known methods of parallel operation of inverters provision

В статье рассматриваются два известных метода обеспечения параллельной работы инверторов, основанные на синхронизации задающих генераторов – метод прямой импульсной синхронизации и метод фазовой автоподстройки частоты и анализируются их преимущества и недостатки.

Ключевые слова: параллельное соединение инверторов, синхронизация задающих генераторов.

The paper considers two known methods of parallel inverters operation, based on synchronization of master clocks. These methods are direct pulse synchronization and phase automatic frequency control.

Key words: parallel connection of inverters, synchronization of setting generators.

Инверторы являются одним из классов источников вторичного питания (ИВЭП), предназначенных для преобразования электроэнергии одного вида и качества, поступающей от первичного источника, в энергию другого вида и качества, поступающую к потребителю. ИВЭП широко используются в наземных стационарных установках, а также на борту подвижных объектов для питания различной радиоэлектронной аппаратуры и электромеханических устройств [1].

Транзисторные инверторы необходимы для преобразования энергии постоянного напряжения (тока) в энергию переменного напряжения (тока) [2]. Они могут быть как самостоятельными устройствами, так и составной частью например:

- источников бесперебойного питания (ИБП), необходимых для питания нагрузок, не допускающих даже кратковременных перебоев в подаче электроэнергии;

- преобразователей частоты или регуляторов синхронных и асинхронных двигателей и т. д.

В настоящее время бурно развивается производство альтернативных источников электроэнергии – солнечные батареи и ветроэнергетика. Их энергия не может быть эффективно использована без предварительного преобразования в одну из стандартных форм. Эта задача решается использованием инверторов [3].

Возрастающие требования к ИВЭП требуют увеличения мощности преобразователей, но поскольку разработка более мощных устройств не всегда оказывается целесообразной с экономической точки зрения, в ряде случаев более выгодно использовать параллельное соединение инверторов (рис. 1).

Этот способ, называемый модульным и получивший в последнее десятилетие широкое распространение, позволяет наряду с наращиванием мощности изделий резервировать их без прерывания выходных параметров. Для простоты, с конструктивной точки зрения, целесообразно использовать однофазные преобразователи.

Одна из известных структурных схем однофазного инвертора напряжения приведена на рис. 2, где: *ЗГ* – задающий генератор; *УСР* – усилитель сигнала рассогласования; *ШИМ* – широтно-импульсный модулятор; *РИУ* – регулятор импульсов управления; *СПК* – силовой каскад; *ВСФ* – выходной силовой фильтр; *ДТ* – датчик тока; *БОТ* – блок ограничения тока; *ДВН* – датчик выходного напряжения; *Н* – нагрузка.

Обеспечение параллельной работы инверторов представляет определенные трудности.

Предположим, что два инвертора работают параллельно, и напряжение на выходе синусоидально. Синусоидальность обеспечивается выходными

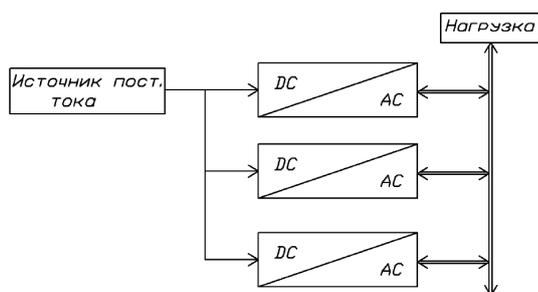


Рис. 1. Параллельное соединение инверторов

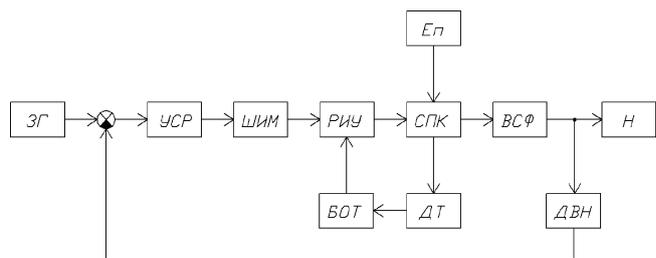


Рис. 2. Структурная схема однофазного инвертора напряжения

фильтрами. Если выходные напряжения инверторов $U_{И1}$ и $U_{И2}$ совпадают по фазе, но различаются по амплитуде, то между этими инверторами возникает реактивный уравнивающий ток I_y :

$$I_y = \frac{\Delta U}{2X_{L\phi}} = \frac{K_{cx}\Delta U_d}{2\omega L_{\phi}}; \quad (1)$$

где $\Delta U = |U_{И1} - U_{И2}|$ – модуль разности действующих значений первых гармоник выходных напряжений;

K_{cx} – коэффициент схемы, учитывающий связь между выходными напряжениями $U_{И1}$, $U_{И2}$ и средним напряжением на входе инверторов U_d ;

ΔU_d – разность средних значений входных напряжений инверторов.

Если же $U_{И1}$ и $U_{И2}$ равны по амплитуде, но не совпадают по фазе, то уравнивающий ток I_y будет определяться выражением:

$$I_y \approx \frac{K_{cx}U_d \operatorname{tg}\theta}{2\omega L_{\phi}}, \quad (2)$$

где: θ – угол расфазировки;

U_d – входное напряжение.

При несовпадении одновременно и фазы, и амплитуды выходных напряжений имеют место и активная и реактивная составляющие уравнивающего тока. Аналогичным образом уравнивающие токи возникают в параллельно работающих синхронных генераторах [4].

Существующие на данный момент методы обеспечения параллельной работы однофазных инверторов сводятся к синфазной синхронизации задающих генераторов (ЗГ), которые являются обязательной составной частью данного вида преобразователей (рис. 2).

Одним из главных требований к инверторам является обеспечение на нагрузке электроэнергии необходимого качества. Поэтому проектируемая система параллельно работающих модулей должна соответствовать следующим условиям:

- возобновление работы любого модуля (после устранения неисправности) в работающей системе без перестановки связей и скачка фазы.
- сохранение синфазности системы и ее частоты при обрыве одной синхронизирующей связи.
- отсутствие конструктивно объединенных централизованных устройств.

Синхронизация ЗГ может осуществляться двумя способами: прямой импульсной синхронизацией и методом фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Для каждого способа существует своя структура схемы синхронизирующих связей (рис. 3) [4].

В общем случае структуры синхронизации должны:

- ▶ содержать минимальное число информационных связей между инверторами;

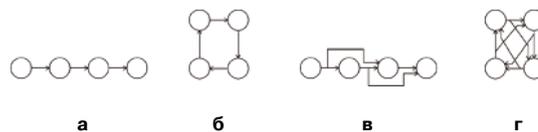


Рис. 3. Структуры схем для синфазной синхронизации: а – линейка; б – кольцо (для ФАПЧ синхронизации); в – линейка с обходами (для прямой синхронизации); г – кольцо с обходами

▶ обеспечивать:

- тождественность всех модулей;
- максимальную симметричность информационных связей;
- минимальную сложность аппаратной реализации.

Прямая импульсная синхронизация

При прямой импульсной синхронизации в качестве ЗГ используется релаксационная автоколебательная система. На практике для прямой синхронизации часто используют структуру синхронных связей “линейку с обходами” (рис. 3в). В ней имеется ведущий ЗГ, определяющий частоту последующих (ведомых) генераторов и отключающийся при любом отклонении частоты.

Метод фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ)

Схема фазовой автоподстройки частоты ЗГ [5] представлена на рис. 4, где: $ЗГ1$ – ведущий задающий генератор; $\PhiД$ – фазовый детектор; $\PhiНЧ$ – фильтр низких частот; A – усилитель; $ЗГ2$ – ведомый задающий генератор, в качестве которого используется генератор, управляемый напряжением.

Фазовый детектор сравнивает выходную частоту $ЗГ1$ и $ЗГ2$ и генерирует выходной сигнал, являющийся мерой их фазового рассогласования (рис. 7). После фильтрации и усиления этот сигнал воздействует на $ЗГ2$, приближая $f_{ЗГ2}$ к $f_{ЗГ1}$.

Режим захвата

В той части цикла, в которой $f_{ЗГ2}$ приближается к $f_{ЗГ1}$, форма сигнала рассогласования меняется более медленно и ненулевое среднее постоянное напряжение вводит систему ФАПЧ в режим захвата. На рис. 5 показано, как во время захвата изменяется управляющее напряжение на входе $ЗГ2$.

Но даже если $f_{ЗГ2}$ достигнет требуемого значения, это еще не означает, что система вошла в захват. Может отсутствовать синфазность. Именно это является причиной выброса кривой напряжения $U_{упрЗГ2}$ (рис. 5).

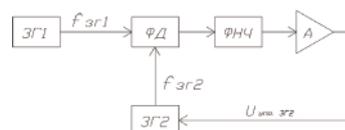


Рис. 4. Схема фазовой автоподстройки частоты

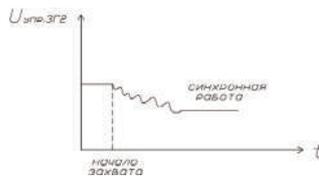


Рис. 5. Изменение управляющего напряжения во время захвата

Полоса слежения зависит от диапазона управляющих напряжений ЗГ2.

Рассмотрим подробнее некоторые компоненты ФАПЧ.

Фазовый детектор (ФД) чувствителен к относительному положению фронтов сигнала ЗГ1 и сигнала на выходе ЗГ2 (рис. 6).

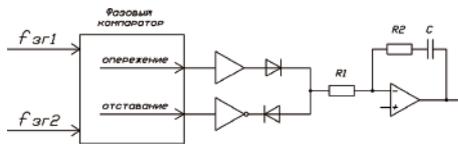


Рис. 6. Фазовый детектор

ФД формирует импульсы отставания или опережения в зависимости от того, до или после возникновения фронта сигнала ЗГ1 появляется сигнал с выхода ЗГ2.

Импульсы опережения (отставания) заряжают (разряжают) конденсатор до напряжения, необходимого для возврата ЗГ2 в синхронизм. Таким образом, во время действия импульсов опережения (отставания) выходная схема ФД отводит (отдает) ток в цепь (рис. 8).

Если рассогласование отсутствует выход ФД ведет себя как разомкнутая схема, а конденсатор “запоминает” напряжение, при котором ЗГ2 поддерживает необходимую частоту [5].

Фильтр низких частот (ФНЧ). Как было сказано выше фазовый детектор преобразует фазу в напряжение, являющееся мерой фазового рассогласова-

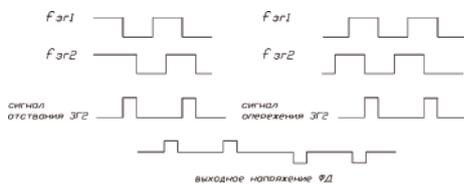


Рис. 7. Временные диаграммы, поясняющие работу ФД

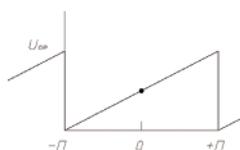


Рис. 8. Зависимость уровня выходного напряжения детектора от сдвига фаз

ния ЗГ1 и ЗГ2. А ЗГ2 в свою очередь преобразует это напряжение в частоту:

$$\omega_{ЗГ2} = U_{упрЗГ2} K_{ЗГ2} = d\varphi_{ЗГ2} / dt, \quad (3)$$

где: $K_{ЗГ2}$ – коэффициент передачи ЗГ2.

Следовательно,

$$\varphi_{ЗГ2} = \int U_{упрЗГ2} K_{ЗГ2} dt. \quad (4)$$

Таким образом ЗГ2 действует как интегратор и дает запаздывание по фазе на 90° . Для предотвращения неустойчивости в цепь обратной связи контура вводится ФНЧ, который помимо свойства сглаживания обеспечивает синхронизацию с нулевой разностью фаз между сигналом ЗГ1 и сигналом на выходе ЗГ2 (рис. 9а). Для того чтобы создать запас по фазе в ФНЧ последовательно с конденсатором включается резистор. Объединение характеристик ЗГ2 и фильтра дает диаграмму для общего коэффициента передачи контура (рис. 9в). Контур будет устойчив до тех пор, пока наклон характеристики будет составлять 6 дБ/октава в области единичной передачи контура. Частота единичной передачи f_2 должна быть достаточно низкой, чтобы сглаживать помехи и скачки сигнала ЗГ1 и обеспечивать малые флуктуации фазы выходного сигнала ЗГ2. Частота f_1 обычно выбирается в 3–5 раз меньше f_2 , что обеспечивает достаточный запас по фазе [5].

Оптимальной структурой для синхронизации методом ФАПЧ является кольцо (рис.3б). Частота кольца близка к среднему значению частоты генераторов, поэтому изменение собственной частоты одного ЗГ отражается на всей системе. В кольце с малым количеством ЗГ отклонение частоты может быть значительным и возникает необходимость определения неисправного генератора. Для этого используют соединение датчика частоты и датчика знака неисправности генератора [4].

Основным недостатком метода ФАПЧ является то, что он не обеспечивает синхронизацию по амплитуде, а также имеет низкое быстродействие и сложную реализацию.

Выводы

Во всех вышеописанных методах обеспечения параллельной работы инверторов используется

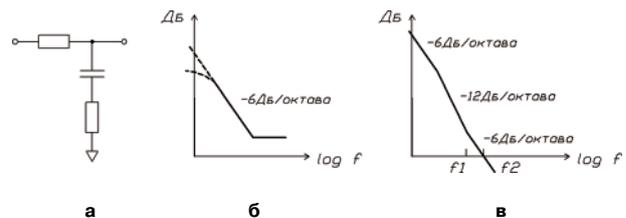


Рис. 9. Схема ФНЧ (а), ЛАХ ФНЧ (б) и ЛАХ коэффициента передачи контура (в)

режим “ведущий-ведомый”. При этом синхронизируются только ведомые задающие генераторы. Если ведущий генератор выйдет из строя, то не работоспособной оказывается вся система. Из этого следует, что *вышеприведенные методы синхронизации нельзя считать надежными и для СЭС ЛА они непригодны.*

Литература

1. *Шевцов Д. А.* Источники вторичного электропитания на основе высокочастотных транзисторных преобразователей постоянного напряжения: Учеб. пособие. – М.: Изд-во МАИ, 2003 – 60 с.: ил.

2. Источники вторичного электропитания / Под ред. Ю. И. Конева. – М.: Радио и связь, 1983. – 280 с.: ил.

3. *М. Ю. Кастров, И. С. Кузин, Г. В. Сорокин.* Транзисторные инверторы для электропитания средств связи. – Практическая силовая электроника, № 1(41), 2011, С. X–У.

4. *Розанов Ю. К., Рябчицкий М. В., Кваснюк А. А.* Силовая электроника. – М.: Изд-во МЭИ, 2009.

5. *Хоровиц П., Хилл У.* Искусство схемотехники: В 2-х т. Т.2. Пер. с англ. Изд. 3-е, стереотип. – М.: Мир, 1986. – 590 с., ил.

Шевцов Даниил Андреевич, д. т. н., профессор кафедры “Микроэлектронных электросистем” МАИ, тел.+7(499) 158-45-59;

Воронина Людмила Николаевна, аспирант кафедры “Микроэлектронных электросистем” МАИ, тел. +7(499)158-45-59, e-mail: Luda-voronina@mail.ru.

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

Публикация в сборнике 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 *Math Type* (стиль математический). **Обозначения в тексте, по возможности, не делать в редакторе формул;**
- ☞ Шрифт обозначений устройств (С – конденсатор, VD – диод, L – дроссель и т.п.) – прямой:
 - цифровое окончание обозначения устройства (C1, VD2 и т.п.) – не в индексе, шрифт прямой;
 - буквенное, цифровое+буквенное окончание обозначения устройства (C_д, L_{м1} и т.п.) – в индексе, шрифт прямой.
- ☞ Шрифт обозначений параметров (С – емкость, I – ток, L – индуктивность и т.п.) – наклонный:
 - буквенное, цифровое, буквенное+цифровое окончание обозначения параметров (I₁, L_с, 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, СМУК.

График выхода журнала

1-й выпуск года (№ 1)	2-й выпуск года (№ 2)	3-й выпуск года (№ 3)	4-й выпуск года (№ 4)
середина марта	середина июня	середина сентября	середина 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