

Главный редактор

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

Заместитель главного редактора

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

Редакционный совет

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

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

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

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

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

Ю. А. Губанов, д. т. н., профессор, главный научный сотрудник ОАО “Концерн “НПО “Аврора”

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

И. Н. Соловьев, к. т. н., доцент, кафедры микросистем 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 — общество с ограниченной ответственностью “ММП-Ирбис”

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

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

Подписано в печать 03.12.2020. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

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

Подписной индекс в каталоге Роспечати: **33154**

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

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

Содержание

Г. С. Мыцык, Тин Аунг Зо

Средства улучшения качества напряжения трехфазных инверторов при работе на несимметричную нагрузку 2

В. В. Харламов, Ю. В. Москалев, В. С. Лысенко

Моделирование работы преобразователя для подключения трехфазного асинхронного двигателя к однофазной сети 14

Г. В. Рошупкин

Формирователи траектории переключения для однофазного корректора коэффициента мощности 20

А. А. Малышев

Цепи вспомогательного питания ИВЭП на основе переключаемых конденсаторов 28

Г. В. Рошупкин

Методы симметрирования выходного напряжения однофазных двухполупериодных корректоров коэффициента мощности при несимметричной нагрузке 32

А. А. Притулкин

Ликвидация в авиационных сетях переменного тока параллельного дугового разряда при коммутации емкостно-резистивных нагрузок и источников вторичного электропитания 37

И. В. Твердов, А. В. Синяк, А. Н. Морозов

Преобразователи для блоков питания портативных и носимых радиостанций: текущее состояние, проблемы и топология 45

Е. А. Нестеренко, М. А. Новиков, И. А. Ошурков

Аналитическое нахождение оптимального режима работы корректора коэффициента мощности при различной мощности нагрузки 50

Г. С. Мыцык, Тин Аунг Зо

СРЕДСТВА УЛУЧШЕНИЯ КАЧЕСТВА НАПРЯЖЕНИЯ ТРЕХФАЗНЫХ ИНВЕРТОРОВ ПРИ РАБОТЕ НА НЕСИММЕТРИЧНУЮ НАГРУЗКУ

G.S. Mytsyk,
Tin Aung Zaw

В некоторых случаях применения ТИН (например, в авиационной электротехнике) к ним предъявляется требование одновременного питания от них не только трёхфазных, но и однофазных нагрузок. При выполнении ТИН по мостовой схеме наиболее простым решением этой задачи является использование в цепи его питания конденсаторного делителя (КД) напряжения. При этом нулевые точки нагрузок подключают к нулевой (средней) точке КД. Однако, это приводит к ухудшению качества выходного напряжения за счёт протекания в обоих типах нагрузок гармоник нулевой последовательности (ГНП). В работе выполнены исследования нового, наиболее простого в реализации технического решения по подавлению ГНП. Суть его заключается во введении особым образом в цепь питания ТИН с КД входного двухобмоточного трансформатора – ВТФ. Показано, что габаритная мощность ВТФ зависит от алгоритма управления ключами ТИН. Например, при π алгоритме она составляет 4,3%, а при ДШИМ алгоритме (в частности, при тактовой её частоте 1200 Гц) она уже менее 1,27% от выходной мощности ТИН (по основной гармонике). Показано, что в тех случаях, когда подключение нулевой точки трёхфазной нагрузки к средней (нулевой) точке КД не является принципиально необходимым, целесообразно использовать топологию подключения к ТИН двух типов нагрузок со своими индивидуальными фильтрами. В этом случае от последствий по фазной несимметрии удаётся избавиться. Показано, что предложенное решение применимо как в одноканальной, так и в двухканальной структуре ТИН. В качестве средства решения задачи использовано имитационное компьютерное моделирование. Полученные при исследовании результаты создают необходимое информационно-методическое обеспечение для системного проектирования как собственно самого ТИН, так и в составе его соответствующих систем электропитания.

Ключевые слова: трехфазный инвертор напряжения, качество напряжения, мостовая схема, гармоники нулевой последовательности, несимметричная нагрузка.

При синтезе трехфазных инверторов напряжения (ТИН) централизованного типа (ЦТ) приходится решать задачу сохранения его показателей качества в режиме работы на не симметричную нагрузку. Это означает, что при работе на трехфазную (симметричную) нагрузку подключение к фазам ТИН однофазных нагрузок, различающихся между собой (по значению и характеру), не должно приводить к не допустимому отклонению качества его выходного напряжения, а именно – к амплитудной и фазовой его несимметрии (которая не приемлема для 3-х фазной нагрузки) и к дополнительным его искажениям. Упреждая полученные при исследовании в данной работе результаты, заметим, что при возможности распределения однофазных

Means for Voltage Quality Improving of Three-Phase Inverters While Operating with the Unsymmetrical Load

In certain cases of the three-phase voltage source inverter (3PVSI) application (for example, in aviation electrical engineering), a requirement of simultaneous feeding by them not only three-phase loads, but single phase loads as well, is imposed. When accomplishing the 3PVSI by the full-bridge circuit, the simplest solution to this problem consists in employing capacitor voltage divider (CVD) in its supply circuit. With this, the zero points of loads are being connected to the CVD zero (neutral) point. This, however, leads to the output voltage deterioration due to the flow of zero-sequence harmonics (ZSH) in both types of loads. The presented work performed the studies of a new and simplest in realization technical solution on the ZSH suppressing. Its essence consists in introduction in a special way of the two-winding input trans-former (ITF) into the supply circuit of the 3PVSI with CVD. The article demonstrates the ITF overall power depends upon the control algorithm of the 3PVSI switches. For example, with the π algorithm it is 4.3%, while with the DPWM algorithm (in particular, at its clock frequency of 1200 Hz) it is already less than 1.27% of the 3PVSI output power (in terms of the fundamental harmonic). It was shown that in the cases when the three-phase load zero point connection to the CVD center tap (neutral point) is not principally necessary, it was advisable to employ the topology of connecting to the 3PVSI the two types of loads with their individual filters. It is possible in this case to eliminate the phased asymmetry consequences. The article shows that the proposed solution is applicable for both single and two-channel 3PVSI structures. Computer modeling and simulation was used as a means of solving the problem. The results obtained in the research create the necessary information and methodological support for the system design of both 3PVSI itself and as part of its corresponding power supply systems.

Key words: three-phase voltage source inverter, voltage quality, full-bridge circuit, zero-sequence harmonics, asymmetrical load.

нагрузок между тремя фазами ТИН целесообразно стремиться к минимально возможной несимметрии их токовой загрузки. Здесь рассматривается (рекомендуемый в области авиационной электротехники) предельный случай, когда одна из фаз дополнительно к номинальному значению тока 3-х фазной нагрузки – $I_{2Tj(\text{НОМ})}$ нагружена еще и током, равным, например, $I_{20j} = 0,15 \cdot I_{2Tj(\text{НОМ})}$.

Процессы при простейшем π алгоритме управления ТИН

Поиск новых решений поставленной задачи обычно начинается с максимально возможного прояснения физической сущности рабочих процессов в устройстве

и изыскания возможностей направить их в желаемом (требуемом) направлении.

Объектом совершенствования здесь является ТИН по мостовой схеме 1 – рис. 1, выполненный на транзисторах 2–7, зашунтированных обратными диодами. В традиционном исполнении ТИН шины его питания 8, 9 подключают к источнику напряжения E_{Π} в виде аккумуляторной батареи, вентильного генератора или трансформаторно-выпрямительного устройства (рис. 1б). Во всех этих вариантах для питания однофазных нагрузок на силовом входе ТИН (между его выводами 10, 11) должен устанавливаться конденсаторный делитель (с соответствующей емкостью) со

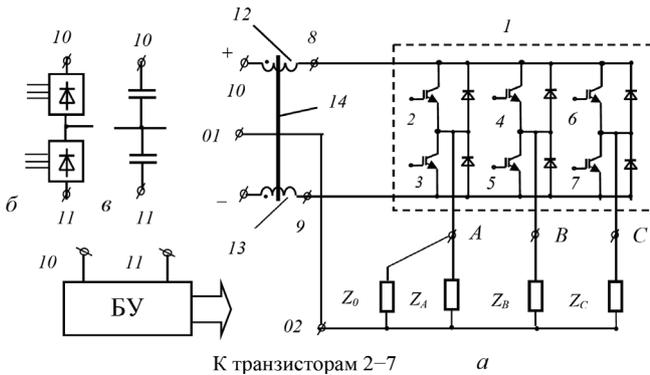


Рис. 1. Вариант принципиальной электрической схемы силовой части ТИН, обеспечивающий улучшение качества выходного напряжения при несимметричной нагрузке

средней точкой 01 (рис. 1а). В традиционном решении ТИН (без использования в нем специальных мер, в данном случае при отсутствии элементов 12, 13, 14) и при использовании для его управления π алгоритма 3-х фазное напряжение на нагрузке имеет форму меандр с искажениями (по коэффициенту гармоник), равными 0,483. Представленные в табл. 1 результаты показывают, что в этом варианте амплитудная и фазовая несимметрия практически отсутствуют. Однако, недостатком этого решения являются повышенные искажения выходного напряжения, которые характеризуются наличием в нем гармоник нулевой последовательности (ГНП) (рис. 2). Их содержание составляет 1/3 от основной гармоники.

Средство для подавления или ослабления ГНП

Известные средства решения данной задачи в описаны, например, в [2, 3]. Особенность предлагаемого решения заключается в неожиданной его простоте относительно известных решений: в положительную и отрицательную шины питания ТИН вводятся магнитно связанные и одинаковые по числу витков обмотки 12, 13, расположенные на общем магнитопроводе 14. Принципиально важным является правильное подключение обмоток: их одноимённые по полярности концы должны быть подключены к выводам 10, 11 источника питания. С учётом этого, данное средство выполняет функцию подавления ГНП, далее оно обозначается как трансфильтр (ТФ). Первая часть

Таблица 1. Результаты исследования на основе ИКМ ТИН-ЦТ (с параметрами по рис. 2)

k	U _{2(k)m} [В]				U ₂ [В]	I ₂ [А]	K _{Г(U₂)} [%]	Φ ₂₍₁₎ j Γ°
	1	3	5	7				
f _k = k · 50 [Гц]	50	150	250	350				
Фаза А	317,33	106,13	63,853	45,619	249,42	5,5489	48,023	0
Фаза В	317,37	106,13	63,850	45,617	249,45	4,7171	48,016	-119,8
Фаза С	317,37	106,13	63,850	45,617	249,45	4,7171	48,016	+120,1

*k – номер гармоники

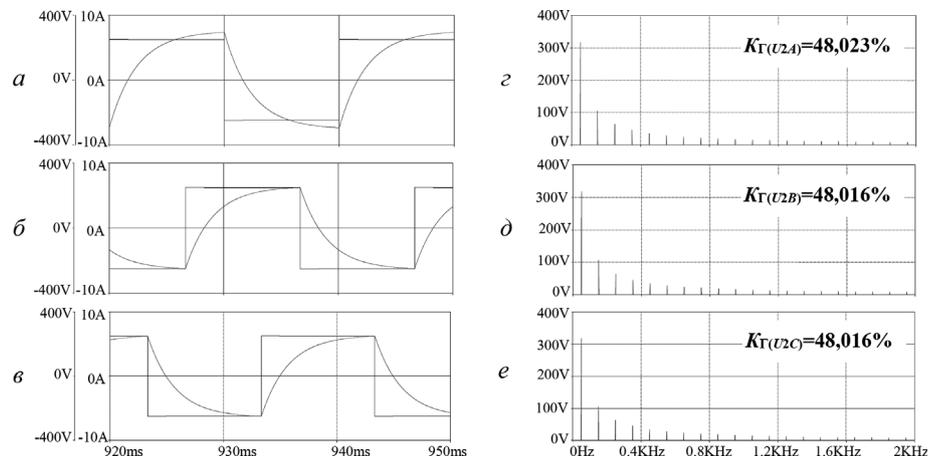


Рис. 2. Осциллограммы рабочих процессов в ТИН-ЦТ с нулевым проводом (НП) 01-02 (без ТФ) при несимметричной нагрузке с уменьшенным на 15% модулем сопротивления нагрузки в фазе А (с параметрами: S₂₍₁₎ = 3000 ВА; f₂₍₁₎ = 50 Гц; U₂₍₁₎ = 220 В; cosφ₂₍₁₎ = 0,8; E_Π = 500 В): а-в – напряжения и токи соответствующих фаз нагрузки (А, В, С); г-е – спектрограммы выходных напряжений соответствующих фаз

этого термина означает, что он рассчитывается, по сути, как трансформатор, а вторая его часть означает функцию фильтрации. В принципе нами уже получено достаточно ясное описание физических процессов в нём, которое необходимо для его проектирования. Однако, из соображений краткости и наглядности его пояснения, воспользуемся здесь другой возможностью доказательства выполняемой им здесь функции. Для проверки соответствия предложенного решения проектному замыслу было проведено его имитационное компьютерное моделирование (ИКМ).

В начале исследовался режим симметричной нагрузки. Результаты представлены на рис. 3 и в табл. 2. Из них следует, что введение ТФ обеспечивает улучшение формы выходного напряжения – из меандра она трансформировалась в “пьедестал”, который, как известно, характеризуется отсутствием в нем ГНП, и имеет значение $K_{Г(u_2)} = 0,31$. Точно такой же результат получается и в варианте, когда НП и ТФ отсутствуют. Отсюда и следует вывод о том, что ТФ подавляет в выходном напряжении ГНП.

Следующие два эксперимента имеют своей целью выяснить, как влияет несимметрия 3-х фазной нагрузки на работу ТФ. Нужно заметить, что в [2, 3] такая

задача не решалась, тем более она не решалась и в этом новом решении.

В первом эксперименте исследовался вариант ТИН без НП и без ТФ, а во втором – вариант ТИН с НП и ТФ. Результаты ИКМ представлены на рис. 4, 5 и в табл. 3, 4.

В первом эксперименте амплитудная несимметрия между напряжениями фаз *A* и *B* может быть определена следующим образом:

$$\Delta U_{2(1)ab} = \frac{U_{2(1)ma(max)} - U_{2(1)bm(min)}}{U_{2(1)ma(nom)}} = \frac{326,62\text{В} - 299,73\text{В}}{317,4\text{В}} \cdot 100\% = 8,47\%.$$

где $U_{2(1)(nom)}$ – номинальное напряжение фазы *A* при симметричной нагрузке (см. рис. 3 и табл. 2).

Фазовая не симметрия согласно табл. 2 имеет следующие значения: между напряжениями фаз *A* и *B* – $2,5^\circ$, а между напряжениями фаз *A* и *C* + $2,8^\circ$.

Во втором эксперименте значения амплитудной и фазовой не симметрии по сравнению с результатами первого эксперимента практически не изменились. Что касается искажений формы напряжения, то во всех

Таблица 2. Результаты исследования ТИН-ЦТ (с параметрами по рис.3) при симметричной нагрузке

<i>k</i>	$U_{2(k)m}$ [В]				U_2 [В]	I_2 [А]	$K_{Г(u_2)}$ [%]	$\Phi_{2(1)}$ [°]	U_{TF} [В]	I_{TF} [А]
	1	3	5	7						
$f_k = k \cdot 50$ [Гц]	50	150	250	350						
Фаза А	317,47	63,877	45,587	28,881	235,19	4,6515	30,725	0	80,84	5,271
Фаза В	317,38	63,860	45,575	28,873	235,13	4,6497	30,674	-120		
Фаза С	317,38	63,860	45,574	28,874	235,13	4,6508	30,729	+120		

**k* – номер гармоники

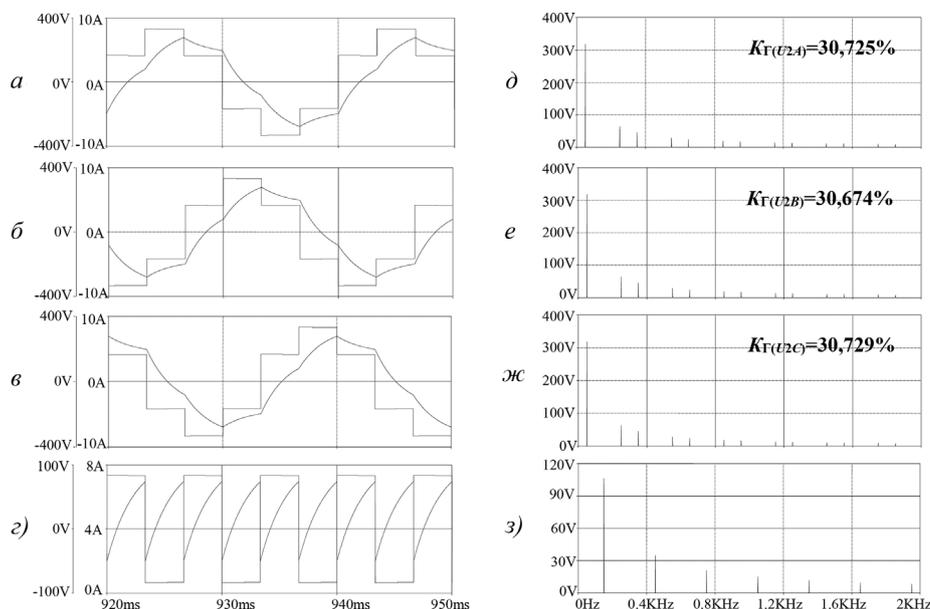


Рис. 3. Осциллограммы рабочих процессов в ТИН-ЦТ с НП и с ТФ (по рис.1 а) при симметричной нагрузке (с параметрами: $S_{2(1)} = 3000$ ВА; $f_{2(1)} = 50$ Гц; $U_{2(1)} = 220$ В; $\cos\Phi_{2(1)} = 0,8$; $E_{Г} = 500$ В): а, б, в – напряжения и токи фаз *A*, *B*, *C* нагрузки; г – напряжение и ток в обмотке ТФ; д, е, ж – спектрограммы выходного напряжения соответствующих фаз; з – спектрограмма напряжения на обмотке ТФ

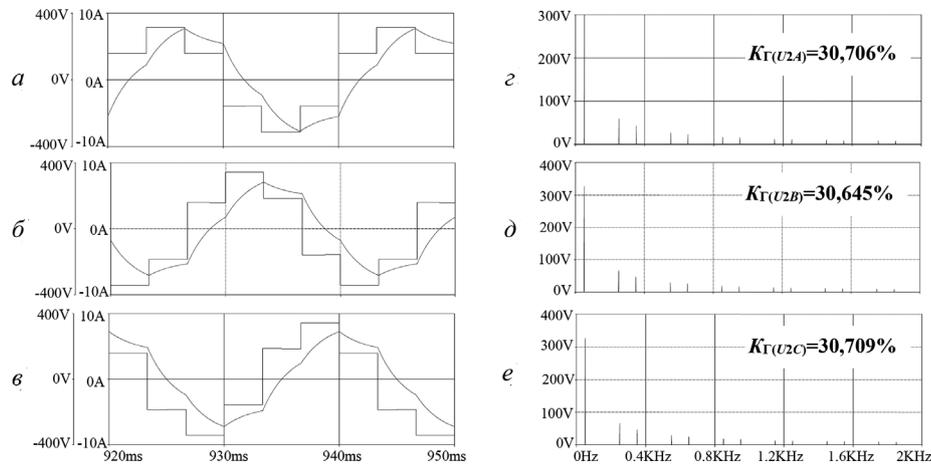


Рис. 4. Осциллограммы рабочих процессов в ТИН-ЦТ без НП без ТФ при не симметричной нагрузке с уменьшенным на 15% модулем сопротивления нагрузки в фазе А (с параметрами: $S_{2(1)} = 3000$ ВА; $f_{2(1)} = 50$ Гц; $U_{2(1)} = 220$ В; $\cos\varphi_{2(1)} = 0,8$; $E_{\Gamma} = 500$ В): а–в – напряжения и токи соответствующих фаз нагрузки (А, В, С); г–е – спектрограммы выходных напряжений соответствующих фаз

Таблица 3. Результаты исследования на основе ИКМ ТИН-ЦТ (с параметрами по рис. 4)

k	$U_{2(k)m}$ [В]				U_2 [В]	I_2 [А]	$K_{\Gamma(U_2)}$ [%]	$\varphi_{2(1)j}$ [°]
	1	3	5	7				
$f_k = k \cdot 50$ [Гц]	50	150	250	350				
Фаза А	299,73	60,291	43,059	27,297	222,03	5,1663	30,706	0
Фаза В	326,62	65,722	46,865	29,711	241,95	4,7852	30,645	-122,5
Фаза С	326,57	65,717	46,903	29,709	241,92	4,7845	30,709	+122,8

*k – номер гармоники

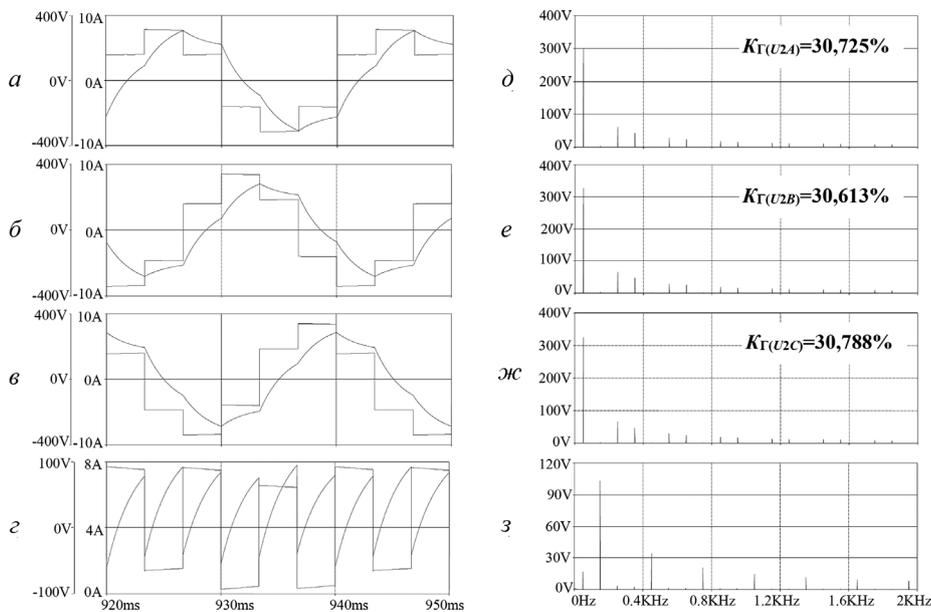


Рис. 5. Осциллограммы рабочих процессов в ТИН-ЦТ с НП и ТФ при не симметричной нагрузке с уменьшением на 15% модулем сопротивления нагрузки в фазе А (с параметрами: $S_{2(1)} = 3000$ ВА; $f_{2(1)} = 50$ Гц; $U_{2(1)} = 220$ В; $\cos\varphi_{2(1)} = 0,8$; $E_{\Gamma} = 500$ В): а, б, в – напряжения и токи нагрузки трёх фаз: г – напряжение в обмотке ТФ и ток через нее; д, е, ж, з – спектрограммы выходного напряжения трех фаз и напряжения на обмотке ТФ

Таблица 4. Результаты исследования ТИН-ЦТ (с параметрами, приведенными на рис. 5)

k	U _{2(k)m} [В]				U ₂ [В]	I ₂ [А]	K _{Г(U₂)} [%]	Φ ₂₍₁₎ [°]	U _{ТФ} [В]	I _{ТФ} [А]
	1	3	5	7						
f _k = k · 50 [Гц]	50	150	250	350						
Фаза А	300,33	3,4021	60,409	43,140	222,49	5,1770	30,725	0	81,96	5,572
Фаза В	326,85	3,4504	65,638	46,833	242,11	4,7884	30,613	-122,4		
Фаза С	325,68	3,3566	65,675	46,849	241,32	4,7725	30,788	+122,8		

*k – номер гармоники

трех экспериментах они остались также практически неизменными. ТФ в выходном напряжении ТИН ослабил 3-ю гармонику в 20 раз, а 5-я и 7-я гармоники в нём при этом возросли примерно на 30% и 50% соответственно. В спектре напряжения обмотки ТФ появилась гармоника частоты 50 Гц (см. спектрограмму на рис. 5з). Несмотря на это, расчетной для ТФ по прежнему является гармоника частоты 150 Гц с действующим ее значением, равным $U_{2(3)} \approx 70$ В. Рассчитанная по данным эксперимента габаритная мощность ТФ, приведённая к выходной частоте ТИН 50 Гц, в долях от его выходной мощности составляет $S_{ТФ(r)}^* = 0,0433$. Этот показатель позволяет оценить ожидаемую массу ТФ. При удельной массе трансформатора на частоте 50 Гц, равной примерно $g_{ТН(50)} = 11$ кг/кВА (в нормальных условиях охлаждения) и выходной мощности ТИН по основной гармонике $S_{2(1)} = 3000$ ВА, приведенная по частоте мощность ТФ составляет:

$$S_{ТФ} = S_{ТФ(r)}^* \cdot S_{2(1)} = 0,0433 \cdot 3000 \text{ ВА} \approx 130 \text{ ВА} \approx 0,130 \text{ кВА}.$$

Тогда масса ТФ будет равна:

$$G_{ТФ} = S_{ТФ} \cdot g_{ТН(50)} = 0,130 \text{ кВА} \cdot 11 \text{ кг/кВА} = 1,43 \text{ кг}.$$

Можно считать, что рассмотренный выше простейший алгоритм имеет лишь учебно-методическое значение и используется здесь лишь для удобства выяснения свойств и особенностей работы ТФ. Практического значения он, по сути, не имеет.

Алгоритм управления с ДШИМ

На практике применяют различные модификации алгоритмов управления ключами ТИН с двухполярной широтно-импульсной модуляцией (ДШИМ). Для решения поставленной задачи здесь ограничимся рассмотрением лишь наиболее простого в реализации алгоритма с ДШИМ по синусоидальному закону, причем в наиболее простом варианте аппаратной его реализации – путем сравнения развертывающего сигнала симметричной треугольной формы (с максимальным значением U_{pm}) с задающим сигналом синусоидальной формы (с амплитудой U_{3m}). Наименьшие искажения выходного напряжения ТИН здесь получаются при глубине модуляции $\mu = U_{3m}/U_{pm} = 1$. Его форма (с ДШИМ) в этом режиме имеет вид, показанный на рис. 6. Амплитудное значение первой гармоники здесь равно $U_{2(1)m} = E_n/2$. Заметим, что по сравнению

с π алгоритмом, при котором $U_{2(1)m} = (2/\pi) \cdot E_n$, использование напряжения источника питания здесь хуже в 1,273 раза. Это, в частности, означает, что при равных условиях (по мощности и по применению) улучшение формы выходного напряжения (за счёт использования ДШИМ алгоритма) принципиально будет приводить к некоторому ухудшению КПД ТИН (из-за большего потребляемого ТИН тока при меньшем напряжении питания).

В начале экспериментов использовался общий Г образный LC фильтр. Результаты ИКМ, представленные на рис. 6 и в табл. 5, позволяют сделать следующие выводы (относительно π алгоритма):

- амплитудная не симметрия здесь как до общего фильтра, так и после него практически отсутствует;
- фазовая не симметрия:
 - 1) до фильтра тоже практически отсутствует;
 - 2) но после фильтра присутствует и равна $-3,7^\circ$ в фазе В и $+3,5^\circ$ в фазе С в обоих случаях относительно фазы А;
- в результате этого эксперимента стала очевидной целесообразность использования отдельных для каждой нагрузки фильтров.

Об эффективности введения ТФ

Результаты ИКМ, полученные после введения ТФ и представленные на рис. 7 и в табл. 6 показали, что при той же конфигурации нагрузок незначительно (относительно предыдущего эксперимента) увеличивается амплитудная и фазовая не симметрия: до фильтра она практически отсутствует, а после фильтра обеспечивает следующие показатели:

- амплитудная не симметрия относительно π алгоритма здесь значительно меньше (7,9% до фильтра и 6% после фильтра);
- фазовая не симметрия:
 - 1) до фильтра заметно такая же $\pm 2,6^\circ$ (для фаз С и В соответственно относительно фазы А);
 - 2) после фильтра между фазами А и В – $5,6^\circ$, а между фазами А и С $+0,4^\circ$.

Нужно заметить, что в этом варианте (с ТФ и общим для двух типов нагрузок НП по рис. 1а) параметры фильтра при ДШИМ потребовались несколько меньшие, причем даже с несколько меньшими искажениями напряжения.

Используя спектрограмму на рис. 7м, оценим массу ТФ. Частота расчётной гармоники равна 50 Гц, ее

амплитуда примерно 12 В, а действующее значение 8 В. Пояснение к выбору расчетной частоты: отношение напряжения к частоте для 1-й гармоники равно:

$$U/f = 8/50 = 0,16,$$

а для ближайшей высшей гармоники (с тактовой частотой) это отношение равно:

$$U/f = 150/1200 = 0,125.$$

Поэтому за расчетную берем именно первую гармонику. ТФ рассчитывается как двухобмоточный

трансформатор. Его габаритную мощность, равную габаритной мощности одной обмотки, определим, используя данные табл. 6:

$$S_{ТФ(г)} = 8 В \cdot 4,77А \approx 38,16 ВА = 0,03816 кВА.$$

Это составляет менее 1,27% от выходной мощности ТИН. При удельной массе трансформаторов $g_{TV} = 11$ кг/кВА масса ТФ будет равна:

$$G_{ТФ} = 0,03816 кВА \cdot 11 кг/кВА = 0,4197 кг.$$

Это примерно в 3,4 раза меньше, чем при простейшем π алгоритме.

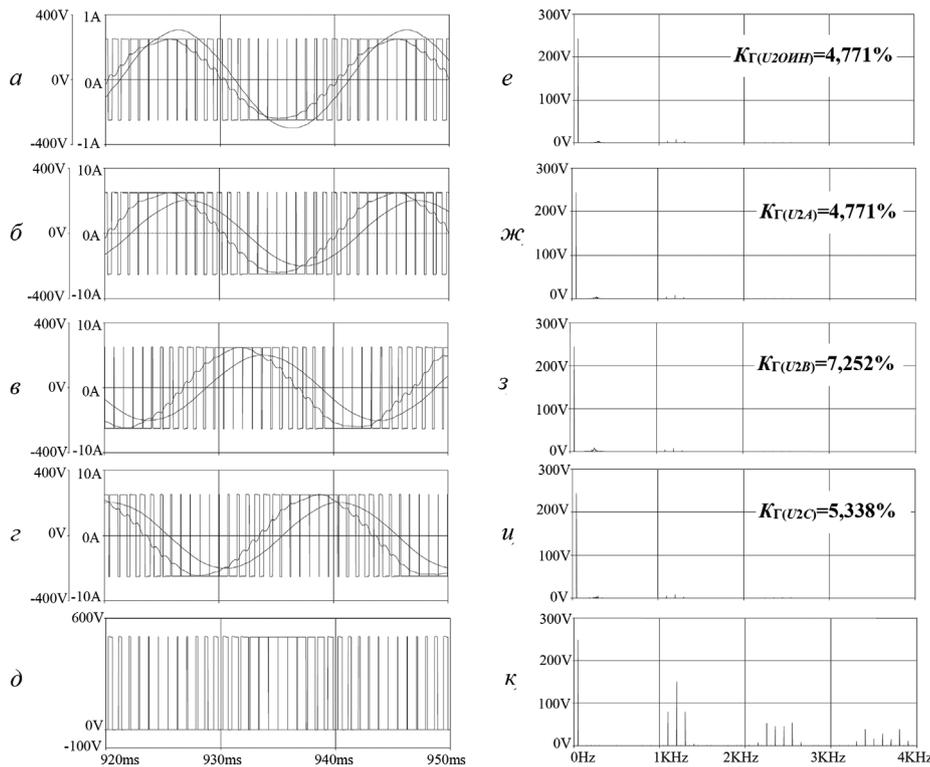


Рис. 6. Осциллограммы рабочих процессов в ТИН-ЦТ с ДШИМ без ТФ при не симметричной нагрузке (с параметрами: $S_{2(1)} = 3000$ ВА; $f_{2(1)} = 50$ Гц; $f_T = 1200$ Гц; $\xi = 24$; $U_{2(1)} = 220$ В; $\cos\phi_{2(1)3ф} = 0,8$; $\cos\phi_{2(1)1ф} = 0,95$; $I_{2(1)1ф} = 0,15$; $I_{2(1)3ф}$; $E_{П} = 500$ В; $L_F = 12$ мГн; $C_F = 30$ мкФ) с общим НП и с отдельными однофазной и трехфазной нагрузками и общим фильтром: а – напряжения до и после фильтра и ток однофазной нагрузки; б, в, г – напряжения до и после фильтра и токи трёхфазной нагрузки (А, В, С); д – напряжение на транзисторе VT2; спектрограммы выходного напряжения (после фильтра): е – однофазной нагрузки; ж, з, и – трехфазной нагрузки; к – напряжение на транзисторе VT2

Таблица 5. Результаты исследования ТИН-ЦТ с ДШИМ без ТФ (с параметрами по рис. 6)

Фазы	До и после фильтра	$U_{2(1)}$ [В]	U_{2max} [В]	U_2 [В]	I_{2max} [А]	I_2 [А]	$K_{Г(U_2)}$ [%]	$\Phi_{2(1)j}$ [°]	U_{VT1max} [В]
Однофазная нагрузка									
А	До	175,57	250,97	249,58	0,7681	0,5331	91,91	0	-
	После	171,93	249,07	172,38			4,771	-4,152	
Трёхфазная нагрузка									
А	До	175,57	250,97	249,58	5,0816	3,5530	91,91	0	499,21
	После	171,93	249,07	172,38			4,771	-4,152	
В	До	175,49	251,07	249,62	5,0515	3,5711	91,38	-120	-
	После	172,57	250,58	174,11			7,252	-123,7	
С	До	175,45	251,13	249,61	5,0937	3,5662	92,29	+120,3	-
	После	172,61	251,10	172,88			5,338	+116,5	

По полученным результатам можно сделать следующие выводы:

– для снижения амплитудной и фазовой не симметрии напряжений на выходе ТИН при не симметричной нагрузке целесообразно отказаться от общего фильтра и делать для каждой из них индивидуальный фильтр;

– для трехфазной нагрузки нулевой провод (НП) использовать нецелесообразно, поскольку гармоники нулевой последовательности (ГНП) топология трехфазной нагрузки подавляет самостоятельно;

– можно предположить, что при выполнении этих двух рекомендаций ТФ окажется уже не нужен.

Завершающий эксперимент

Для проверки этого вывода для схемы по рис. 8 было проведено ИКМ. Его результаты представлены на рис. 9 и в табл. 7. Следует обратить внимание на одну методическую особенность. При выборе параметров однофазного и трёхфазного фильтров в этом эксперименте использовались следующие соображения: поскольку среди однофазных нагрузок могут быть

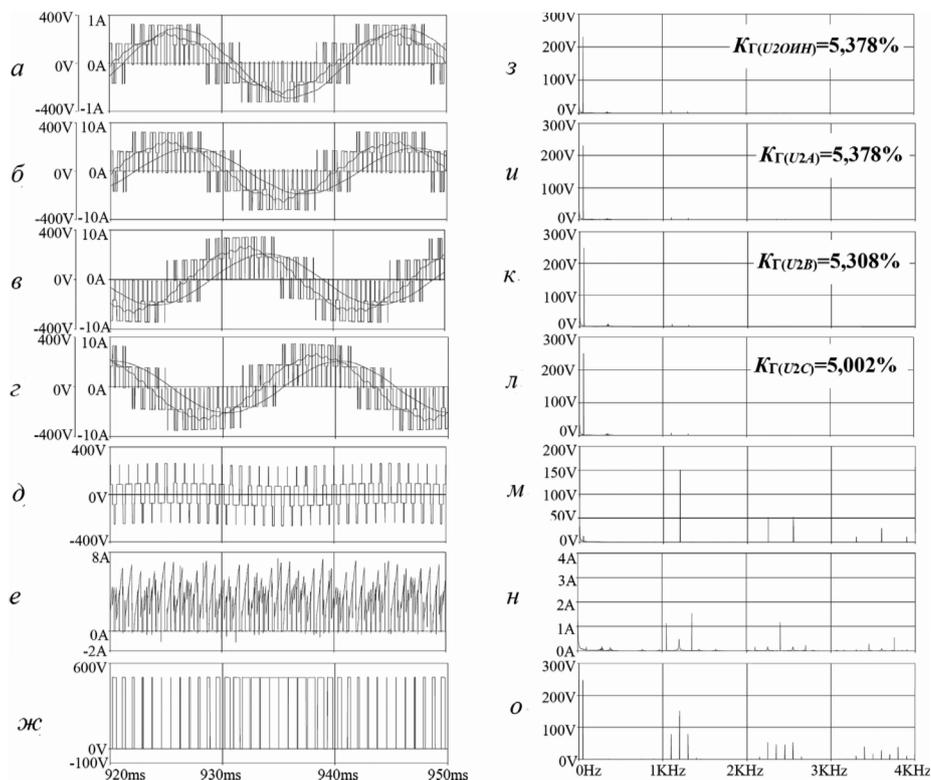


Рис. 7. Осциллограммы рабочих процессов в ТИН-ЦТ с ДШИМ и с ТФ (с параметрами: $S_{2(1)} = 3000 \text{ ВА}$; $f_{2(1)} = 50 \text{ Гц}$; $f_T = 1200 \text{ Гц}$; $\xi = 24$; $U_{2(1)} = 220 \text{ В}$; $\cos\Phi_{2(1)3\phi} = 0,8$; $\cos\Phi_{2(1)1\phi} = 0,95$; $I_{2(1)1\phi} = 0,15$; $I_{2(1)3\phi}$; $E_{\Pi} = 500 \text{ В}$; $L_F = 10 \text{ мГн}$; $C_F = 25 \text{ мкФ}$) с общим НП для раздельных однофазной и трёхфазной нагрузок: а – напряжение до и после фильтра и ток однофазной нагрузки; б, в, г – напряжения до и после после фильтра и токи трехфазной нагрузки (для фаз А, В, С); д, е – напряжение на обмотке ТФ и ток через нее; ж – напряжение на транзисторе VT1; спектрограммы: з, и, к, л – выходных напряжений после фильтра (для однофазной и для трехфазной нагрузок соответственно); м, н – напряжение на обмотке ТФ и ток через нее

Таблица 6. Результаты исследования ТИН-ЦТсДШИМ (с параметрами, представленными на рис. 7)

Фазы	До и после фильтра	$U_{2(1)} \text{ [В]}$	$U_{2\max} \text{ [В]}$	$U_2 \text{ [В]}$	$I_{2\max} \text{ [А]}$	$I_2 \text{ [А]}$	$K_{\Gamma(U_2)} \text{ [\%]}$	$\Phi_{2(1)\Gamma} \text{ [}^\circ\text{]}$	$\frac{U_{TF\max}}{U_{TF}} / \frac{I_{TF\max}}{I_{TF}} (1,2\text{кГц}) \text{ [В]}$	$I_{TF\max} / I_{TF} \text{ [А]}$	$U_{VT1\max} \text{ [В]}$	
Однофазная нагрузка												
А	До	167,04	323,79	210,98	0,7236	0,5263	63,81	0	262,76	7,2176	499,45	
	После	167,02	255,66	169,30								
Трёхфазная нагрузка												
А	До	167,04	323,79	210,98	4,7615	3,5665	63,81	0	136,19	4,7698		
	После	167,02	255,66	169,30								
В	До	179,44	344,69	220,93	5,1937	3,8024	58,66	-122,6	91,698			
	После	176,10	269,98	181,81								
С	До	180,26	345,74	221,59	5,1726	3,8498	58,60	+122,6				
	После	177,04	269,77	182,61								

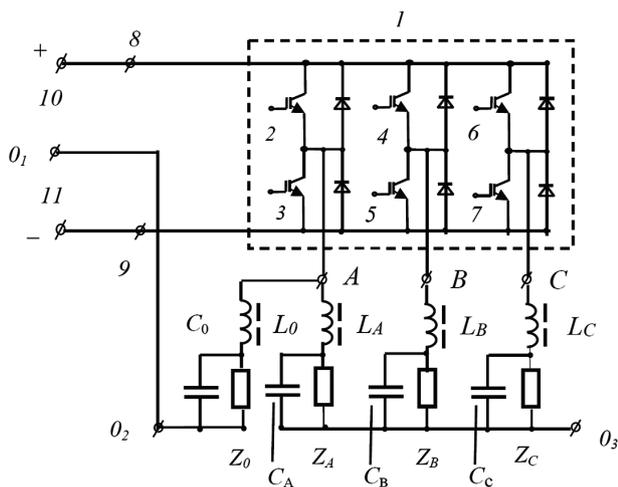


Рис. 8. Вариант принципиальной электрической схемы силовой части ТИН с раздельной нулевой точкой трехфазной нагрузки (03) и индивидуальными фильтрами

“интеллектуальные” нагрузки, для которых требуется повышенное качество напряжения, то параметры фильтра в этом случае были выбраны обеспечивающими искажения напряжения, например, не более 5%. Что касается трехфазных нагрузок (в виде электро-механических преобразователей), то требования к ним, как правило, не столь жесткие, и допустимые искажения здесь взяты порядка 8% (возможно могут быть и большими). Разумеется, это лишь принципиальное соображение. Конкретно допустимый уровень искажений для этих нагрузок должен определяться соответствующими нормами в каждом конкретном случае применения. При обоснованном решении этой задачи могут использоваться следующие соображения: желание снизить потери от высших гармоник в стали электрической машины и стремление повысить срок службы изоляции ее обмоток.

Анализ полученных результатов показал, что условия электропитания от ТИН по мостовой схеме по рис.

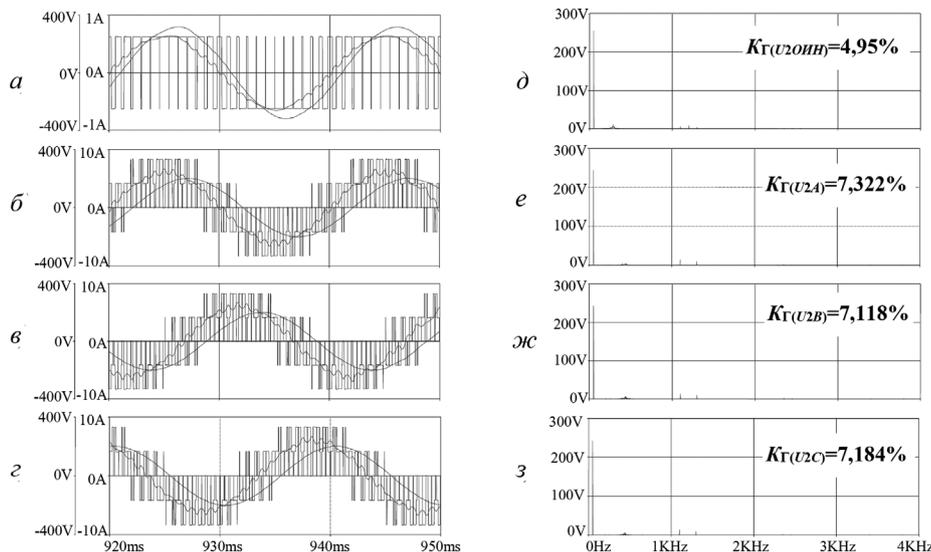


Рис. 9. Осциллограммы рабочих процессов в ТИН-ЦТ с ДШИМ и без ТФ с нулевой точкой только для однофазной нагрузки (с параметрами: $S_{2(1)} = 3000 \text{ ВА}$; $f_{2(1)} = 50 \text{ Гц}$; $f_T = 1200 \text{ Гц}$; $\xi = 24$; $U_{2(1)} = 220 \text{ В}$; $\cos\Phi_{2(1)3\phi} = 0,8$; $\cos\Phi_{2(1)1\phi} = 0,95$; $I_{2(1)1\phi} = 0,15$; $I_{2(1)3\phi}$; $E_{\Gamma} = 500 \text{ В}$; $L_{F(3\phi)} = 8 \text{ мГн}$; $C_{F(3\phi)} = 18 \text{ мкФ}$; $L_{F(1\phi)} = 13 \text{ мГн}$; $C_{F(1\phi)} = 25 \text{ мкФ}$): а – напряжение до и после фильтра и ток однофазной нагрузки; б, в, г – напряжения до и после фильтра и токи трехфазной нагрузки (для фаз А, В, С); спектрограммы: д, е, ж, з – выходных напряжений после фильтра (для однофазной и для трехфазной нагрузок соответственно).

Таблица 7. Результаты исследования ТИН-ЦТ с ДШИМ без ТФ (с параметрами на рис. 9)

Фазы	До и после фильтра	$U_{2(1)}$ [В]	$U_{2\text{max}}$ [В]	U_2 [В]	$I_{2\text{max}}$ [А]	I_2 [А]	$K_{Г(u_2)}$ [%]	$\Phi_{2(1)}$ [°]
Однофазная нагрузка								
А	До	175,57	251,07	249,58	0,802	0,559	9,157	0
	После	180,24	258,28	181,75			4,950	0
Трехфазная нагрузка								
А	До	175,57	332,87	213,57	5,038	3,558	60,15	0
	После	172,39	268,04	172,78			7,322	-2,374
В	До	174,94	332,98	213,43	5,001	3,552	60,39	-120,1
	После	172,11	270,89	172,70			7,118	-122,4
С	До	174,79	333,54	213,48	5,088	3,556	60,03	+120,2
	После	172,11	268,08	172,95			7,184	+117,7

8 одновременно трехфазной и однофазной нагрузок полностью выполняется, в частности, при этом в трёхфазной системе напряжений практически отсутствует как амплитудная, так и фазовая несимметрия. Что касается двух отдельных фильтров для однофазной и трехфазной нагрузок, то это, по сути, неизбежная необходимость. При этом масса фильтра однофазной нагрузки значительно меньше массы фазного фильтра для трехфазной нагрузки. Количественную оценку можно получить, используя полученные в [4] зависимости массы дросселя переменного тока в функции его энергии. Энергии дросселей этих двух фильтров в данном примере различаются между собой в 27 раз.

Двухканальный вариант ТИН (2-ТИН)

Логическим продолжением полученных при поисковом исследовании (модифицированного одноканального ТИН) положительных результатов явилось желание проверить работоспособность использованной идеи в многоканальных вариантах ТИН (М-ТИН). Работа эта была проделана применительно к двухканальному (2-ТИН – рис. 10) [5] и трехканальному (3-ТИН) вариантам ТИН. Положительные результаты получены лишь для первого из этих вариантов (2-ТИН).

Использование ТФ в 2-ТИН с простейшим алгоритмом управления

Несмотря на очевидные преимущества принципа МКП на практике в силу как объективных, так и субъективных причин он пока не нашел еще должного распространения и применения. Представляется, что основными причинами этого положения является недостаточность информационно-методического обеспечения (ИМО), которое необходимо для их системного проектирования. В частности, недостаточно еще изучены регулировочные свойства и нет достаточно

простой инженерной методики расчета трансформаторов, которые используются здесь в каждой фазе для суммирования токов каналов. Сюда же можно отнести и отсутствие решений для М-ТИН, работоспособных при несимметричных трехфазных нагрузках. В отличие от входного ТФ (ВТФ) – 22 будем обозначать их фазными ТФ (ФТФ).

В результате поисковых исследований установлено, что в этой структуре ВТФ (узел 22 на рис. 10) должен быть общим для двух каналов. Проведённое ИКМ показало следующее:

- процессы в выходных ФТФ (17, 18, 19) остаются прежними (рис. 11е);

- процессы во входном ВТФ 22, который подавляет ГНП, относительно одноканального варианта ТИН видоизменились (рис. 11д), причем в лучшую сторону – действующее напряжение на его обмотках стало меньше, в результате чего, его габаритная (расчетная) мощность существенно уменьшилась.

Расчетной для ВТФ по-прежнему является гармоника частоты 150 Гц с действующим ее значением, равным $U_{2(3)} \approx 51$ В. Рассчитанная по данным эксперимента габаритная мощность ВТФ (при $\alpha = 0$), приведенная к выходной частоте ТИН 50 Гц, в долях от его выходной мощности составляет $S_{ТФ(1)}^* = 0,0288$. Этот показатель оказался на 35% меньше, чем у ТФ в одноканальном ТИН.

При ранее принятых условиях (удельной массе трансформатора на частоте 50 Гц, равной примерно $g_{ТН(50)} = 11$ кг/кВА и $S_{2(1)} = 3000$ ВА) приведенная по частоте мощность ВТФ составляет:

$$S_{ТФ} = S_{ТФ(1)}^* \cdot S_{2(1)} = 0,028 \cdot 3000 \text{ ВА} \approx 86,4 \text{ ВА} \approx 0,086 \text{ кВА}.$$

Тогда масса ВТФ будет равна:

$$G_{ТФ} = S_{ТФ} \cdot g_{ТН(50)} = 0,086 \text{ кВА} \cdot 11 \text{ кг/кВА} = 0,946 \text{ кг}.$$

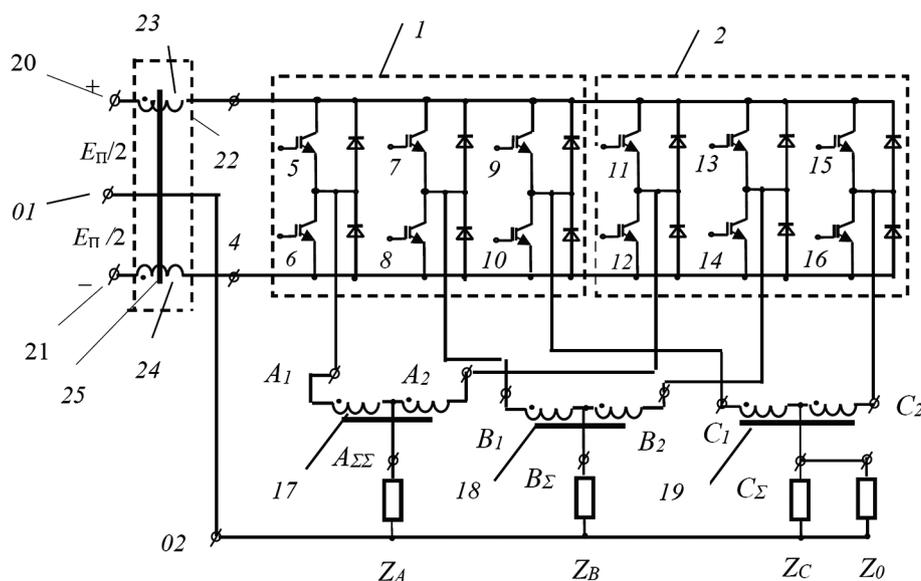


Рис.10. Принципиальная электрическая схема силовой части двухканального ТИН (2-ТИН), работоспособного при одновременном подключении к нему трехфазной и однофазной нагрузок (с использованием НП и ТФ (узел 22 в цепи постоянного тока))

Заметим, что масса ВТФ в 2-ТИН примерно в 1,5 раза меньше, чем у ТФ в одноканальном варианте ТИН с π алгоритмом управления.

При регулировании напряжения (например, при $\alpha^* = 0,25$ – рис. 12) расчетной для ВТФ, по прежнему, является гармоника частоты 150 Гц с возросшим действующим ее значением, равным

$$U_{2(3)} = \frac{106,49}{\sqrt{2}} \approx 7,3 \text{ В, (табл. 9),}$$

однако, с уменьшенным потребляемым током. Рассчитанная по данным эксперимента габаритная мощность ВТФ, приведенная к выходной частоте ТИН 50 Гц, в долях от его выходной мощности составляет $S_{ТФ(r)}^* = 0,0284$, т. е., казалось бы, остается, по сути, той же. Однако, нужно иметь ввиду, что ВТФ должен рассчитываться как на максимально возможное напряжение, так и на максимально возможный ток.

Мощность ВТФ (при все тех же условиях) составляет:

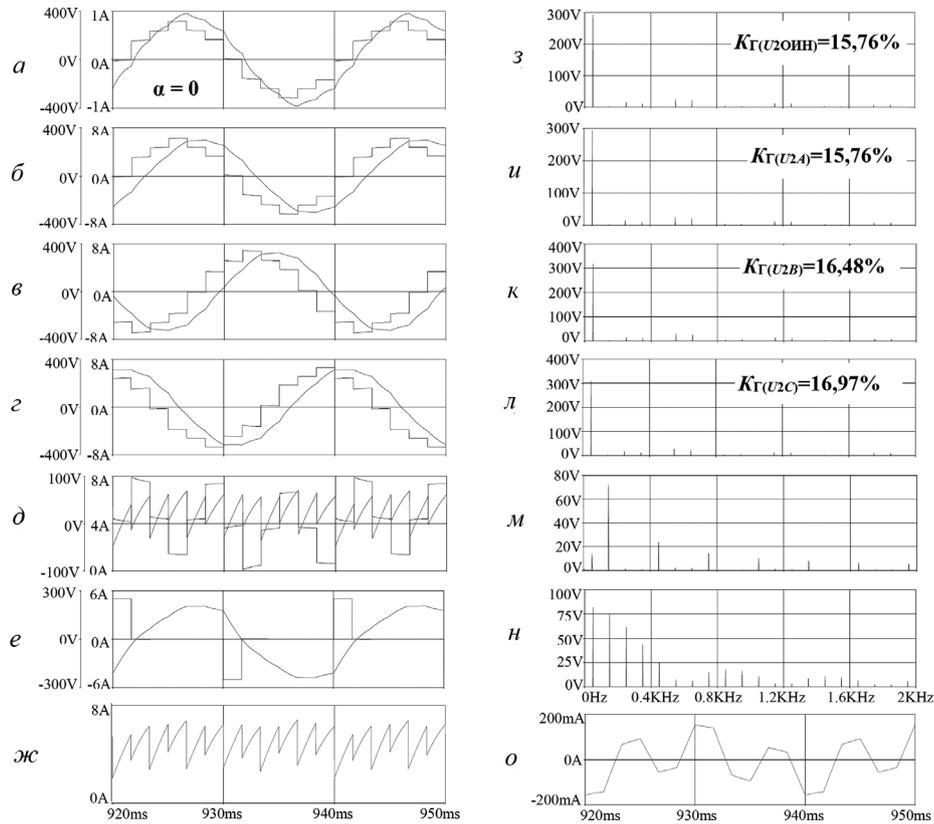


Рис. 11. Осциллограммы рабочих процессов в 2-ТИН-ЦТ с НП и ВТФ при несимметричной нагрузке с уменьшением на 15% модулем сопротивления нагрузки в фазе А при $\alpha = 0$ (с параметрами: $S_{2(1)} = 3000 \text{ ВА}$; $f_{2(1)} = 50 \text{ Гц}$; $U_{2(1)} = 220 \text{ В}$; $\cos\phi_{2(1)} = 0,8$; $E_{\Gamma} = 500 \text{ В}$): а–г – напряжения и токи однофазной и трехфазной нагрузок; д – напряжение в обмотке ВТФ на входе ТИН и ток через нее; е – напряжение в обмотке ФТФ на выходе ТИН и ток через нее; ж – потребляемый ТИН ток; з–н – спектрограммы выходного напряжения однофазной и трехфазной нагрузок и напряжения на обмотках ВТФ и ФТФ (на входе и выходе ТИН); и о – ток ГНП

Таблица 8. Результаты исследования ТИН-ЦТ (с параметрами, приведёнными на рис. 11)

k	$U_{2(k)m} [\text{В}]$				$U_2, U_{ТФ(П)}, U_{ТФ} [\text{В}]$	$I_2, I_{ТФ(П)}, I_{ТФ} [\text{А}]$	$K_{Г(u_2)} [\%]$	$\phi_{2(1)j} [^\circ]$
	1	3	5	7				
$f_k = k \cdot 50 [\text{Гц}]$	50	150	250	350				
Однофазная нагрузка								
Фаза А	293,72	3,1240	15,302	10,867	210,43	0,6443	15,76	-15,85
Трёхфазная нагрузка								
Фаза А	293,72	3,1240	15,302	10,867	210,43	4,2926	15,76	-15,85
Фаза В	317,76	3,1528	16,842	12,439	227,93	4,6436	16,48	-136,5
Фаза С	309,32	3,1215	17,393	12,094	222,07	4,5218	16,97	+107,7
$U_{ТФ(П)} [\text{В}]$	13,683	72,192	1,2112	0,9243	57,72	5,094		
$U_{ТФ} [\text{В}]$	82,227	75,154	61,660	43,977	102,11	3,3088		

*k – номер гармоники

$$S_{ТФ} = S_{ТФ(r)}^* \cdot S_{2(1)} = 0,0284 \cdot 3000 \text{ ВА} \approx 85,2 \text{ ВА} \approx 0,0852 \text{ кВА.}$$

а его масса будет равна:

$$G_{ТФ} = S_{ТФ} \cdot g_{ТФ(50)} = 0,0852 \text{ кВА} \cdot 11 \text{ кг/кВА} = 0,937 \text{ кг.}$$

Выводы

1. В некоторых случаях применения ТИН (например, в авиационной электротехнике) к ним предъявляется требование одновременного питания от них не только трехфазных, но и однофазных нагрузок.

При выполнении ТИН по мостовой схеме наиболее простым решением этой задачи является использование в цепи его питания конденсаторного делителя (КД) напряжения. При этом нулевые точки нагрузок подключают к нулевой (средней) точке КД. Однако, это приводит к ухудшению качества выходного напряжения за счет протекания в обоих типах нагрузок гармоник нулевой последовательности (ГНП). Известно несколько решений задачи подавления ГНП [2, 3]. Однако, во-первых, все они достаточно непростые

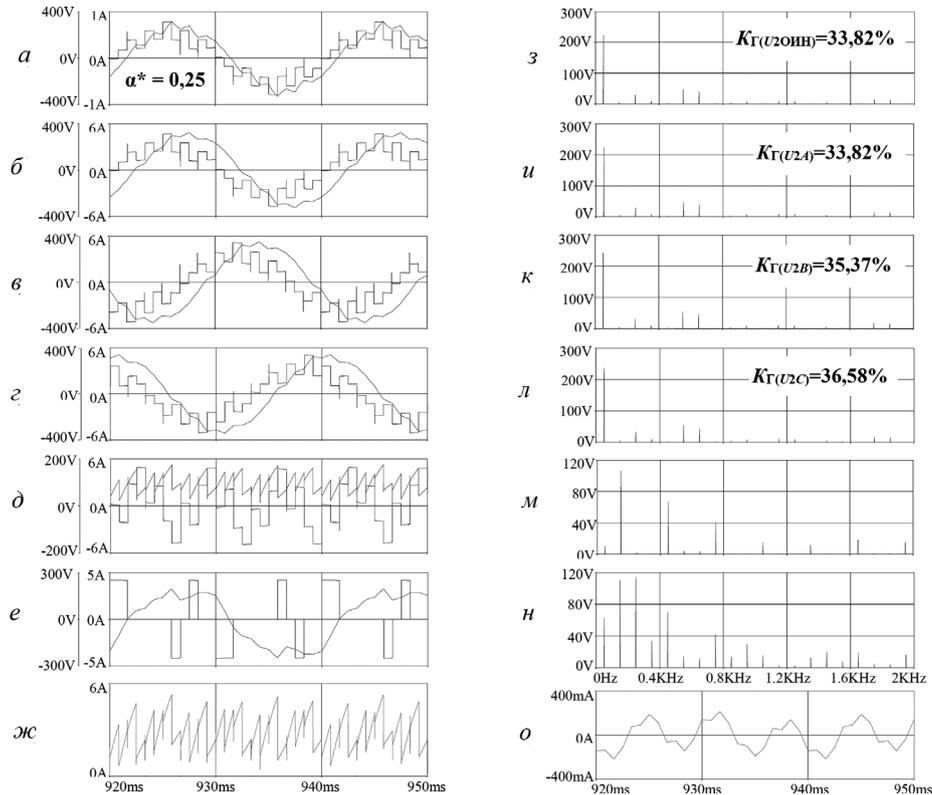


Рис. 12. Осциллограммы рабочих процессов в 2-ТИН-ЦТ с НП и ВТФ при несимметричной нагрузке с уменьшением на 15% модулем сопротивления нагрузки в фазе А при $\alpha^* = 0,25$ (с параметрами: $S_{2(1)} = 3000 \text{ ВА}$; $f_{2(1)} = 50 \text{ Гц}$; $U_{2(1)} = 220 \text{ В}$; $\cos\phi_{2(1)} = 0,8$; $E_{П} = 500 \text{ В}$): а-г – напряжения и токи однофазной и трехфазной нагрузок; д – напряжение на обмотке ВТФ (на входе ТИН) и ток через нее; е – напряжение в обмотке ФТФ (на выходе ТИН) и ток через нее; ж – потребляемый ТИН ток; з-н – спектрограммы выходного напряжения однофазной и трехфазной нагрузок и напряжения на обмотке ФТФ на входе и выходе ТИН и о – ток ГНП

Таблица 8. Результаты исследования ТИН-ЦТ (с параметрами, приведёнными на рис. 11)

k	U _{2(k)m} [В]				U ₂ , U _{ТФ(п)} U _{ТФ} [В]	I ₂ I _{ТФ(п)} I _{ТФ} [А]	K _{Г(U₂)} [%]	Φ _{2(1)j} [°]
	1	3	5	7				
f _k = k · 50 [Гц]	50	150	250	350				
Однофазная нагрузка								
Фаза А	224,40	4,5956	28,336	8,3498	168,01	0,4944	33,82	-8,274
Трехфазная нагрузка								
Фаза А	224,40	4,5956	28,336	8,3498	168,01	3,2843	33,82	-8,274
Фаза В	242,76	4,6023	31,163	9,5070	182,65	3,5527	35,37	-128,9
Фаза С	236,30	4,5998	32,223	9,2946	178,51	3,4602	36,58	+115,3
U_{ТФ(п)} [В]	10,660	106,49	2,2842	0,6826	98,434	3,390		
U_{ТФ} [В]	62,795	110,68	114,23	33,645	144,57	2,5847		

*k – номер гармоники

в практической реализации, а во-вторых, свойства этих решений описаны лишь при симметричной трехфазной нагрузке. Насколько они эффективны при не симметричных нагрузках, публикаций на эту тему обнаружить пока не удалось.

2. В работе выполнены исследования нового, наиболее простого в реализации технического решения по ослаблению ГНП. Суть его заключается во введении особым образом в цепь питания ТИН с КД входного двухобмоточного трансформатора – ВТФ. Результаты, полученные на основе ИКМ, могут быть представлены в следующем виде:

2.1. ВТФ в ТИН с нулевым проводом (НП) и общим выходным фильтром обеспечивает:

- а) при симметричной трехфазной нагрузке полное подавление ГНП. Из чего следует вывод, что такой топологии ТИН и нагрузок нужно стремиться к равномерной токовой загрузке (однофазными нагрузками) всех его трех фаз;
- б) при не симметричной трехфазной нагрузке в выходном напряжении появляются амплитудные и фазовые искажения (по основной гармонике), что приводит и к дополнительным искажениям этого напряжения, причем тем в большей степени, чем больше не симметрия трехфазной нагрузки.

2.2. Показано, что габаритная мощность ВТФ зависит от алгоритма управления ключами ТИН. Например, при π алгоритме она составляет 4,3%, а при ДШИМ алгоритме (в частности, при тактовой ее частоте 1200 Гц) она уже менее 1,27% от выходной мощности ТИН (по основной гармонике).

3. Показано, что в тех случаях, когда подключение нулевой точки трехфазной нагрузки к средней (нулевой) точке КД не является принципиально необходимым, целесообразно использовать топологию подключения двух типов нагрузок со своими индивидуальными

дуальными фильтрами (см. рис.8). В этом случае от последствий по фазной не симметрии удаётся избавиться.

4. Показано, что предложенное решение применимо как в одноканальной, так и в двухканальной структурах ТИН.

5. Полученные при исследовании результаты создают необходимое информационно-методическое обеспечение (ИМО) для системного проектирования как собственно самого ТИН, так и в составе его соответствующих систем электропитания.

Литература

1. Бродников С. Н., Ворцов К. А., Мыцык Г. С. Трехфазный инвертор напряжения централизованного типа с промежуточным высокочастотным преобразованием. Практическая силовая электроника, 2015, № 59, С. 4–11.
2. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.
3. Мыцык Г. С. О некоторых результатах и проблемах системного подхода к поисковому проектированию машинно-электронных генерирующих комплексов автономных объектов. Труды научно-технической конференции “Электрификация летательных аппаратов”. Сборник докладов. – М.: ИД Академия имени Жуковского, 2016. – 332с.
4. Хлаинг Мин У. Создание информационно-методического обеспечения для системного проектирования преобразующих электронных, трансформаторно-электронных и генерирующих машинно-электронных систем электротехнических комплексов автономных объектов. Автореферат дис. на соиск. уч.ст. д.т.н. – М.: НИУ (МЭИ), 2017. – 40 с.
5. Мыцык Г. С., Тин Аунг Зо. Многоканальное преобразование постоянного напряжения в трехфазное квазисинусоидальное напряжение. – Электричество, 2018, №7, С. 37–45.

Мыцык Геннадий Сергеевич, д. т. н., профессор кафедры “Электротехнические комплексы автономных объектов” (ЭКАО) НИУ МЭИ тел.: +79169673973, e-mail: mytsykgs@rambler.ru;

Тин Аунг Зо, аспирант кафедры “Электротехнические комплексы автономных объектов” (ЭКАО) НИУ МЭИ.

В. В. Харламов, Ю. В. Москалев, В. С. Лысенко

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ ПОДКЛЮЧЕНИЯ ТРЕХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ К ОДНОФАЗНОЙ СЕТИ

V. V. Kharlamov, Yu. V. Moskalev,
V. S. Lysenko

В статье приведен обзор разных технических средств для подключения трехфазной обмотки статора асинхронного двигателя к однофазной сети. Составлена математическая модель для анализа работы предложенного преобразователя однофазного напряжения в трёхфазную симметричную систему напряжений. Модель позволяет осуществить анализ напряжений и токов в ветвях схемы замещения преобразователя, что, в свою очередь, позволяет правильно определить параметры элементов устройства при его проектировании. В качестве примера рассмотрена работа трехфазного асинхронного двигателя с номинальной нагрузкой на валу. Сопротивления фаз двигателя были заданы с использованием Г-образной схемы замещения. Предложена методика для определения параметров электрического фильтра нижних частот для уменьшения содержания высших гармоник в кривых напряжения и тока трехфазной обмотки статора. С использованием математической модели выполнен анализ временных и спектральных диаграмм токов и напряжений схемы замещения преобразователя с подключением и без электрического фильтра.

Ключевые слова: однофазная сеть, трехфазный асинхронный двигатель, преобразователь фаз, математическое моделирование, схема замещения, фильтр нижних частот.

Converter Operation Simulation to Ensure A Three-Phase Induction Motor Connection to the Single-Phase Mains

The article provides an overview of various technical means for connecting the three-phase induction motor to a single-phase mains. A mathematical model has been developed to analyze operation of the proposed converter for a single-phase voltage conversion into the three-phase symmetrical voltage. The model allows analyzing voltages and currents in the branches of the converter equivalent circuit, which, in its turn, allows correctly determine parameters of the device elements while its design. Operation of a three-phase induction motor with the rated shaft load was considered as an example. Resistances of the motor phases were defined using an L-shaped equivalent circuit. The authors propose a technique for determining the low-pass filter parameters to the higher harmonics content reduction in both voltage and current waveforms of the stator three-phase winding. Analysis of the time and spectral diagrams of the equivalent circuit currents and voltages was performed employing the developed mathematical model.

Key words: single-phase mains, three-phase induction motor, phase converter, mathematical modeling, equivalent circuit, low-pass filter.

Асинхронные двигатели часто используют в качестве электропривода различных механизмов, которые подключаются к однофазной электрической сети, в основном это бытовые приборы и устройства, например, насосы, компрессоры, деревообрабатывающий инструмент, зернодробилки и т. п. Однофазные двигатели изготавливаются серийно с номинальной мощностью менее 1 кВт [1, 2], поэтому если необходимо обеспечить большую мощность для работы механизма, используют трехфазные асинхронные двигателя стандартных серий, которые подключают к однофазной сети с использованием преобразователя фаз. При этом мощность трехфазных двигателей бытовых устройств, подключаемых к однофазной сети, не превышает 3 кВт.

Для подключения трехфазного асинхронного двигателя к однофазной сети существуют различные технические устройства [1–16], их можно классифицировать следующим образом:

1) схемы с использованием фазосдвигающих реактивных элементов. Такие схемы часто используются на практике, они простые и дешевые, но при их использовании к трехфазной обмотке статора асинхронного двигателя будет приложено несимметричное напряжение. Номинальная мощность двигателя при

этом составляет 40–50% от мощности в симметричном трехфазном режиме [3]. Как показано в [4], для обеспечения симметричного напряжения на обмотке статора при изменении механической нагрузки на валу двигателя необходимо регулировать реактивные токи фазосдвигающих элементов.

2) Электромеханические фазорасщепители. Это специальные электрические машины с несколькими обмотками на статоре с различным количеством фаз. Такие преобразователи количества фаз обычно имеют невысокий КПД, создают шум и вибрацию во время работы.

3) Трансформаторные и автотрансформаторные преобразователи фаз [6]. В конструкцию таких устройств обычно входят несколько индуктивно связанных обмоток. Такие преобразователи имеют большие массогабаритные показатели, высокий расход дорогостоящих электротехнических материалов.

4) Электронные схемы для преобразования количества фаз [7–15]. Среди электронных схем большое распространение получила схема, состоящая из однофазного мостового выпрямителя, сглаживающего фильтра и многофазного автономного инвертора напряжения, к которому подключается многофазная

нагрузка. К недостаткам такой схемы можно отнести появление высших гармоник в токе, потребляемом из однофазной сети, а также несинусоидальность напряжения и тока на выходе инвертора.

Таким образом, разработка новых схем для подключения трехфазных асинхронных двигателей к однофазной сети, которые способны обеспечит симметричное трехфазное напряжение с минимальным содержанием высших гармоник напряжения и тока в обмотке двигателя является актуальной задачей.

На основании теоретических выводов, изложенных в [16], был предложен преобразователь однофазного напряжения в симметричное трехфазное [17], принципиальная электрическая схема которого приведена на рис. 1.

На рис. 1 напряжение однофазной сети (S) приложено к выпрямителю (В), на конденсаторе сглаживающего фильтра (СФ) формируется постоянное напряжение, которое поступает на вход однофазного автономного инвертора напряжения (АИН), к выходу АИН подключена первичная обмотка однофазного трансформатора (Т). На первичной обмотке трансформатора инвертор обеспечивает создание последовательности прямоугольных импульсов, скважность которых изменяется по синусоидальному закону во времени. Трансформатор выполняет несколько функций: обеспечивает гальваническую развязку, согласование уровней напряжения, а также, за счет индуктивностей рассеяния, межвитковых и межобмоточных емкостей трансформатора, несколько уменьшает высшие гармоники напряжения.

Работу преобразователя однофазного напряжения в симметричное трехфазное (см. рис. 1) можно пояснить следующим образом: на выводах вторичной обмотки трансформатора формируется переменное напряжение ишим, основная гармоника которого опережает на 60 градусов по фазе напряжение однофазной сети u_{AB} (основная гармоника напряжения ишим имеет одинаковую амплитуду и частоту с напряжением сети). Напряжение u_{BC} будет находиться в противофазе с ишим, поэтому u_{BC} будет “отставать” от напряжения сети u_{AB} на 120 градусов. В соответствии со вторым законом Кирхгофа напряжение u_{CA} будет равно $-(u_{AB} + u_{BC})$. При этом основная гармоника напряжения u_{CA} будет иметь одинаковое амплитудное значение с основными гармониками напряжений u_{AB} и u_{BC} , по фазе основная гармоника напряжения u_{CA} будет “опережать” напряжение однофазной сети u_{AB} на 120 градусов. Таким образом, основные гармоники

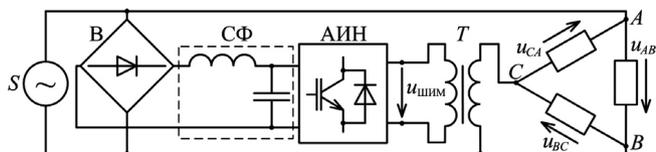


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема преобразователя однофазного в симметричное трехфазное напряжение

напряжений u_{AB} , u_{BC} , u_{CA} образуют симметричную трехфазную систему.

Как известно, существуют различные алгоритмы формирования выходного напряжения АИН, например, обеспечение синусоидального выходного напряжения с помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ). При этом алгоритм работы АИН определяет спектральный состав выходного напряжения [18, 19].

Для анализа работы преобразователя однофазного напряжения в симметричное трехфазное (см. рис. 8) выполним его математическое моделирование. При моделировании примем следующие допущения: напряжение однофазной сети синусоидальное; напряжение на входе АИН постоянное; полупроводниковые ключи АИН идеальные, это позволяет обеспечить импульсы прямоугольной формы на выходе инвертора, элементы схем замещения однофазного трансформатора и асинхронного двигателя линейные, трехфазная нагрузка – симметричная.

При моделировании предположим, что АИН работает с использованием алгоритма, реализующего однополярную ШИМ по синусоидальному закону. В спектральном составе напряжения однополярной ШИМ наибольшие амплитуды будут иметь высшие гармоники с номерами $N - 3$, $N - 1$, $N + 1$, $N + 3$, где N – кратность несущей ($f_{ШИМ}$) и моделирующей (f_c) частот, т. е. $N = f_{ШИМ}/f_c$ [18, 19].

Моделирование работы устройства (см. рис. 1) выполним с использованием схемы замещения, приведенной на рис. 2. В схему замещения добавлена ветвь, состоящая из последовательного соединения индуктивного и емкостного элементов между узлами В и С. Это позволит проанализировать работу преобразователя с учетом электрического фильтра нижних частот.

Для описания линейной электрической цепи (см. рис. 2) составим систему дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} i_1 - i_3 + i_5 = 0; \\ i_2 + i_4 - i_5 - i_6 = 0; \\ r_1 i_1 + L_1 i_1' + r_3 i_3 + L_3 i_3' = e_s; \\ r_2 i_2 + L_2 i_2' - r_4 i_4 - L_4 i_4' = e_{pwm}; \\ r_3 i_3 + r_4 i_4 + r_5 i_5 + L_3 i_3' + L_4 i_4' + L_5 i_5' = 0; \\ r_2 i_2 + L_2 i_2' + r_6 i_6 + L_6 i_6' + u_{C6} = e_{pwm}; \\ i_6 = C_6 u_{C6}'. \end{cases} \quad (10)$$

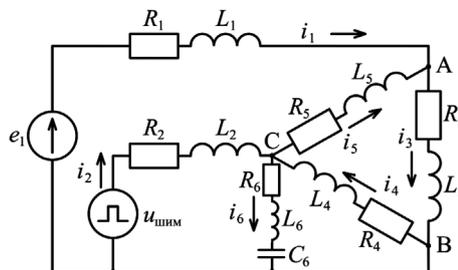


Рис. 2. Схема замещения для моделирования преобразователя однофазного напряжения в симметричное трехфазное напряжение

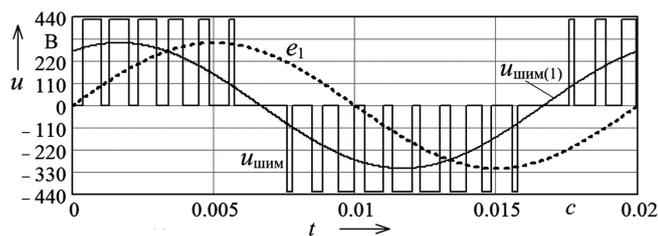


Рис. 3. Временные диаграммы ЭДС сети и напряжения на выходе АИН

ЭДС сети e_1 имеет синусоидальную форму с действующим значением 220 В, ЭДС шим задана в виде последовательности прямоугольных импульсов обеспечивающих ШИМ по синусоидальному закону (рис. 3), основная гармоника ЭДС шим(1) также имеет действующее значение 220 В и опережает ЭДС сети e_1 на 60 градусов [16].

Каждая фаза асинхронного двигателя представлена с использованием Г-образной схемы замещения и ее эквивалентной схемы [3], состоящей из последовательно соединенных активного и индуктивного элементов (ветви 3–5 на рис. 2). Расчет действительной R_{AD} и мнимой X_{AD} составляющих эквивалентного комплексного сопротивления фазы асинхронного двигателя в зависимости от нагрузки на валу выполнен по выражениям, приведенным в [4].

Для моделирования используем паспортные данные асинхронного двигателя типа 4А80В4У3 с номинальной мощностью 1,5 кВт, который необходимо подключить к однофазной сети. Номинальные параметры двигателя: напряжение обмотки статора – 220 В; КПД – 0,77; коэффициент мощности – 0,83; скольжение – 0,067. Параметры Г-образной схемы замещения [20]: $R_{\mu} = 17,64$ Ом; $X_{\mu} = 117,54$ Ом; $R_1 = 7,42$ Ом; $X_1 = 4,83$ Ом; $R_2' = 4,14$ Ом; $X_2' = 7,42$ Ом.

Выполним анализ преобразователя при номинальной нагрузке двигателя, активное сопротивление и индуктивность каждой фазы асинхронного двигателя равны $R_{AD} = 44,6$ Ом, $L_{AD} = 93,9$ мГн (ветви 3–5 на рис. 2). Значения параметров однофазного источника приняты равными нулю ($R_1 = 0$, $L_1 = 0$). Элементы второй ветви на рис. 2 являются элементами упрощенной схемы замещения однофазного трансформатора, для трансформатора необходимой мощности эти величины равны: $R_2 = 0,5$ Ом, $L_2 = 20$ мГн. При моделировании несущая и моделирующая частоты равны 500 Гц и 50 Гц соответственно.

Решение линейной системы дифференциальных уравнений (1) выполнено с использованием численного метода Рунге-Кутты [21].

Временные диаграммы напряжений и токов трехфазной нагрузки, а также спектральный состав напряжения каждой фазы без фильтра приведены на рис. 4, 5 и 6 соответственно. Для того, чтобы выполнить анализ схемы (см. рис. 2) без учета параллельной ветви фильтра активное сопротивление индуктивного сопротивления параллельной ветви R_6 было задано 1 МОм.

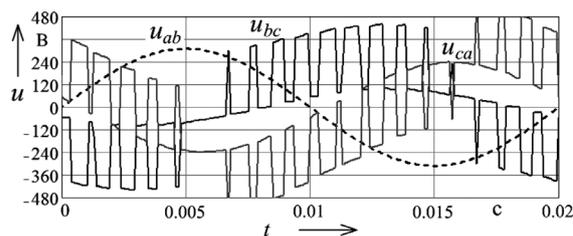


Рис. 4. Временная диаграмма фазных напряжений обмотки статора трехфазного асинхронного двигателя

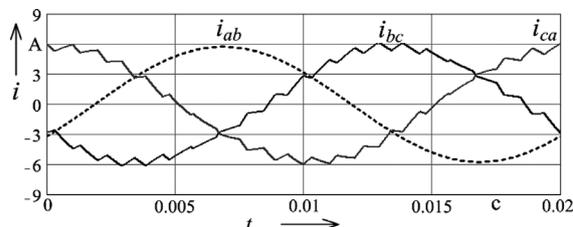


Рис. 5. Временная диаграмма фазных токов обмотки статора трехфазного асинхронного двигателя

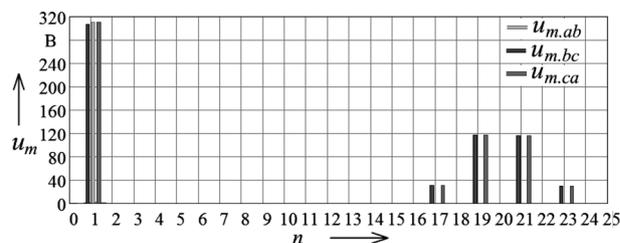


Рис. 6. Спектральная диаграмма фазных напряжений обмотки статора

Для того, чтобы уменьшить высшие гармоники напряжения и тока трехфазной нагрузки к выводам вторичной обмотки однофазного трансформатора необходимо включить цепь, состоящую из последовательного соединения индуктивного и емкостного элементов (между узлами В и С на рис. 1).

В этом случае индуктивность упрощенной схемы замещения однофазного трансформатора L_2 (см. рис. 2) и цепь с последовательным соединением индуктивного L_6 и емкостного C_6 элементов будут являться фильтром нижних частот [22].

С учетом допущения о линейности элементов схемы замещения (см. рис. 2) можно записать выражение для расчета коэффициента передачи по напряжению такого фильтра:

$$\dot{k}_u(f) = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{R_6 + j\omega L_6 + \frac{1}{j\omega C_6}}{R_2 + R_6 + j\omega(L_2 + L_6) + \frac{1}{j\omega C_6}}, \quad (2)$$

где j – мнимая единица.

Необходимо определить параметры параллельно включенного звена фильтра. Из анализа выражения (2) можно определить, что при частоте равной нулю

коэффициента передачи по напряжению равен единице.

Максимальное значение модуля этого коэффициента будет на частоте, равной:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_2 + L_6)C_6}}, \quad (3)$$

а минимальное значение модуля коэффициента передачи по напряжению – на частоте:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_6C_6}}. \quad (4)$$

При увеличении частоты больше чем f_2 значение коэффициента передачи по напряжению будет увеличиваться от минимального значения до величины, определяемой по выражению:

$$\lim_{f \rightarrow \infty} (k_u(f)) = \frac{L_6}{L_2 + L_6}. \quad (5)$$

С использованием выражений (2)–(5) можно определить параметры фильтра. Индуктивность последовательного включенного элемента определяется индуктивными сопротивлениями рассеяния однофазного трансформатора. Индуктивность параллельной цепи фильтра можно определить по выражению:

$$L_6 = \frac{L_2}{f_2^2} \left(\frac{1}{f_1^2} + \frac{1}{f_2^2} \right)^{-1} \text{ Гн}, \quad (6)$$

а емкость параллельной цепи фильтра:

$$C_6 = \frac{1}{4\pi^2 f_2^2 L_6} \text{ Ф}. \quad (7)$$

Для рассматриваемого преобразователя количества фаз и часто используемых значений несущей частоты ШИМ работы полностью управляемых полупроводниковых ключей (500–5000 Гц) в результате численных экспериментов на математической модели (2) были определены рациональные значения частот f_1 и f_2 , которые составили $2,3f_c$ и $0,5(f_{\text{ШИМ}} + f_c)$ соответственно. Для заданных несущей и моделирующей частот $f_1 = 115$ Гц и $f_2 = 275$ Гц, при этом $L_6 \approx 4$ мГн, $C_6 \approx 80$ мкФ.

На рис. 7 приведена зависимость модуля коэффициента передачи по напряжению от номера гармоники

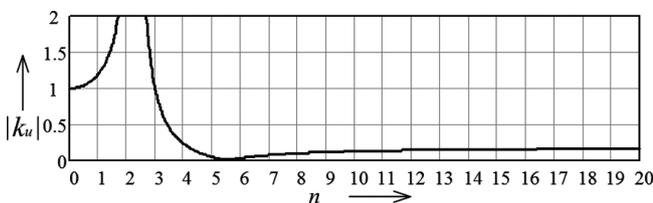


Рис. 7. Зависимость модуля коэффициента передачи по напряжению фильтра от номера гармоники

при заданных величинах реактивных элементов фильтра нижних частот.

Временные диаграммы напряжений и токов трехфазной нагрузки, а также спектральный состав напряжения каждой фазы при подключении LC-фильтра на выходе однофазного трансформатора приведены на рис. 8, 9 и 10 соответственно.

При сравнении временных и спектральных диаграмм напряжения без фильтра (см. рис. 4, 6) и с фильтром нижних частот (см. рис. 8, 10) можно видеть, что фильтр позволяет значительно уменьшить высшие гармоники характерные для работы АИН. Коэффициент передачи по напряжению фильтра на частотах второй и третьей гармоник больше единицы, поэтому имеет место появление в кривой напряжения на этих частотах гармоник с незначительным амплитудным значением (см. рис. 10).

Временные диаграммы тока параллельной ветви фильтра и напряжения конденсатора фильтра для номинальной нагрузки двигателя приведены на рис. 11.

На рис. 12 приведены временные диаграммы напряжений и токов источников переменного напряжения при номинальной нагрузке двигателя.

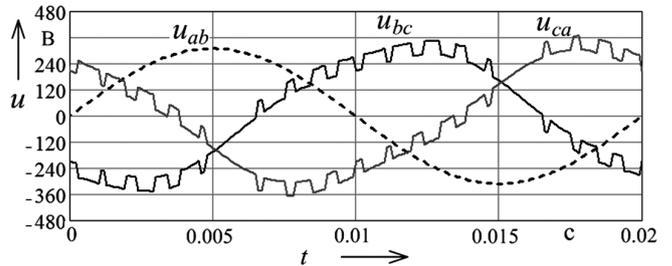


Рис. 8. Временная диаграмма фазных напряжений обмотки статора двигателя при подключении фильтра

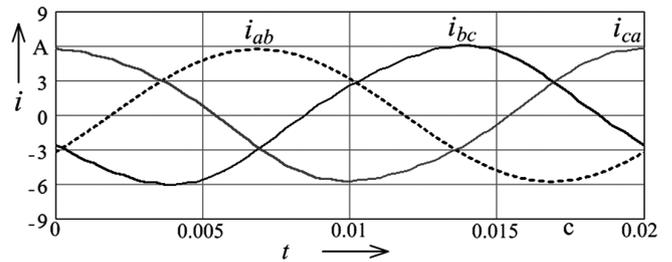


Рис. 9. Временная диаграмма фазных токов обмотки статора двигателя при подключении фильтра

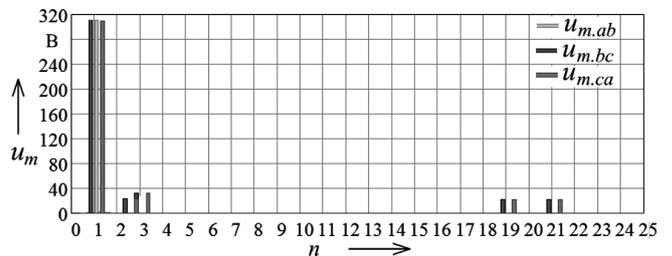
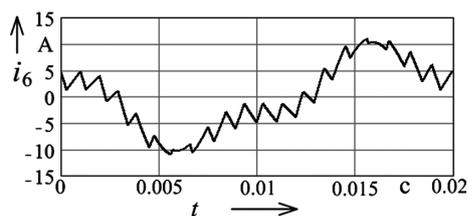
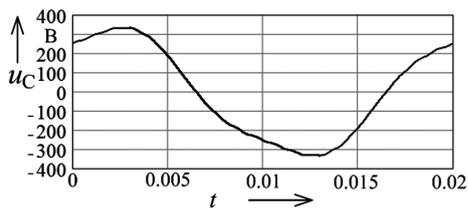


Рис. 10. Спектральная диаграмма фазных напряжений обмотки статора двигателя при подключении фильтра



а



б

Рис. 11. Временная диаграмма тока (а) и напряжения конденсатора (б) параллельной ветви фильтра

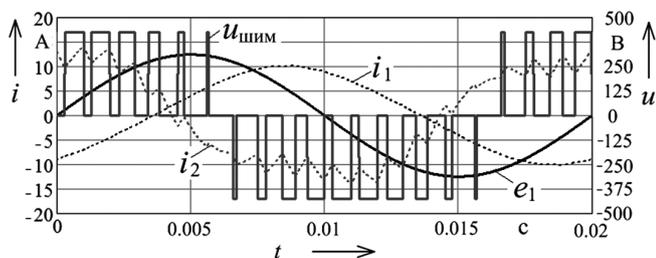


Рис. 12. Временные диаграммы напряжений и токов источников переменного напряжения

Нагрузка первого источника (однофазной сети) имеет активно-индуктивный характер с коэффициентом мощности 0,5, нагрузка АИН из-за наличия параллельной цепи электрического фильтра с емкостным сопротивлением по основной частоте имеет активно-емкостной характер с коэффициентом мощности 0,9 (для основных гармоник напряжения и тока).

Выводы

На основании изложенного можно сделать следующие выводы.

1) Для повышения использования мощности трехфазного асинхронного двигателя при подключении его к однофазной сети можно использовать предложенный преобразователь количества фаз.

2) Составлена математическая модель, описывающая взаимодействие трехфазной обмотки двигателя с однофазной сетью и напряжением на выводах вторичной обмотки однофазного трансформатора, модель позволяет рассчитать напряжение и ток фаз, а также проанализировать их гармонический состав, что дает возможность правильно определить параметры элементов схемы преобразователя.

3) Предложена методика определения параметров параллельной цепи электрического фильтра нижних частот, который подключается на выходе однофазного

трансформатора и позволяет уменьшить содержание высших гармоник в кривых напряжения и тока фаз трехфазной обмотки статора.

4) В качестве примера использования математической модели преобразователя рассмотрена работа трехфазного асинхронного двигателя с номинальной нагрузкой на валу.

5) Выполнен анализ временных и спектральных диаграмм токов и напряжений схемы замещения преобразователя с подключением и без электрического фильтра.

Литература

1. Хрущев В. В. Электрические микромашинные автоматических устройств. Учебник для вузов. Л.: Энергоатомиздат, 1985. – 368 с.
2. Петров А. П. Исследование асинхронных конденсаторных двигателей с трёхфазными обмотками: Дис. ... канд. техн. наук: 05.09.01. – Москва, 1999. – 179 с.
3. Вольдек А. И., Попов В. В. Электрические машины. Машины переменного тока. СПб.: Питер, 2010. 352 с.
4. Харламов В. В., Москалев Ю. В., Лысенко В. С. Повышение эффективности использования трехфазных асинхронных электродвигателей при питании от однофазной сети. Омский научный вестник. 2018. № 3(159). С. 27–31.
5. Kharlamov V. V., Moskaev Y. V., Lysenko V. S. Connection Three-Phase Winding of the Induction Motor to a Single-Phase Electrical Network, IEEE Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics), November 2018.
6. А.с. 2192088 РФ, МПК H02M 5/14. Преобразователь однофазного напряжения в трехфазное / Таранов М. А., Юндин М. А. заявитель и патентообладатель Азово-Черноморская государственная агроинженерная академия. – № 2001124135/09; заявл. 29.08.01; опубл. 27.10.02, Бюл. № 30.
7. Patil S., Aspalli M. Operating Three Phase Induction Motor Connected to Single Phase Supply. International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering. 2012. Vol. 2. PP. 523–528.
8. Kadam A., Shaikh A. Simulation And Implementation Of Three Phase Induction Motor On Single Phase By Using PWM Techniques. International Journal of Engineering Research and General Science. 2014. Vol. 2. PP. 93–104.
9. Huang Y., Zhong Y., Zheng Z., Wu H. Analysis of Two-Phase Operation Mechanism of Three-Phase Motor Based on Capacitor Phase Shift Method. Applied Mechanics and Materials. 2014. Vols. 556-562. PP. 2058–2062.
10. Sreehitha G., Teja A., Kondenti P., Rao P. Control of a Three Phase Induction Motor using Single Phase Supply. International Journal of Engineering Trends and Technology. 2012. Vol. 3. PP. 431–436.
11. Malyar V., Malyar A. Mechanical characteristics of three-phase induction motors with single-phase power supply. Electrical Engineering and Electromechanics. 2016. no. 3. PP. 21–24.
12. Zuriman A. A Simple Method For Operating The Three-Phase Induction Motor On Single Phase Supply (For Wye Connection Standard). International Journal of Engineering Trends and Technology. 2013. Vol. 5. No. 1. PP. 13–16.
13. Мощинский Ю. А., Петров А. П. Математические модели трехфазных асинхронных двигателей включенных в однофазную сеть. – Электричество. 2000. № 2. С. 40–46.

14. *Mohanty N., Muthu R.* Microcontroller Based PWM Controlled Four Switch Three Phase Inverter Fed Induction Motor Drive. *Serbian Journal of Electrical Engineering*. 2010. Vol. 7, No. 2. PP. 195–204.
15. *Murthy S., Berg G., Singh B., Singh J.* Transient Analysis Of A Three Phase Induction Motor With Single Phase Supply. — *IEEE Transaction on Energy Conversion*. 1983. Vol. 102. PP. 28–37.
16. *В. В. Харламов, А. Г. Галкин, Ю. В. Москалев, В. С. Лысенко.* Совершенствование схем подключения трехфазной обмотки асинхронного двигателя к однофазной сети. — *Вестник Самарского государственного технического университета. Серия “Технические науки”*: науч.-техн. журнал. Самарский гос. техн. ун-т. Самара. 2018. № 4 (60). С. 145–157.
17. Пат. 181495 Российская Федерация, МПК H01F 30/14. Преобразователь однофазного напряжения в симметричное трехфазное. В. В. Харламов, Ю. В. Москалев, В. С. Лысенко; заявитель и патентообладатель Омский гос. ун-т путей сообщения. — 2018113567; заявл. 13.04.18; опубл. 17.07.18, Бюл. № 20.
18. *А. С. Сазонов, Д. Ю. Лебедев.* Расчет и выбор параметров синусных фильтров частотно-регулируемых приводов с ШИМ-инвертором напряжения. — *Промышленная энергетика*. 2012. № 2. С. 18–22.
19. *Г. С. Мыцык, Пью Мьинт Тхейн, Хлаинг Мин У.* Модификация упрощенной методики расчета Г-образного LC-фильтра. — *Практическая силовая электроника*. 2012. № 1(45). С. 18–26.
20. *Кравчик А. Э., Шлаф М. М., Афонин В. И.* Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник. — М.: Энергоиздат, 1982. — 504 с.
21. *Бронштейн И. Н., Семендяев К. А.* Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. — М.: Издательство “Наука”, 1980. — 976 с.
22. *Атабеков Г. И.* Теоретические основы электротехники. В 3-х ч. Ч. 1. Линейные электрические цепи. — М.: Энергия, 1978. — 592 с.

Харламов Виктор Васильевич, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой “Электрические машины и общая электротехника” Омского государственного университета путей сообщения (ОмГУПС), тел.: 8 (3812) 31-18-27, e-mail: harlamovVV@omgups.ru;

Москалев Юрий Владимирович, кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры “Электрические машины и общая электротехника” Омского государственного университета путей сообщения (ОмГУПС), тел.: 8 (3812) 31-18-27, e-mail: yuriyvt@mail.ru;

Лысенко Виктор Сергеевич, аспирант кафедры “Электрические машины и общая электротехника” Омского государственного университета путей сообщения (ОмГУПС), тел.: 8 (3812) 31-18-27, e-mail: etoe@mail.ru.

Г. В. Рощупкин

ФОРМИРОВАТЕЛИ ТРАЕКТОРИИ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ДЛЯ ОДНОФАЗНОГО КОРРЕКТОРА КОЭФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

G. V. Roshchupkin

Switching Path Shaper for Single Phase Power Factor Corrector

В статье рассматриваются формирователи траектории переключения (ФТП) силовых транзисторных ключей (СТК) в однофазных корректорах коэффициента мощности (ККМ), позволяющие существенно снизить динамические потери в силовом транзисторе. Предложены авторские ФТП. Описаны принципы работы представленных ФТП, а также их достоинства и недостатки.

Ключевые слова: корректор коэффициента мощности (ККМ), силовой транзисторный ключ, формирователь траектории переключения, линейный конденсатор, линейный дроссель, включение при нуле напряжения, выключение при нуле токе.

This article regards switching path shapers (SPS) for power transistor switches (PTS) in single-phase power factor correctors (PFC), which allow significant reduction of dynamic losses in the power transistor. The author's SPS is proposed. The article describes principles of operation of the presented SPS circuits, as well as their advantages and disadvantages.

Key words: power factor corrector (PFC), power transistor switch, switching path generator, linear capacitor, line inductance, zero voltage switching, zero current switching.

В процессе разработки любых преобразователей электрической энергии необходимо выполнять различные требования к параметрам готового устройства. Основными параметрами, предъявляемые к устройствам, являются: малые массогабаритные показатели, высокий коэффициент полезного действия (КПД), широкий диапазон рабочих температур, электромагнитная совместимость, низкая себестоимость устройства и другие. Как и раньше, так и на текущий момент развитие силовой электроники направлено на уменьшение массогабаритных показателей, увеличении КПД, а также уменьшении себестоимости готового устройства.

Одним из способов уменьшения массогабаритных показателей реактивных элементов любого преобразователя является увеличение частоты квантования СТК. Однако, повышение частоты работы СТК приводит к увеличению динамической составляющей тепловых потерь, что ухудшает КПД, а также вынуждает использовать радиаторы с большей теплоотводящей поверхностью, что в свою очередь увеличивает массогабаритные показатели.

До недавнего времени подобная закономерность прослеживалась во всех преобразователях электро-энергии и решалась нахождением оптимальной частоты переключения как в импульсных преобразователях, так и в резонансных и квазирезонансных преобразователях. Но подобные преобразователи имеют свои недостатки, одним из которых является ограничение диапазона изменения выходного тока. К тому же резонансный способ переключения может быть пригоден не для всех типов преобразователей.

На данный момент с развитием силовых полупроводниковых приборов для уменьшения динамической составляющей потерь при повышении частоты коммутации стали применять карбид-кремниевые (SiC) и ни-

трид-галлиевые (GaN) полупроводниковые приборы, способные работать на частотах выше 300 кГц за счет очень быстрого включения и выключения прибора.

Применение подобных полупроводниковых приборов действительно позволяет уменьшить массогабаритные показатели реактивных элементов и элементов охлаждения, но при этом из-за больших значений производных тока и напряжения затруднительно обеспечить электромагнитную совместимость, ведь подобные приборы создают магнитные поля, порождающие помехи, сбивающие работу устройства, к тому же применение подобных полупроводниковых приборов колоссально увеличивает себестоимость готового устройства.

При проектировании ККМ выдвигаются все вышеперечисленные требования. Естественно, при этом необходимо помнить и о стандартных требованиях к ККМ, а именно к высокому качеству потребляемой энергии и электромагнитной совместимости [1–2]. Еще одним не маловажным критерием является то, что исходя из принципа работы ККМ применение резонансного или квазирезонансного режима работы является невозможным, а использование современных SiC и GaN приборов повлечет за собой многократное увеличение себестоимости и не позволит уменьшить массогабаритные показатели выходной емкости, зависящей от частоты питающей сети.

По этой причине для обеспечения электромагнитной совместимости, увеличения КПД и небольших финансовых затрат в однофазных ККМ необходимо применять формирователи траектории переключения (ФТП).

Процессы переключения СТК в однофазном ККМ без формирователя траектории переключения

Однофазные ККМ имеют различные силовые топологии: с дросселем постоянного и дросселем пере-

менного тока, с СТК постоянного и СТК переменного тока [3–4]. В зависимости от выдвигаемых требований к устройству выбирают ту или иную силовую структуру, от которой уже зависит КПД, массогабариты и сложность системы управления. Также известно, что для каждой топологии ККМ может быть применены различные алгоритмы управления, от которого зависит качество потребляемого тока, область устойчивой работы и размах пульсаций выходного напряжения [5].

Однако, независимо от силового каскада и алгоритма управления однофазным ККМ существует энергетическая проблема на этапе включения СТК. Более подробно эту проблему рассмотрим на примере классического ККМ с дросселем постоянного тока и СТК постоянного тока, изображенного на рис. 1а.

На рис. 1а показаны контуры протекания тока в однофазном классическом ККМ на этапе импульса. В этот момент ток накопления энергии $I_{накоп}$ протекает через дроссель, в котором накапливается энергия, также в этот момент нагрузка, подключенная к ККМ питается током I_H от конденсатора С. На рис. 1б показаны контуры протекания тока в однофазном классическом ККМ на этапе паузы. На этом этапе дроссель отдает накопленную энергию, питая нагрузку и подзаряжая конденсатор С.

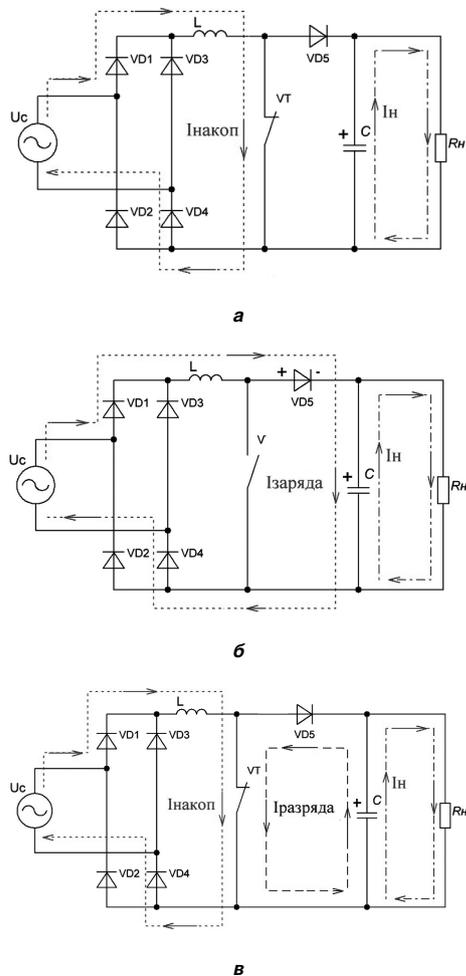


Рис. 1. Принцип работы однофазного ККМ

Возникновение дополнительных контуров протекания тока, подобных вышеописанным, вследствие неидеальности полупроводниковых приборов создает большую проблему.

Эта проблема заключается в том, что если не применять дорогие *SiC* или *GaN* диоды, то в момент открытия СТК диод VD5 не заперт из-за накопленного заряда в его барьерной и диффузионной емкости. Подобное явление приводит к тому, что выходной диод остается открытым в момент включения СТК и из выходной емкости С ККМ кратковременно протекает практически “неограниченный” ток $I_{разряда}$, до тех пор, пока накопленный заряд не рассеется и диод не перейдет в закрытое состояние как показано на рис. 1в. С учетом того, что в этот момент напряжение на транзисторе еще не спало до значений близких к нулю, на транзисторе выделяется очень большая мгновенная мощность. Эта мощность выделяется кратковременно, но ее среднее значение за период настолько велико, что составляет существенную часть всей динамической мощности (коммутационной мощности) устройства.

Описанную проблему можно исследовать и продемонстрировать с помощью имитационно компьютерной модели (ИКМ), построенной в среде *PSpice*. На рис. 2 представлена упрощенная модель однофазного классического ККМ. В этой модели используются модели реальных полупроводниковых элементов с их паразитными параметрами.

В качестве устройства управления в данной модели используются генератор тактовых импульсов VPULSE, в качестве драйвера СТК используется источник напряжения, управляемый напряжением E1, в качестве нагрузки используется источник тока IDC, блокируемый диодом D1.

На рис. 3 изображены осциллограммы, показывающие динамические процессы в СТК при его включении. Из осциллограмм видно, что в момент открытия канала СТК через него начинает протекать силовой ток, но при этом в это же время напряжение на СТК еще не начало снижаться, по этой причине на СТК выделяется очень большая мгновенная мощность, существенно ухудшая энергетические характеристики всей системы.

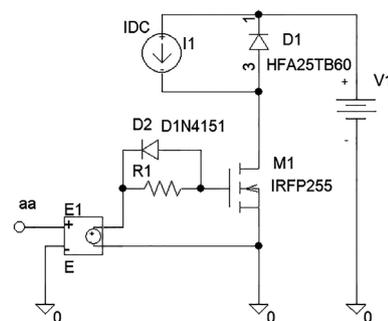


Рис. 2. Модель классического ККМ

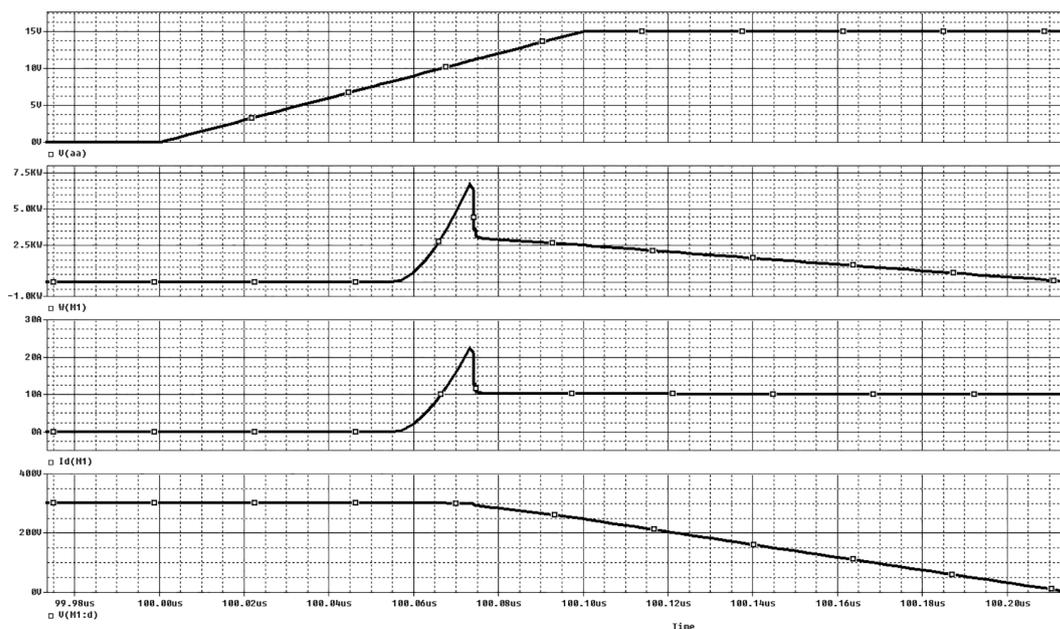


Рис. 3. Включение СТК в модели ККМ без ФТП

На рис. 4 представлены осциллограммы, показывающие динамические процессы в СТК при его выключении. Из осциллограмм видно, что и спад, и нарастание тока в СТК происходит при высоком напряжении (спад и нарастание напряжения происходит при большом значении тока). В следствие этого на СТК выделяется большая мощность. Таким образом при мощности нагрузки 2,7 кВт в СТК выделяется мгновенная мощность 7 кВт на включении и 2,75 кВт на выключении.

Для наглядности и удобства исследования динамических и энергетических процессов в СТК используют траекторию переключения СТК, которая представляет собой зависимость тока, протекающего через СТК, от напряжения на нем за один период работы в установленном режиме [8–9].

На рис. 5 представлена траектория переключения СТК в классическом однофазном ККМ без ФТП. По этой зависимости можно судить о энергетических характеристиках СТК в данной системе. Направление траектории следующее: в начальный момент СТК в закрытом состоянии, к нему приложено полное напряжение, затем подается импульс на затвор СТК, и он открывается, начинает протекать ток, при этом напряжение на транзисторе держится. Затем значение тока начинает уменьшаться до номинального значения, начинает снижаться уровень напряжения. В момент снятия сигнала управления через СТК продолжает протекать ток и на нем начинает повышаться уровень напряжения, на момент, когда к СТК приложится почти все напряжение ток через него начнет спадать.

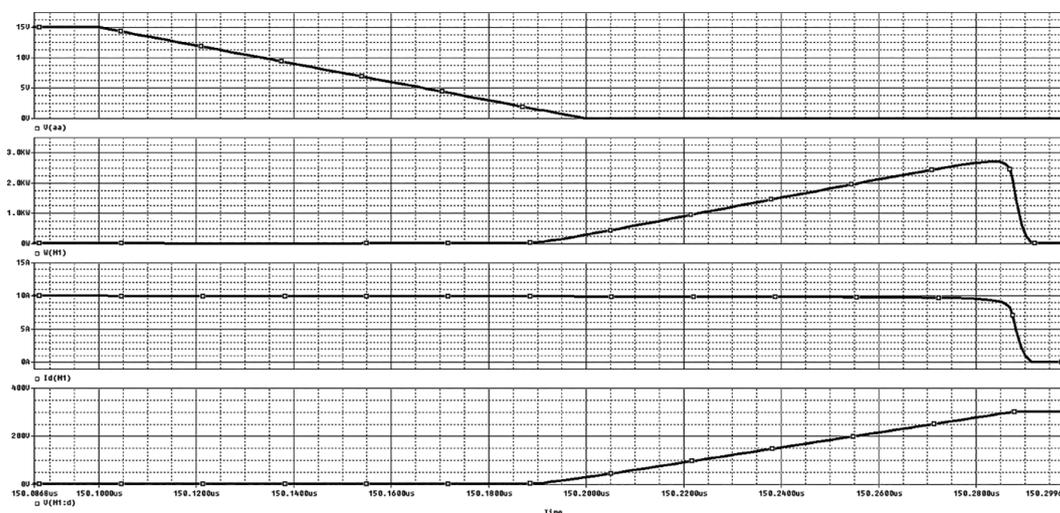


Рис.4. Выключение СТК в модели ККМ без ФТП

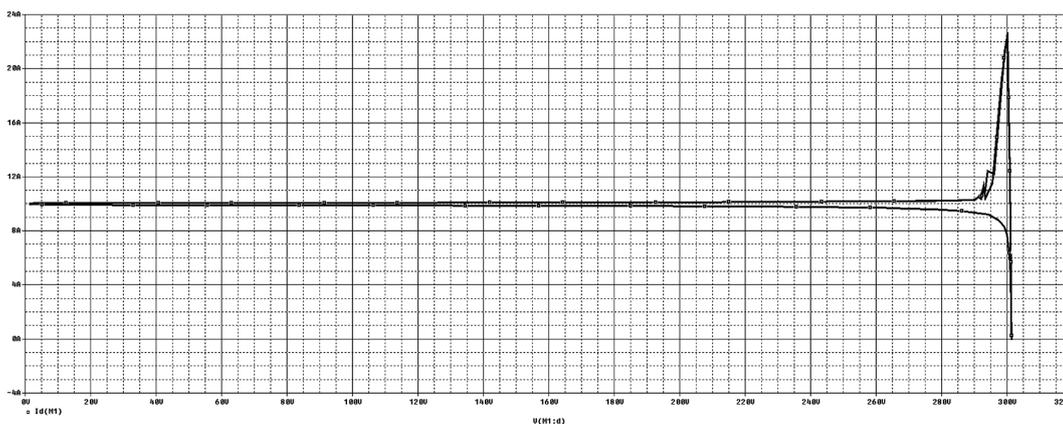


Рис. 5. Траектория переключения СТК в однофазном классическом ККМ без ФТП

Судя по траектории переключения СТК в однофазном классическом ККМ имеются высокие динамические (коммутационные) потери, причем существенно преобладают потери на включении СТК из-за проблемы, описанной ранее. По этой причине для улучшения энергетических показателей системы необходимо использовать ФТП, позволяющего коммутировать СТК при нуле тока и нуле напряжения.

Классический формирователь траектории переключения с линейным дросселем

Один из самых распространенных ФТП назвали классическим. Принцип его работы заключается в том, что он позволяет ввести задержки в нарастании тока и напряжения, посредством обмена энергии между дополнительными индуктивностью и конденсатором, находящимися в обвязке транзистора. Классический ФТП изображен на рис. 6 [6–7].

При подаче импульса управления на затвор СТК M1 от источника тока I1 начинает протекать силовой ток через индуктивность L1 и СТК M1, причем наличие дросселя в цепи протекания тока не позволяет току мгновенно нарасти. В момент снятия импульса управления СТК M1 начинает закрываться. Причем сразу к нему не приложится полное напряжение из-за наличия конденсатора C1, который, в свою очередь,

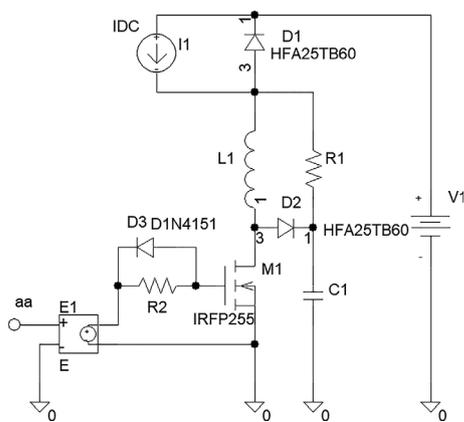


Рис. 6. Классический ФТП для однофазного ККМ

в этот момент начнет заряжаться ток дросселя L1. Также в момент подачи сигнала управления и открытия СТК конденсатор C1 будет сбрасывать накопленную энергию в виде тока через резистор R1 в дроссель L1. Важно отметить, что рассматриваемая система является диссипативной из-за наличия резистора.

На рис. 7 и 8 представлены осциллограммы включения и выключения СТК в однофазном ККМ с классическим ФТП.

Таким образом, при той же мощности нагрузки в СТК выделяется мгновенная мощность 200 Вт на включении и 210 Вт на выключении. Сравнивая полученные осциллограммы с использованием ФТП и без него можно однозначно сказать, что применение ФТП существенно улучшает энергетические показатели СТК, причем независимо от силового каскада и устройства управления.

На рис. 9 представлена траектория переключения СТК с применением классического ФТП. По сравнению с траекторией, представленной на рис. 5 можно увидеть существенные улучшения коммутационных

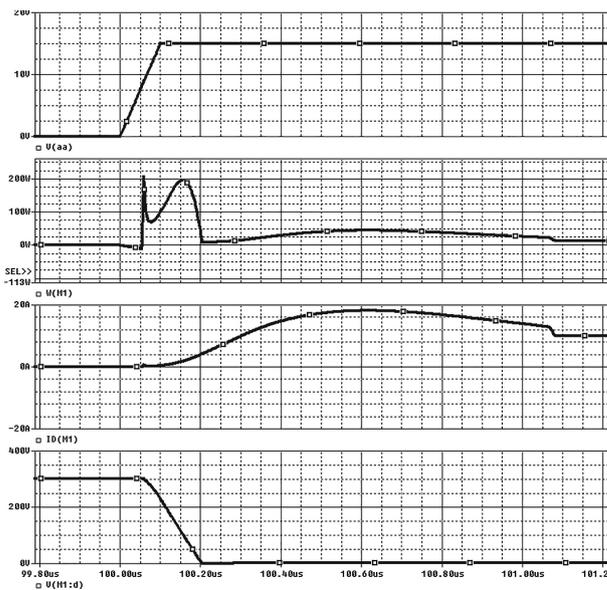


Рис. 7. Включение СТК в модели ККМ с классическим ФТП

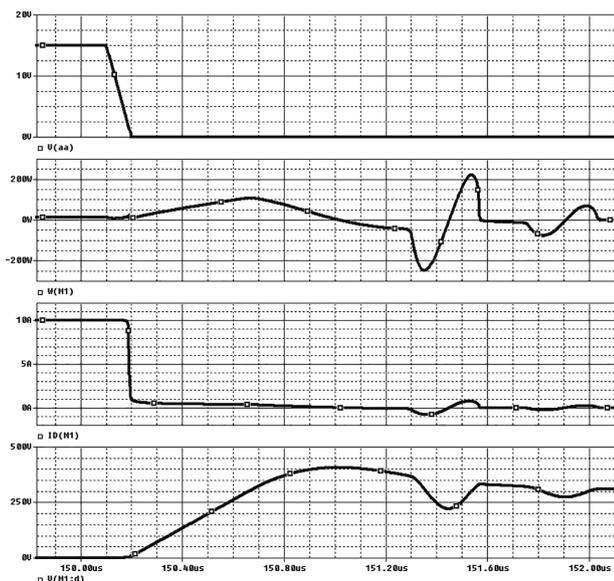


Рис. 8. Выключение СТК в модели ККМ с классическим ФТП

потерь как при включении, так и при выключении СТК.

Особенностью данного ФТП является простота исполнения и низкая стоимость, по этой причине он нашел широкое применение в однофазных ККМ, однако классический ФТП не единственное и оптимальное решение, поскольку с точки зрения энергетических показателей он может уступать множеству других.

Формирователь траектории переключения с нелинейной индуктивностью

Одной из модификации классического ФТП является ФТП с нелинейной индуктивностью [10]. Применение нелинейной индуктивности позволяет достичь еще более высоких энергетических показателей.

На рис. 10 представлена модель такого ФТП с нелинейной индуктивностью, причем заданные параметры этой индуктивности в среде *PSpice* представлены на

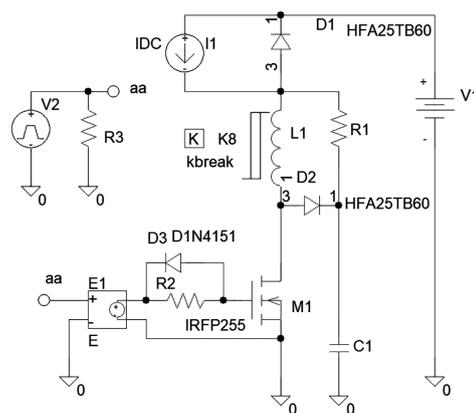


Рис. 10. ФТП с нелинейной индуктивностью для однофазного ККМ

рис. 11. Принцип работы данного ФТП не отличается от классического, однако применение нелинейного элемента позволяет получить улучшенные энергетические показатели.

На рис. 12 и рис. 13 показаны моменты коммутации СТК с применением ФТП на нелинейном дросселе.

На рис. 13 можно заметить большое значение выделяемой мгновенной мощности, это связано с тем, что в момент снятия импульса управления канал СТК закрыт, однако ток продолжает протекать через паразитные емкости СТК, поэтому при моделировании мы можем наблюдать протекание тока, но он не является током, протекающим через канал СТК. Данная осциллограмма приведена в таком виде, поскольку измерить исключительно ток канала СТК невозможно ни при моделировании, используя готовые модели, ни экспериментально при работе макетного образца. Таким образом при той же мощности нагрузки в СТК выделяется мгновенная мощность 120 Вт на включении и 190 Вт на выключении.

Исходя из полученных осциллограмм видно, что применение нелинейного дросселя приводит к еще к лучшим энергетическим характеристикам, чем клас-

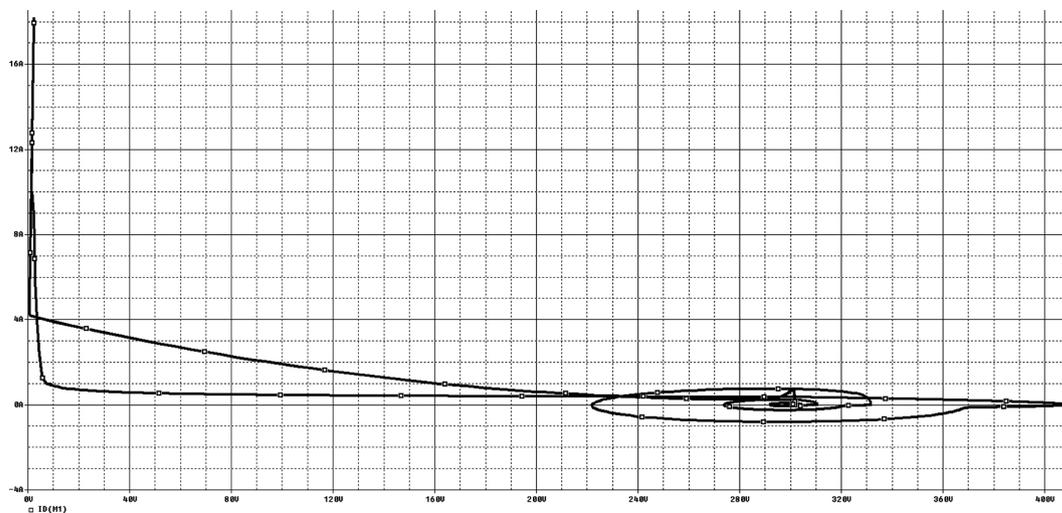


Рис. 9. Траектория переключения СТК в однофазном классическом ККМ с классическим ФТП

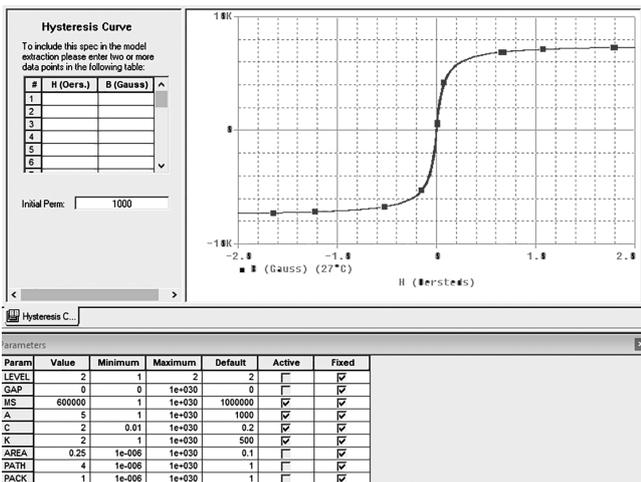


Рис. 11. Параметры нелинейной индуктивности для ФТП

сический ФТП. Основываясь на созданной модели, была составлена траектория переключения СТК с таким ФТП, представленная на рис. 14.

Формирователь траектории переключения с дополнительным СТК

Помимо классической топологии ФТП, состоящей в основном из *LCD* или *RLCD* цепочек, существует не диссипативные системы, одна из которых представлена на рис. 15, данная система является авторской.

Приведенный ФТП имеет множество достоинств, одно из которых это коммутация при нулевом токе и нулевом напряжении, однако очевиден и недостаток, состоящий в том, что необходимо использовать два СТК и, соответственно, два драйвера, так как один СТК находится на низком потенциале, а другой на высоком.

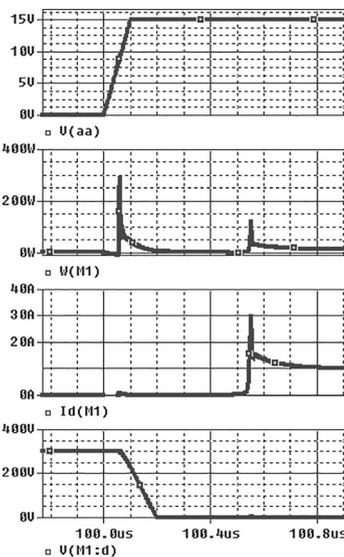


Рис. 11. Параметры нелинейной индуктивности для ФТП

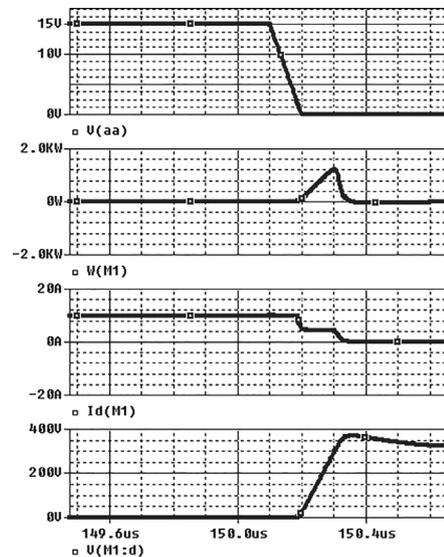


Рис. 11. Параметры нелинейной индуктивности для ФТП

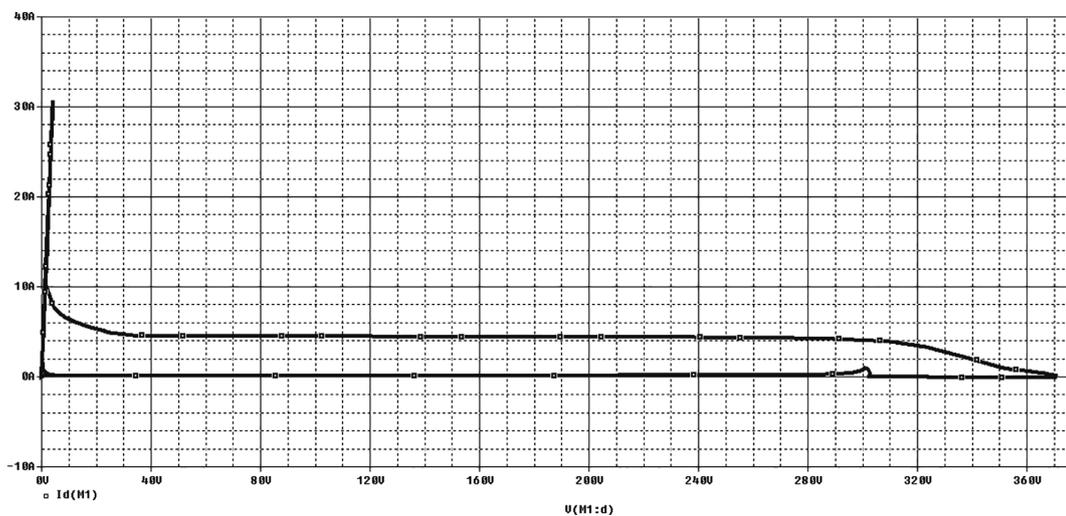


Рис. 14. Траектория переключения СТК в однофазном классическом ККМ с ФТП при нелинейном дросселе

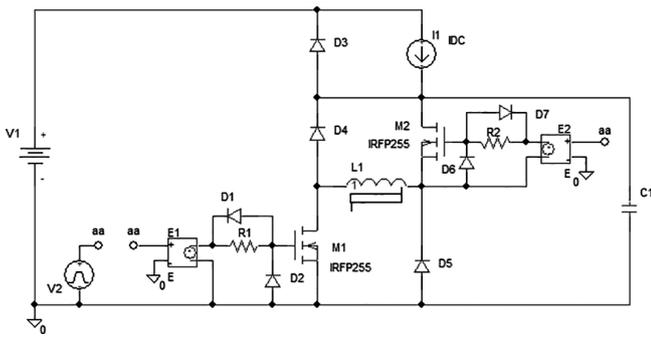


Рис. 15. Модель ККМ с ФТП на двух СТК

На рис. 16 и рис. 17 показаны моменты коммутации СТК. При этом важно отметить, что управление СТК в такой топологии осуществляется синхронно.

На рис. 18 представлена траектория переключения, практически идеальная для рассматриваемого преобразователя.

При включении СТК большое значение тока обусловлено разрядом конденсатора C1 через нелинейный

дроссель. Такое значение тока не является критичным, так как его кратковременное протекание происходит при нулевом напряжении на СТК. Таким образом при той же мощности нагрузки в СТК на включение выделяется мгновенная мощность 440 Вт и 26 Вт – на выключение.

Сравнение динамических потерь в СТК с различными типами формирователей траектории переключения приведено в табл. 1.

В заключении можно сказать, что применение ФТП позволяет уменьшить динамические потери не только в ККМ, но и в других типах AC/DC, DC/DC, DC/AC преобразователях [11]. А также применение ФТП позволяет работать СТК по низкоэнергетической траектории, что повышает надежность работы, что в свою очередь повышает также и коэффициент полезного действия (КПД), а уменьшение значений производных тока и напряжения повышает электромагнитную совместимость.

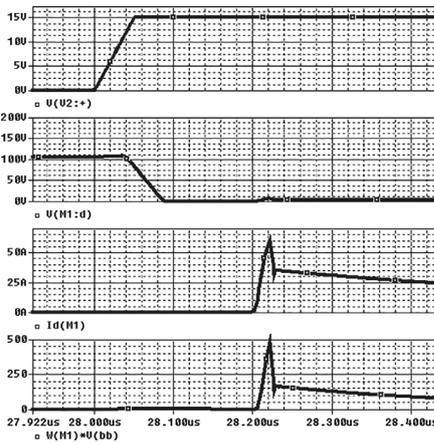


Рис. 16. Включение СТК в модели ККМ с ФТП на двух СТК

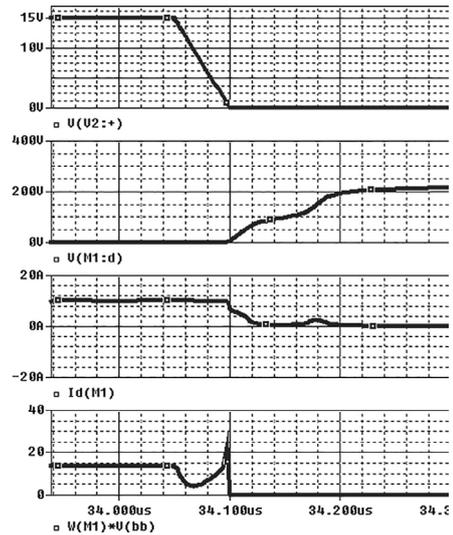


Рис. 17. Выключение СТК в модели ККМ с ФТП на двух СТК

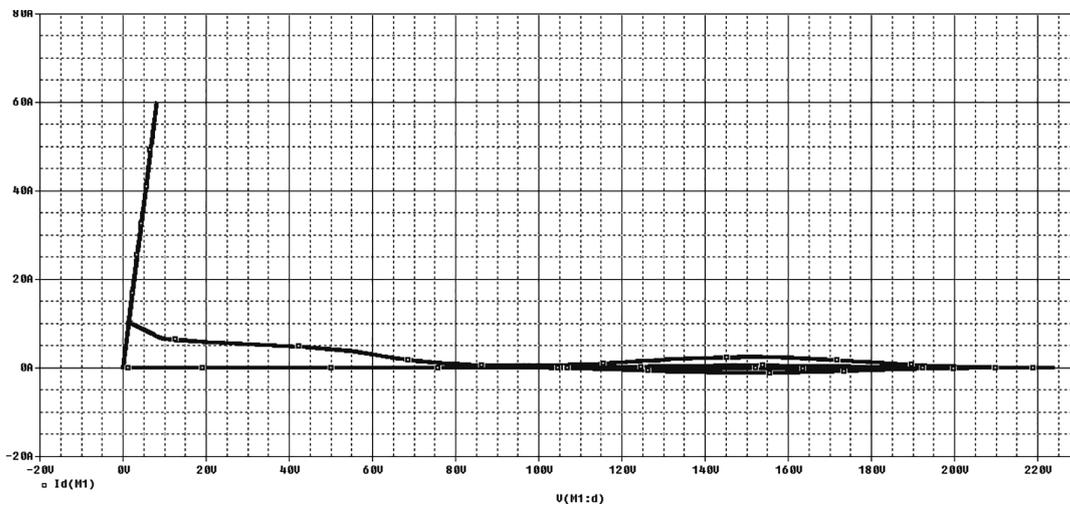


Рис. 18. Траектория переключения СТК в однофазном классическом ККМ с ФТП на двух СТК

Таблица 1. Сравнение динамических потерь при различных ФТП

Название	Потери на включении СТК	Потери на выключении СТК	Траектория переключения
Без использования ФТП	7 кВт	2,75 кВт	Небезопасная
Классический ФТП	200 Вт	210 Вт	Приемлемая
ФТП с нелинейной индуктивностью	120 Вт	190 Вт	Близкая к идеальной
ФТП с двумя СТК	440 Вт	26 Вт	Идеальная

Выводы и заключение

– Показана проблема относительно больших динамических потерь в СТК однофазных ККМ обусловленных рассеиванием неосновных носителей заряда в силовых диодах.

– Рассмотрены различные виды ФТП для однофазных ККМ.

– Предложена новая структура не диссипативного ФТП.

– Продемонстрирована целесообразность использования ФТП в однофазных ККМ, подходящих для любых силовых каскадов и любых устройств управления для уменьшения коммутационных потерь.

– Созданы компьютерные модели ФТП в среде *PSpice* для однофазных ККМ.

– Представлены временные диаграммы процессов и траектории переключения СТК, подтверждающие эффективность применения ФТП для однофазных ККМ.

– Проведено сравнение достоинств и недостатков рассмотренных ФТП для однофазных ККМ.

– По результатам сравнения сделан вывод о улучшении энергетических характеристик в СТК при использовании нелинейных элементов.

Литература

1. ГОСТ Р 54364-2011 Низковольтные источники питания постоянного тока. Эксплуатационные характеристики.
2. ГОСТ 13109-97 Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.
3. Г. В. Роцупкин, Д. А. Шевцов, М. А. Новиков. Анализ энергоэффективности корректоров коэффициента мощности в автономных системах питания с широким диапазоном входного напряжения. – Практическая силовая электроника, 2019, № 2 (74) С. 26–33.

4. Г. В. Роцупкин, Д. А. Шевцов, М. А. Новиков. Спецификация и классификация силовых каскадов однофазных корректоров коэффициента мощности. – Практическая силовая электроника, 2019, № 3 (75) С. 8–19.
5. Г. В. Роцупкин, Д. А. Шевцов, А. М. Калимуллин. Алгоритмы управления однофазными корректорами коэффициента мощности. – Практическая силовая электроника, 2019, № 4 (76) С. 40–48.
6. Мелешин В. И., Овчинников Д. А. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. – М.: Техносфера, 2011. – 584 с., ил.
7. Проф. К. А. Круг. Основы электротехники в двух томах, том второй. Теория переменных токов. – Государственное энергетическое издательство Москва 1946 г.
8. Волкович Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств, 2-е изд., испр. – М.: Издательский дом “Додэка-XXI”, 2007. – 528с., ил.
9. Солодовников В. В., Плотников В. Н., Яковлев А. В. Основы теории и элементы систем автоматического регулирования. Учебное пособие для вузов – М.: Машиностроение, 1985. – 556 с.
10. Д. Шейнголд. Справочник по нелинейным схемам: Проектирование устройств на базе аналоговых функциональных модулей и интегральных схем. – Москва: Издательство “Мир”. Редакция литературы по новой технике, 1977 г.
11. Г. В. Роцупкин, Д. А. Шевцов, А. М. Калимуллин. Методика расчета дроссель-трансформатора для статических преобразователей, – Практическая силовая электроника, 2020, № 1 (77) С. 22–27.

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

А. А. Малышев

ЦЕПИ ВСПОМОГАТЕЛЬНОГО ПИТАНИЯ ИВЭП НА ОСНОВЕ ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫХ КОНДЕНСАТОРОВ

А. А. Malyshev

В статье рассмотрено практическое применение цепей на основе переключаемых конденсаторов для организации питания схем управления в составе источников вторичного электропитания (ИВЭП), построенных на основе однотактного обратного преобразователя (ООП). Приведена методика расчета этих цепей и требования к применяемым в них элементам. Рассмотрен вопрос применимости таких цепей в зависимости от входных и выходных характеристик ИВЭП и используемого метода управления преобразователем. Предложены решения, позволяющие преодолеть некоторые недостатки такой организации вспомогательного питания.

Ключевые слова: источник вторичного электропитания, однотактный обратный преобразователь, схема управления, переключаемый конденсатор, схема вспомогательного электропитания.

Charge-Pump-Based Auxiliary Power Supplying Circuits for Switched Mode Power Supplies

The presented article considers practical application of charge-pump circuits to deliver auxiliary power supply for control circuits as a part of flyback-based switched mode power supplies (SMPS). It presents the design procedure of these circuits and requirements imposed on the elements employed in them. The issue of such circuits applicability depending of the SMPS input and output characteristics and control technique being used are considered. The author suggested solutions allowing overcome certain disadvantages peculiar to such auxiliary power supplying structure.

Key words: secondary electric power source, fly-back converter, control circuit, charge pump circuit, auxiliary electric power supplying circuit.

В ряде случаев выходные цепи ИВЭП могут содержать элементы схем управления и обратной связи (ОС).

Это бывает необходимо при реализации следующих ИВЭП:

- с прямоугольной нагрузочной характеристикой (стабилизация по току и по напряжению, в иностранной литературе – *Constant Current/Constant Voltage regulation, CC/CV*);
- светодиодных светильников (драйверов) с регулировкой яркости;
- с регулированием выходного напряжения в широком диапазоне;
- повышенной эффективности с высоким напряжением основного выхода;
- с дополнительным питанием микропроцессорных схем управления с небольшим (1 ... 10 мА) потреблением.

Схемы управления и обратной связи в выходных цепях таких ИВЭП требуют дополнительного источника питания.

Обычно для таких цепей используют вспомогательную обмотку на импульсном трансформаторе, работающую на обратном или прямом ходу в зависимости от особенностей однотактных ИВЭП. Это усложняет конструкцию трансформатора, так как вспомогательная обмотка наряду с основной вторичной обмоткой должна быть хорошо изолирована от первичных обмоток, что, в свою очередь, снижает технологичность и увеличивает стоимость трансформатора.

Помимо вспомогательной обмотки, для получения дополнительного источника питания можно использовать преобразователь на переключаемом

конденсаторе, коммутируемом основной вторичной обмоткой и выходным диодом обратного однотактного преобразователя напряжения (ООП). Так, в [1] предложен вариант получения вспомогательного питания цепей ОС ИВЭП для зарядки аккумуляторов. Особенностью устройства является то, что напряжение дополнительного источника питания больше выходного напряжения ИВЭП, и мало зависит от напряжения на основном выходе (в том числе, при его коротком замыкании). В [2] рассматривается получение дополнительного напряжения питания с помощью переключаемого конденсатора и приводится методика расчета применительно к неизолированным *DC/DC* преобразователям.

Возможные варианты построения цепей дополнительного источника питания на основе переключаемых конденсаторов, применительно к использованию на выходе ООП, показаны на рис. 1 (рассматривается случай, когда напряжение основного выхода преобразователя больше напряжения дополнительного питания). Пунктиром обведены элементы, добавляемые в типовую схему ООП для получения дополнительного источника питания. Следует отметить, что в большинстве случаев цепочка C_d, R_d уже имеется в типовой схеме преобразователя и служит для ограничения выбросов напряжения на выпрямительном диоде и уменьшения создаваемых электромагнитных помех.

В процессе работы импульсного преобразователя напряжение на конденсаторе C_d изменяется в широких пределах. Создаваемый этими изменениями напряжение ток выпрямляется полуволновым выпрямителем с удвоением на диодах $VD1, VD2$, заряжает конденсатор

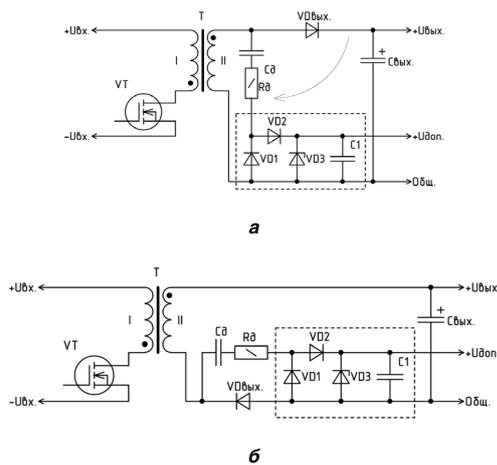


Рис. 1. Варианты цепей дополнительного питания на переключаемом конденсаторе

C1 и питает дополнительную нагрузку (например, схему управления). Стабилитрон VD3 задает выходное напряжение $U_{доп.}$ и отводит избыточный ток. Резистор Rд ограничивает ток в цепи до безопасных для диодов значений, ограничивает бросок тока через транзистор VT в момент его включения, а также улучшает форму напряжения на диоде VD_{вых.}, вторичной обмотке и уменьшает помехи. Конденсатор большой емкости C1 сглаживает пульсации тока и уменьшает пиковый ток через стабилитрон.

Обычно емкость C_д выбирают достаточно небольшого значения, чтобы энергия переносилась короткими импульсами тока, и длительность этих импульсов была меньше минимальной длительности импульса рабочей частоты преобразователя, т. е. схема работает в режиме прерывистого тока. При фиксированной частоте преобразования это позволяет получить выходной ток дополнительного источника питания, независимый от нагрузки основного выхода ИВЭП. Однако, как будет показано далее, этот ток будет зависеть от входного напряжения импульсного преобразователя.

Рассматриваемая цепь дополнительного питания является источником тока, значение которого определяется выражением

$$I_d = \frac{q}{T} = q \cdot f,$$

где q – заряд, переносимый за один период коммутации, $f = 1/T$ – частота коммутации.

На прямом ходу ООП, когда транзистор VT открыт, на вторичной обмотке трансформатора действует напряжение отрицательной полярности, равное входному напряжению с учетом коэффициента трансформации (рис. 1а). Таким образом, конденсатор C_д заряжается до напряжения

$$U_{C_d \text{ пх}} = \frac{U_{вх} \cdot N_2}{N_1} - U_{VD1 \text{ пр.}}$$

Для варианта схемы на рис. 1б это напряжение равно

$$U_{C_d \text{ пх}} = \frac{U_{вх} \cdot N_2}{N_1} + U_{ввых} - U_{VD2 \text{ пр.}} - U_{доп.}$$

На обратном ходу полярность напряжения на вторичной обмотке меняется, а его значение равно выходному напряжению преобразователя за вычетом прямого падения напряжения на выпрямительном диоде VD_{вых.} Диод VD1 закрыт. Конденсатор C_д перезаряжается через открывшийся диод VD2 и нагрузку (рис. 1а). Для варианта по рис. 1б конденсатор через диод VD1 полностью разряжается током основной нагрузки ИВЭП и напряжение на нем близко к нулю.

Таким образом, за один период коммутации конденсатором C_д переносится заряд:

– для схемы рис. 1а

$$q = q_{пх} + q_{ох} = C \cdot \left(\frac{U_{вх} N_2}{N_1} + U_{ввых} - U_{VD1 \text{ пр.}} - U_{VD \text{ вых. пр.}} \right);$$

– для схемы рис. 1б

$$q = q_{пх} = C \cdot \left(\frac{U_{вх} N_2}{N_1} + U_{ввых} - U_{VD2 \text{ пр.}} - U_{VD \text{ доп.}} \right);$$

Наихудшим случаем с точки зрения обеспечения минимально необходимого выходного тока дополнительного источника питания, будет работа преобразователя при минимальной частоте коммутации, минимальном входном напряжении и минимальном выходном напряжении (если оно регулируется в некоторых пределах). Таким образом, минимально необходимую емкость C_д можно вычислить по формуле:

$$C_{д \text{ мин}} = \frac{I_{д \text{ мин}}}{f_{\text{мин}} \cdot \left(\frac{U_{вх \text{ мин}} N_2}{N_1} + U_{ввых \text{ мин}} - U_{VD \text{ вых. пр.}} - U_{VD1 \text{ пр.}} \right)}$$

Поскольку описываемая цепь дополнительного питания является источником тока, напряжение на ее выходе необходимо ограничивать параллельным стабилизатором, например, на основе стабилитрона. Для оценки его теплового режима необходимо также определить максимальный выходной ток, генерируемый этой цепью:

$$I_{д \text{ макс.}} = C_{д \text{ макс.}} \cdot f_{\text{макс.}} \cdot \left(U_{вх \text{ мин.}} \cdot N_2 / N_1 + U_{ввых \text{ мин.}} - U_{VD \text{ вых. пр.}} - U_{VD1 \text{ пр.}} \right).$$

где C_{д макс.} – максимально возможная емкость конденсатора с учетом допуска на его номинал.

Ограничения применения

Из приведенных расчетных соотношений видно, что рассматриваемые схемы дополнительного источника питания хорошо работают в импульсных преобразователях с фиксированной частотой преобразования и

не очень широким диапазоном входного напряжения. Самый лучший вариант – когда перед преобразователем находится пререгулятор-корректор коэффициента мощности (ККМ). Однако применение схемы в классических сетевых ШИМ-источниках питания со стандартным диапазоном входных напряжений ~176 ... 265 В также не вызывает проблем.

Проблемы могут возникнуть, если используемый ШИМ-контроллер поддерживает так называемые “зеленые” энергосберегающие режимы работы и при малой нагрузке снижает частоту или переходит в режим пропуска импульсов (по сути – в релейный режим управления). Выходной ток схемы дополнительного питания при этом снижается пропорционально частоте или количеству пропускаемых тактов и может упасть до недопустимых значений. В этом случае полезны решения, показанные на рис. 2.

В простейшем случае устанавливается резистор R1, добавляющий ток по цепи дополнительного питания и одновременно обеспечивающий минимальную нагрузку для основного выхода и разряжающий Свх при выключении ИВЭП. Недостатком этого решения является снижение КПД ИВЭП, особенно при высоких выходных напряжениях и большом дополнительном токе через R1. Однако, часто подгрузочный резистор R1 все равно устанавливается на выходе ИВЭП по другим причинам и подобное его использование не влечет дополнительных накладных расходов.

В схеме на рис. 2б используется дополнительный линейный стабилизатор на элементах VT1, VD4, R1, R2, причем напряжение стабилизации стабилитронов должно удовлетворять условию:

$$\begin{cases} U_{VD3} > U_{VD4} - U_{бэ, VT1}; \\ U_{VD3} - U_{VD4} < U_{бэ, обр. макс.} \end{cases}$$

В основном режиме работы напряжение $U_{доп.}$ обеспечивается током от источника на переключаемом конденсаторе Сд. Транзистор VT1 закрыт и сохраняется высокая общая эффективность ИВЭП. Если этого тока по каким-либо причинам оказывается недостаточно,

напряжение на стабилитроне VD3 начинает уменьшаться. Транзистор VT1 открывается и переходит в линейный режим, обеспечивая на нагрузке напряжение $U_{доп.} = U_{VD4} - U_{бэ, VT1}$. Резистор R1 облегчает тепловой режим транзистора.

Эта схема может оказаться полезной в ИВЭП, выходное напряжение которых может изменяться в широких пределах (ИВЭП со стабилизацией по току или с регулировкой выходного напряжения), так как в варианте рис. 2а, пришлось бы устанавливать резистор R1 слишком малого сопротивления. Недостатком структуры на рис. 2б является то, что схема не имеет защиты от КЗ и перегрузки по цепи $U_{доп.}$. Если потребляемый по этой цепи ток сильно возрастет, транзистор откроется и может выйти из строя от перегрева. Это необходимо учитывать, если напряжение $U_{доп.}$ планируется использовать для питания каких-либо внешних по отношению к ИВЭП цепей.

Рекомендации по выбору элементов

В общем случае в качестве конденсатора Сд рекомендуется использовать конденсаторы с диэлектриком NP0, C0G, так как их емкость стабильна и почти не зависит от приложенного напряжения и температуры. Конденсаторы с диэлектриками типа X7R, X5R обладают эффектом значительного уменьшения емкости при увеличении напряжения (*DC biasing*), что необходимо учитывать при расчетах минимально допустимой емкости и выборе номинального напряжения конденсатора. Однако, есть и положительная сторона этого эффекта – при возрастании входного напряжения емкость Сд будет немного уменьшаться, что снизит мощность, рассеиваемую на стабилитроне и повысит общий КПД ИВЭП.

Резистор Rд должен выдерживать большие импульсные токи и иметь низкую паразитную индуктивность, поэтому должен быть как минимум, металлопленочным.

Аналогичные импульсные перегрузки испытывают диоды VD1 и VD2, поэтому важно правильно оценить режим их работы. На рис. 3 показана форма напряжения на резисторе Rд. По этой осциллограмме легко оценить пиковый ток через диоды.

В технической документации на диоды иногда приводят семейство характеристик, показывающих зависимость максимально допустимого импульсного тока через диод от длительности импульса при разных коэффициентах заполнения. Так, в [3] для диодной сборки типа BAV99 приводятся графики зависимости отношения максимально допустимого импульсного тока к постоянному току через диод и импульсного теплового сопротивления кристалл-вывод от длительности импульса (рис. 4). В [4] приведены пояснения к вычислению теплового сопротивления с использованием этих графиков.

Так, импульсы, показанные на осциллограмме рис. 3 имеют длительность около 200 нс. Коэффициент заполнения можно принять равным 0,01. Из семейства

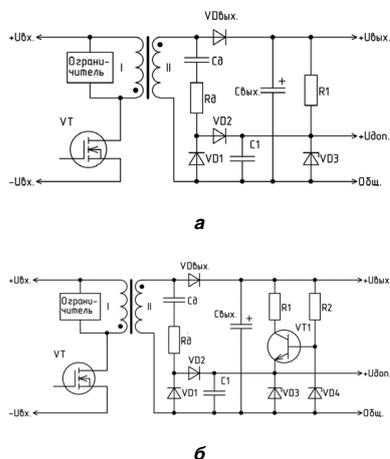


Рис. 2. Варианты решения проблемы поддержания напряжения $U_{доп.}$ при малых нагрузках по основному выходу

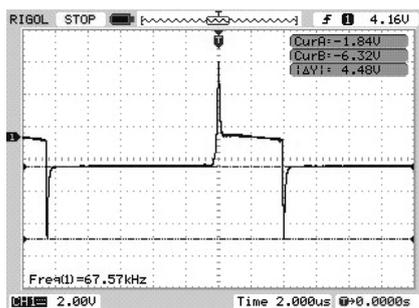


Рис. 3. Напряжение на резисторе R_д (схема рис. 1б, точка соединения R_д и C_д относительно общего провода)

графиков рис. 4а видно, что импульсное тепловое сопротивление в этом случае составляет 4,5°C/Вт. Зная предельно допустимую температуру кристалла диода T_j и максимальную рабочую температуру печатной платы блока T_s можно вычислить максимально допустимую рассеиваемую мощность, а по ней – предельный импульсный ток:

$$P_{\text{расс. макс.}} = \frac{T_{j \text{ max}} - T_s}{R_{thJS}}$$

$$I_{F \text{ имп.}} = \frac{P_{\text{расс. макс.}}}{U_F(I_F)}$$

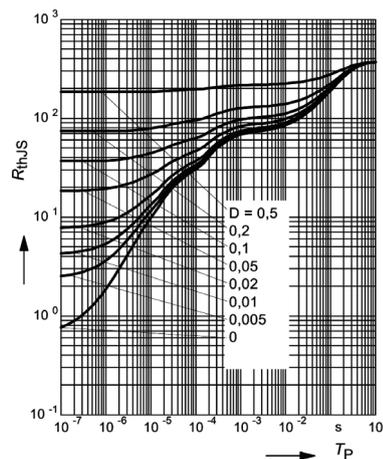
Если в документации на диод подобные графики отсутствуют, оценить его импульсную нагрузочную способность по сравнению с другими диодами можно по максимально допустимому неповторяющемуся импульсному току (I_{FSM}), который почти всегда приводится в технической документации. Так, в ряде случаев для надежной работы схемы дополнительного питания может оказаться недостаточно диодной сборки BAV99. Сборка BAV23S, выпускаемая в таком же корпусе, и диоды BAS19 – BAS21 имеют более высокие значения максимально допустимых импульсных токов.

Заключение

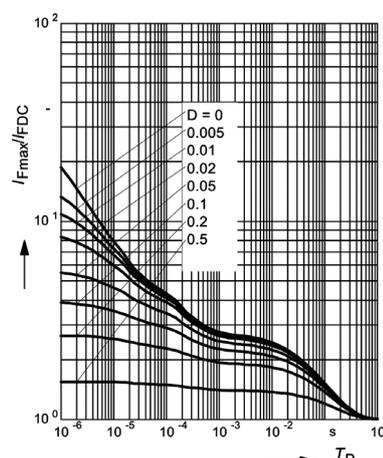
Рассмотренные в статье схемотехнические решения позволяют в ряде случаев отказаться от дополнительных обмоток на трансформаторе.

Показано, что цепи вспомогательного питания могут быть сформированы из элементов уже имеющихся в традиционной схеме ИВЭП демпфирующих RC-цепей, которые при этом будут выполнять двойную функцию.

Цепи вспомогательного питания на основе переключаемых конденсаторов наиболее оправданно применять в ИВЭП с фиксированной частотой преобразования и стандартным диапазоном входных напряжений. Однако их применимость может быть расширена в случае добавления в схему нескольких дополнительных элементов.



а



б

Рис. 4. Семейство функций импульсного теплового сопротивления “кристалл-вывод” (а) и отношения максимально допустимого импульсного тока (б) к постоянному току через диод BAV99 от длительности импульсов

Литература

1. Frank Cathell. AND8395/D A Simple Secondary Side Vcc Source for Low Power, Constant Voltage, Constant Current (CVCC) Power Supplies. – ON Semiconductor, 2009.
2. Stephanie Johnson. Design for a Discrete Charge Pump. – Texas Instruments, 2010.
3. BAV99. Silicon Switching Diode. Datasheet. – Infineon, 2007-09-19.
4. Application Note No. 077. Thermal Resistance Calculation. Rev. 2.0, Jan. 2007 – Infineon.

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

Г. В. Рощупкин

МЕТОДЫ СИММЕТРИРОВАНИЯ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ОДНОФАЗНЫХ ДВУХПОЛЯРНЫХ КОРРЕКТОРОВ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ПРИ НЕСИММЕТРИЧНОЙ НАГРУЗКЕ

G. V. Roshchupkin

Methods for Output Voltage Balancing Adjustment
of Single-Phase Bipolar Power Factor Correctors
under Unbalanced Load

Проведен анализ работы корректора коэффициента мощности (ККМ) с двухполярным выходным напряжением при несимметричной нагрузке. Рассмотрена проблема симметрирования выходного напряжения в однофазных ККМ. Описаны принципы симметрирования выходного напряжения в однофазных ККМ с несимметричной нагрузкой. Предложены структуры и схемотехнические методы реализации симметрирования выходного напряжения в однофазных ККМ. Разработаны имитационные компьютерные модели однофазного ККМ с функцией симметрирования выходного напряжения.

Ключевые слова: корректор коэффициента мощности (ККМ), несимметричная нагрузка, симметрирование напряжения, силовой транзисторный ключ (СТК), дроссель переменного тока.

Analysis of the power factor corrector (PFC) circuit with bipolar output voltage under unbalanced load is under consideration. The article regards the problem of output voltage balancing adjustment of a single-phase PFC with unbalanced load. The author describes principles of the output voltage balancing for a single-phase PFC with unbalanced load, and proposes structures and circuitry techniques of the output voltage balancing adjustment realization in the single-phase PFC. Simulation computer models of a single-phase PFC with the output voltage balancing adjustment function were developed.

Key words: power factor corrector (PFC), unbalanced load, voltage balancing, power transistor switch, AC inductor.

При проектировании различных преобразователей электрической энергии, питающихся от генераторов или от сетей переменного напряжения, чаще всего используют ККМ, позволяющий удовлетворить действующим стандартам к высокому качеству потребляемого тока. С учетом этих требований создание и модификация силовых структур и устройств управления ККМ является весьма актуальной задачей. Так как “идеальных” структур ККМ не существует, то каждая из них обладает своими достоинствами и недостатками [1–2].

В настоящее время все большей популярностью пользуются силовые структуры ККМ с дросселями переменного тока, так как они обладают относительно большим коэффициентом полезного действия (КПД) по отношению к структурам с дросселями постоянного тока [3]. При этом использование силовой структуры ККМ с дросселем переменного тока позволяет обеспечить двухполярное выходное напряжение, что актуально для некоторых типов устройств вторичного электропитания.

Например, применение ККМ с двухполярным выходным напряжением актуально, если вторым каскадом устройства является инвертор. В данной статье подобная ситуация не рассматривается, так как, если в качестве нагрузки для двухполярного ККМ будет использоваться *DC-DC* преобразователь или инвертор, то подобная нагрузка является симметричной.

Однако бывают случаи, когда двухполярный ККМ является автономным устройством системы

электропитания (СЭС) и его нагрузка может быть несимметричной. Одним из таких применений ККМ является перспективная система электропитания летательных аппаратов (СЭСЛА). В подобной ситуации нагрузка для положительного и отрицательного выходного напряжения может быть несимметричной, причем чаще всего канал с положительным выходным напряжением нагружен сильнее, что приводит к несимметрии выходного напряжения на выходе ККМ.

В данной статье будут рассматриваться способы симметрирования двухполярного выходного напряжения однофазных ККМ при разбалансе нагрузок, а также будут представлены авторские функциональные и схемотехнические решения этих способов. Основным инструментом в данной статье для исследования методов симметрирования выходного напряжения является моделирование в среде PSpice, так как аналитический подход к решению данной задачи не возможен из-за нелинейных и дифференциальных уравнений высокого порядка.

Принципы симметрирования выходного напряжения однофазного ККМ и его проблемы

Исходя из принципа работы, ККМ обладает двумя базовыми функциями, а именно повышение и стабилизация выходного напряжения, а также потребление синусоидального тока, по этой причине при разбалансе нагрузок и поддержке требуемого общего уровня выходного напряжения будет наблюдаться не

симметрия, которая может привести к аварийному режиму по напряжению на выходном конденсаторе. На рис. 1 представлен однофазный ККМ с двухполярным выходным напряжением, работающий на не симметричную нагрузку.

Так как нагрузка является не симметричной, то ток $I_{н1} \neq I_{н2}$, а следовательно, $U_1 \neq U_2$. Так как производители выдвигают требования к симметричности выходного напряжения, возникает необходимость обеспечения $U_1 = U_2$ при несимметричной нагрузке.

Однако при этом возникает проблема, связанная с симметрией потребляемого тока, обусловленная тем, что от одного из двух полюсов выходного напряжения потребляется большая мощность и потребляемый ток на соответствующем полупериоде будет больше, чем на другом. Это приводит к тому, что по нейтральному проводнику протекает постоянная составляющая тока, которая на данный момент не регламентируется требованиями ГОСТ. Если говорить о трехфазных системах, то подобное явление, а именно присутствие большой постоянной составляющей тока нейтрали может приводить к аварийным ситуациям и к возникновению пожаров. На рис. 2 представлена осциллограмма потребляемого из сети тока при симметрировании выходного напряжения в однофазном ККМ.

Протекание тока по нейтральному проводу, среднее значение которого не равно нулю, является крайне нежелательным и очень опасным в трехфазных системах. Однако этого нельзя избежать при симметрировании выходного напряжения ККМ, независимо от структуры силового каскада и алгоритма управления.

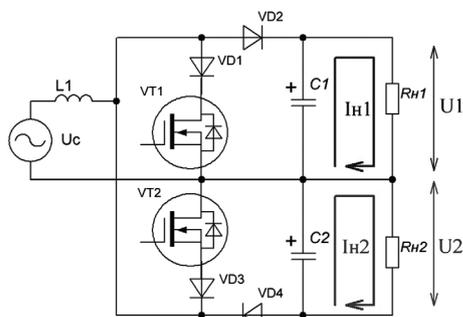


Рис. 1. Схема однофазного ККМ с двухполярным выходным напряжением

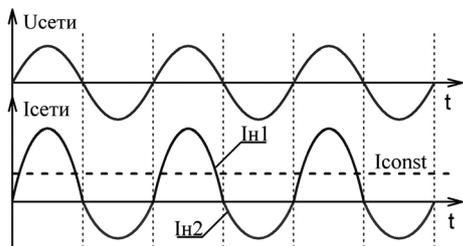


Рис.2. Осциллограммы потребляемого тока при симметрировании выходного напряжения ККМ

Симметрирование выходного напряжения однофазного ККМ с независимой стабилизацией выходных каналов

Одним из основных способов симметрирования выходного напряжения однофазного ККМ с несимметричной нагрузкой является независимая стабилизация выходного напряжения каждого из каналов ККМ. Этот метод симметрирования базируется на формировании сигнала рассогласования для каждого канала, соответствующего полуволне питающего напряжения, создавая разные уставки для потребляемого тока. При этом сохраняя высокий коэффициент мощности за счет обеспечения прямо пропорциональной зависимости между током и напряжением сети для каждого соответствующего полупериода.

Такой способ может применяться в однофазных ККМ с дросселем переменного тока и заключается в использовании структуры с двумя независимыми СТК, один из которых работает на положительной полуволне, а другой на отрицательной полуволне питающего напряжения. Для увеличения КПД желательно применять в качестве СТК силовые ключи *RBV* (Reverse Blocking Voltage).

На рис. 3 представлена структурная схема ККМ с симметрированием выходного напряжения с независимой стабилизацией выходного напряжения, содержащая: датчик тока (ДТ), драйвер СТК (ДРВ1), сетевое напряжение питания (ДСН), формирователь огибающей тока (ФОТ1), генератор пилообразного напряжения (ГПН), источник опорного напряжения (ИОН1), усилитель сигнала рассогласования (УСР1), датчик выходного напряжения (ДВН1).

Представленный метод симметрирования выходного напряжения однофазного ККМ может быть реализован множеством различных схемотехнических способов.

На рис. 4 представлена авторская схемотехническая реализация рассмотренного метода в виде модели PSpice, особенностью которой является построение ФОТ на основе времяимпульсного перемножителя, включающего в себя Q1, D7, R4, R10, R11, C3, HS3 для положительной полуволны.

На рис. 5 представлены результаты моделирования, демонстрирующие работу метода симметрирования выходного напряжения с независимой стабилизацией. В данном примере используется нагрузка отрицательного канала двукратно превышающая нагрузку положительного канала. Несмотря на это, предложенный способ симметрирования позволяет обеспечить равенство выходных напряжений а также приемлемое качество потребляемого тока в каждом полупериоде.

Симметрирование выходного напряжения однофазного двухполярного ККМ при несимметричной нагрузке по методу “ведущий–ведомый”

Еще одним из основных способов симметрирования выходного напряжения однофазного ККМ с

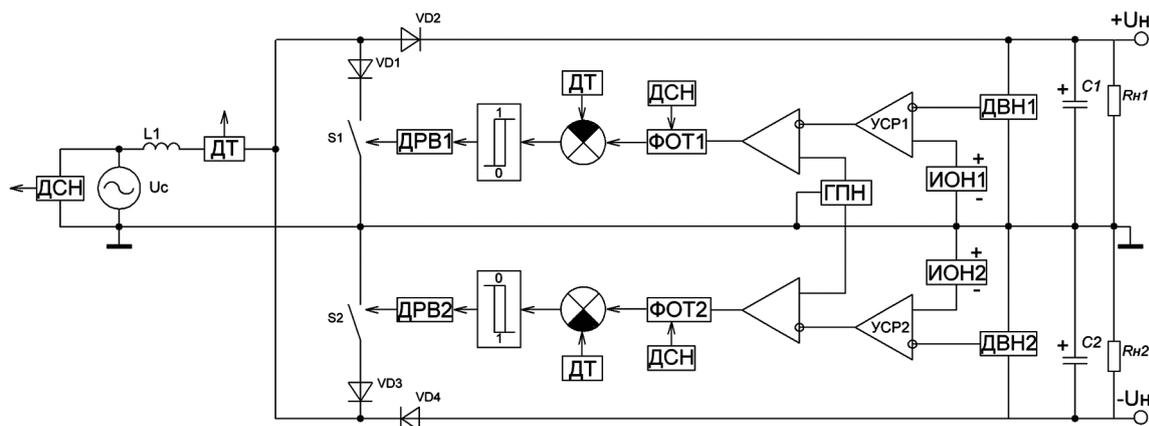


Рис.3. Структура управления однофазным ККМ с независимой стабилизацией выходного напряжения

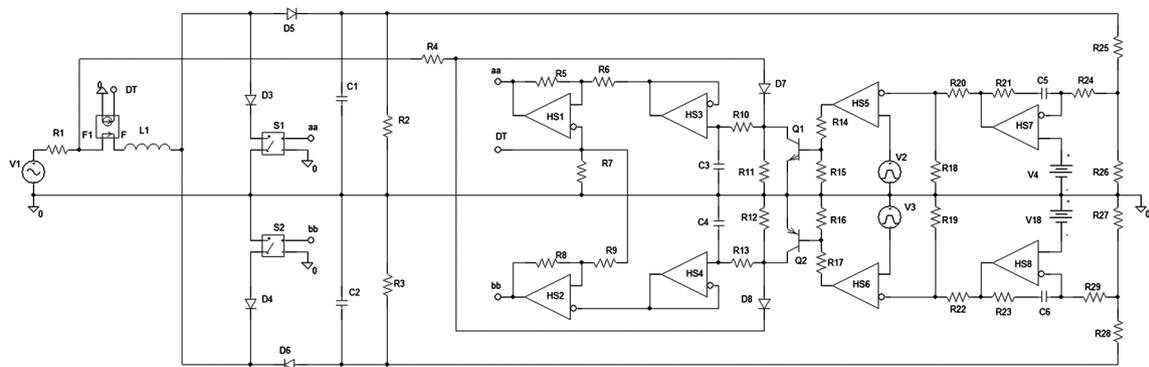


Рис. 4. Модель симметрирования выходного напряжения однофазного ККМ с независимой стабилизацией

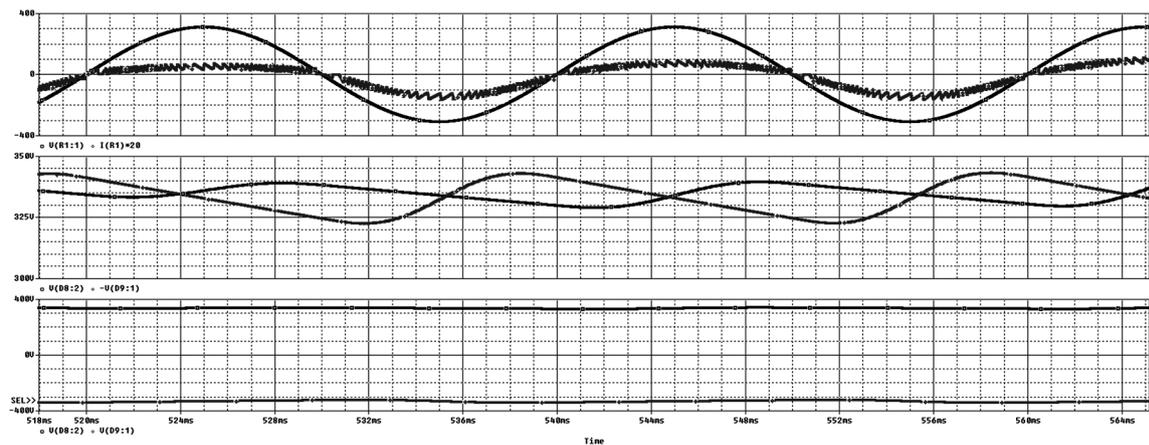


Рис. 5. Осциллограммы симметрирования выходного напряжения однофазного ККМ с независимой стабилизацией

несимметричной нагрузкой является принцип Master - Slave (“ведущий- ведомый”). На рис. 6 представлена структура управления ККМ для симметрирования выходного напряжения по принципу “ведущий– ведомый”.

Этот принцип симметрирования базируется на формировании сигнала рассогласования для “ведущего” канала с помощью ИОН1, ДВН1, УСП1 и ФОТ1. При этом уставка потребляемого тока “ведущего” канала формируется ФОТ1 для положительного по-

лупериода сетевого напряжения. При этом ДВН2 для отрицательного канала включается между $+U_H$ и $-U_H$ и представляет собой делитель напряжения с одинаковыми сопротивлениями. В тоже время опорное напряжение для “ведомого” канала задается нулевым, а уставка тока формируется ФОТ2 для отрицательного полупериода сетевого напряжения.

На рис. 7 представлена авторская схемотехническая реализация рассмотренного принципа в виде PSpice модели.

Особенность приведенной схмотехнической реализации заключается в применении зарядных диодов D1 и D2, которые в момент подключения устройства к сети заряжают выходные конденсаторы, что позволяет исключить переходные перенапряжения на выходе ККМ.

На рис. 8 представлены осциллограммы, демонстрирующие работу метода симметрирования выходного напряжения по принципу “ведущий–ведомый”. В данном примере нагрузка отрицательного канала двукратно превышает нагрузку положительного канала.

Несмотря на это, применение предложенного способа позволяет практически полностью симметрировать выходные напряжения, сохраняя при этом приемлемое качество потребляемого тока для каждого полупериода, что подтверждается результатами компьютерного моделирования.

Таким образом применение предложенных методов симметрирования позволяет стабилизировать положительный и отрицательный каналы выходного напряжения двухполярного ККМ с несимметричной нагрузкой с точностью до 5%, в то время как без при-

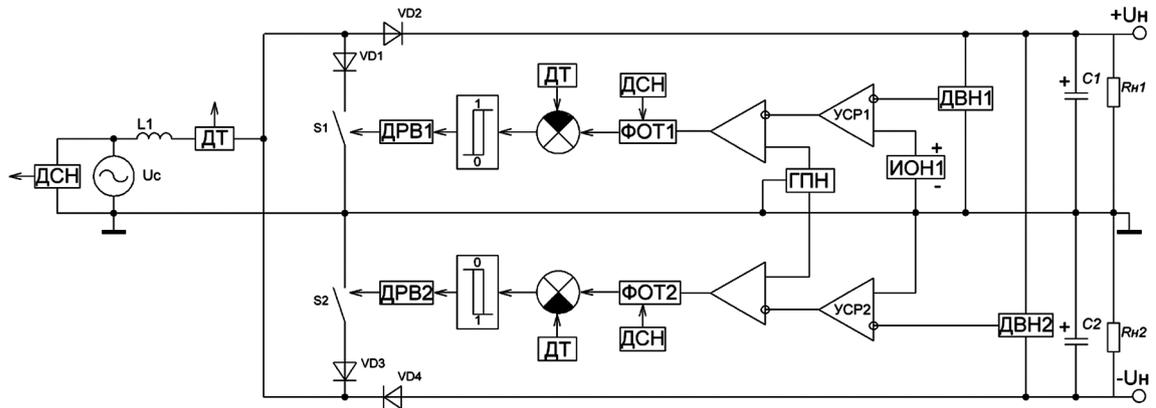


Рис. 6. Структура управления однофазным ККМ с симметрированием выходного напряжения по принципу “ведущий–ведомый”

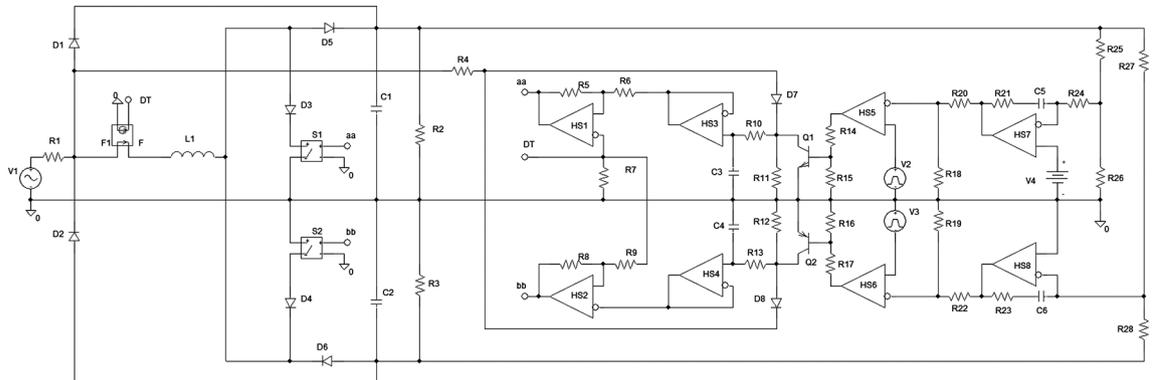


Рис. 7. Модель симметрирования выходного напряжения однофазного ККМ по принципу “ведущий – ведомый”

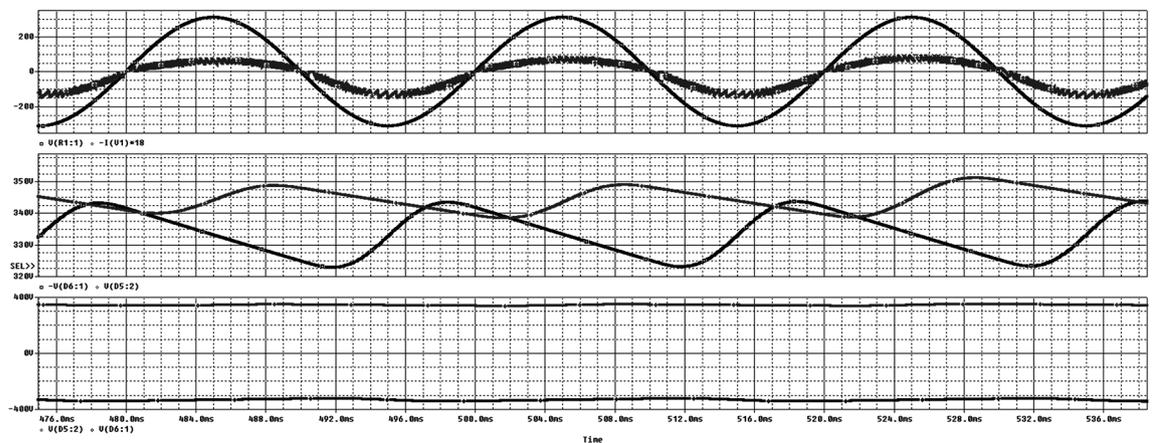


Рис. 8. Осциллограммы симметрирования выходного напряжения однофазного ККМ по принципу “ведущий – ведомый”

менения подобных методов разница напряжений на выходных каналах достигает 50%, что подтверждается результатами моделирования.

Проблема симметрирования выходного напряжения ККМ аналогична проблеме симметрирования напряжения на емкостном делителе полу мостовых DC-DC преобразователей, но способы решения этих проблем принципиально различны [4–6].

Выводы и заключение

– Показана проблема необходимости использования методов симметрирования выходного напряжения в однофазных двухполярных ККМ с несимметричной нагрузкой.

– Предложены новые методы симметрирования выходного напряжения в однофазных двухполярных ККМ с несимметричной нагрузкой.

– Разработаны схемотехнические решения узлов симметрирования выходного напряжения однофазных двухполярных ККМ при несимметричной нагрузке.

– Разработаны модели однофазных двухполярных ККМ с симметрированием выходного напряжения при разбалансе нагрузок.

– Исследованы процессы работы однофазных двухполярных ККМ с симметрированием выходного напряжения.

– Показана работоспособность и эффективность работы симметрирования выходного напряжения в однофазных двухполярных ККМ.

– Выявлено, что любой метод симметрирования выходного напряжения при несимметричной нагрузке приводит к появлению постоянной составляющей потребляемого тока, при сохранении синусоидальности тока в каждом полупериоде питающего напряжения.

Литература

1. Г. В. Рощупкин, Д. А. Шевцов, М. А. Новиков. Анализ энергоэффективности корректоров коэффициента мощности в автономных системах питания с широким диапазоном входного напряжения. – Практическая силовая электроника, 2019, № 2 (74), С. 26–33.
2. Г. В. Рощупкин, Д. А. Шевцов, А. М. Калимуллин. Алгоритмы управления однофазными корректорами коэффициента мощности. – Практическая силовая электроника, 2019, №4 (76), С. 40–48.
3. Г. В. Рощупкин, Д. А. Шевцов, М. А. Новиков. Спецификация и классификация силовых каскадов однофазных корректоров коэффициента мощности. – Практическая силовая электроника, 2019, №3 (75), С. 8–19.
4. Д. Р. Манбеков, Д. А. Шевцов, Классификация и сравнительный анализ методов симметрирования двух- тактных транзисторных преобразователей с ШИМ-регулированием. В кн.: Проектирование и изготовление аэрокосмических аппаратов. Сборник научных статей под ред. Ю.Ю. Комарова. – М.: Издательство МАИ, 2006, С. 163–166.
5. Е. В. Машуков, Д. А. Шевцов. Особенности работы конверторов с конденсаторными делителями входного напряжения. – Практическая силовая электроника, 2007, №(24) С. 18–27.
6. Е. В. Машуков, Д. А. Шевцов. Особенности работы конверторов с конденсаторными делителями входного напряжения. – Практическая силовая электроника, 2007, № (24), С. 18–27.

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

А. А. Притулкин

ЛИКВИДАЦИЯ В АВИАЦИОННЫХ СЕТЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ДУГОВОГО РАЗРЯДА ПРИ КОММУТАЦИИ ЕМКОСТНО-РЕЗИСТИВНЫХ НАГРУЗОК И ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

А. А. Pritulkin

Рассмотрены процессы коммутации полупроводниковым автоматом защиты сети переменного тока активно-емкостных нагрузок и нагрузок, имитирующих работу источников вторичного электропитания (ИВЭ). Проанализированы ключевые особенности коммутации таких нагрузок.

Ключевые слова: перемежающееся короткое замыкание, активно-емкостная нагрузка, автомат защиты сети переменного тока с функцией гашения дуги.

Parallel Arc Discharge Elimination in Aircraft AC mains While Switching Capacitance-Resistance Loads and Secondary Power Sources

The presented article considered the switching processes of capacitance-resistance loads and loads, simulating operation of secondary electric power sources (SEPS). The issues of switching specifics of the above said loads were analyzed as well.

Key words: intermittent short-circuit fault, capacitance-resistance load, AFCI device for alternating current.

Актуальность направления исследования

Полупроводниковые автоматы защиты сети обладают рядом преимуществ по сравнению с контактной коммутационной аппаратурой, а именно: отсутствие дребезга контактов, невозможности возникновения искрового и дугового разряда между контактами, высокая надежность, возможность ограничения аварийных токов и реализации элементов самодиагностики.

Увеличение уровня электрификации бортовых систем ЛА приводит к увеличению мощности генерируемой электроэнергии. В результате чего системам распределения электроэнергии необходимо коммутировать возросшие токи и напряжения, что ухудшает качество электроэнергии и увеличивает риск искры и дугообразования. Учитывая данный факт, а также анализируя другие преимущества полупроводниковых автоматов защиты сети в системах распределения электроэнергии современных ЛА все чаще применяются центры управления нагрузками, в состав которых входят полупроводниковые ключи.

Замена в системах электроснабжения контактной аппаратуры защиты и коммутации полупроводниковой происходит эволюционно, постепенно, однако тенденция существенного увеличения доли полупроводниковой коммутационной и защитной аппаратуры прослеживается как на зарубежных, так и на отечественных ЛА.

В авиационных сетях переменного тока гражданской авиации наиболее энергоемкими нагрузками являются электромеханические привода системы управления и электрическая противообледенительная система, которые по своему типу являются R и RL -нагрузками. Наиболее же распространенными нагрузками на борту гражданской авиации в сетях переменного тока являются источники вторичного

электропитания, в состав которых включены входные емкостные фильтры. Данные нагрузки относятся к типу активно-емкостных нагрузок, поэтому корректная коммутация данного типа нагрузок является ключевым параметром для полупроводниковых автоматов защиты сетей переменного тока.

Расчет параметров компьютерной модели нагрузок

Имитационная компьютерная модель нагрузки, имитирующей работу ИВЭ, а также RC -нагрузки показана на рис. 1.

Нагрузки в математической модели представлены:

- резистором $R48$ и емкостью $C5$, имитирующим RC -нагрузку;
- диодами $D20$ — $D23$, индуктивностью $L3$ и емкостью $C29$, имитирующими выпрямитель с Γ -образным индуктивно-емкостным LC -фильтром и резистором $R66$, имитирующим активную нагрузку выпрямителя.

Постоянная времени активно-емкостной нагрузки согласно ОСТ 1 00195-76 составляет 8,5 мс. Резисторы $R45$ и $R65$ используются для переключения между различными типами нагрузок.

В нагрузке, имитирующей работу ИВЭ, для эффективного сглаживания пульсаций после мостового выпрямителя на диодах $D20$ — $D23$, применяется Γ -образный индуктивно-емкостной LC -фильтр 2-го порядка. Величина индуктивности и емкости рассчитаны следующим образом:

$$L = \frac{12500}{f^2 \cdot K_{\Pi} \cdot C},$$

где $R_{\Pi} = 9,3$ Ом, $C = \frac{L \cdot 10^6}{R_{\Pi}^2}$ мкФ;

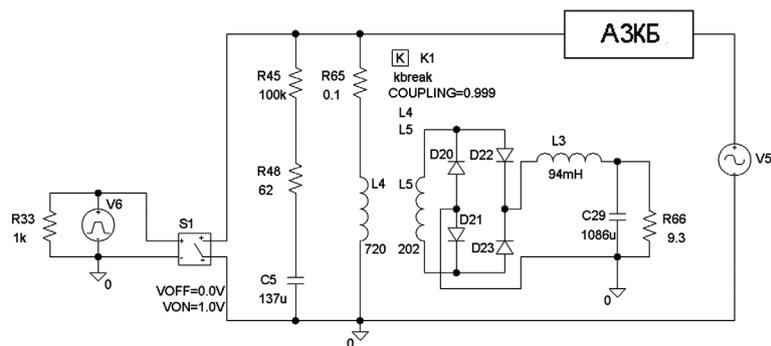


Рис. 1. Имитационная компьютерная модель RC-нагрузки и нагрузки, имитирующей работу ИВЭ

$$L^2 = \frac{12500 \cdot R_H^2}{10^6 \cdot 400^2 \cdot 0,1};$$

$$L = \sqrt{\frac{0,781 \cdot 10^{-6}}{9,3^2}} = 94 \text{ мГн};$$

$$C = \frac{L \cdot 10^3}{R_H^2} = \frac{94 \cdot 10^3}{9,3^2} = 1086 \text{ мкФ}.$$

Проверка:

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 400 \cdot 1086 \cdot 10^{-6}} = 0,37 \ll R_H (= 9,3 \text{ Ом})$$

$$X_L = \omega L = 2 \cdot \pi \cdot 400 \cdot 94 \cdot 10^{-3} = 236 \gg R_H (= 9,3 \text{ Ом}).$$

Результаты моделирования

Имитационное компьютерное моделирование полупроводникового автомата защиты сети проводилось для четырех режимов работы:

- коммутация нагрузки при номинальном токе;
- коммутация нагрузки при переходных токах;
- коммутация при коротком замыкании;

– коммутация при перемежающемся коротком замыкании (частота замыкания 100 Гц и 1 кГц).

Временные диаграммы тока, напряжений и температуры кристалла при коммутации RC-нагрузки с номинальным действующим током 2 А показаны на рис. 2–6. Сигнал на включение подается на вход полупроводникового автомата защиты сети через 11 мс после начала моделирования. Снятие сигнала происходит через 91 мс после начала моделирования. В результатах моделирования выведены следующие графики:

- 1) изменение входного сигнала и напряжение на затворе силового ключа;
- 2) напряжение на силовом ключе (тонкой линией отмечено напряжение сети);
- 3) напряжение на нагрузке;
- 4) ток нагрузки;
- 5) температура кристалла силового ключа в °С относительно температуры основания, на которое он установлен.

Процесс коммутации RC-нагрузки не отличается от процессов коммутации R-нагрузки. На первом графике наблюдается отставание напряжения на затворе силового ключа от управляющего сигнала, что

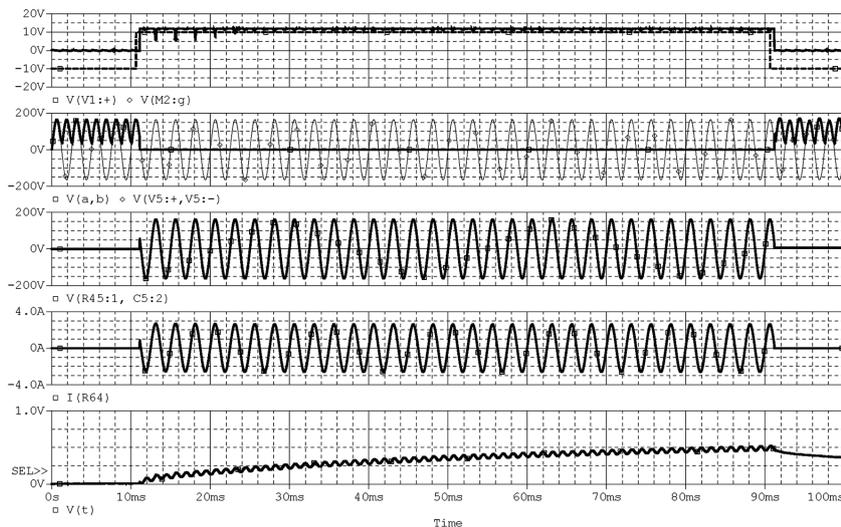


Рис. 2. Временные диаграммы тока, напряжений и температуры при коммутации RC-нагрузки при номинальном токе

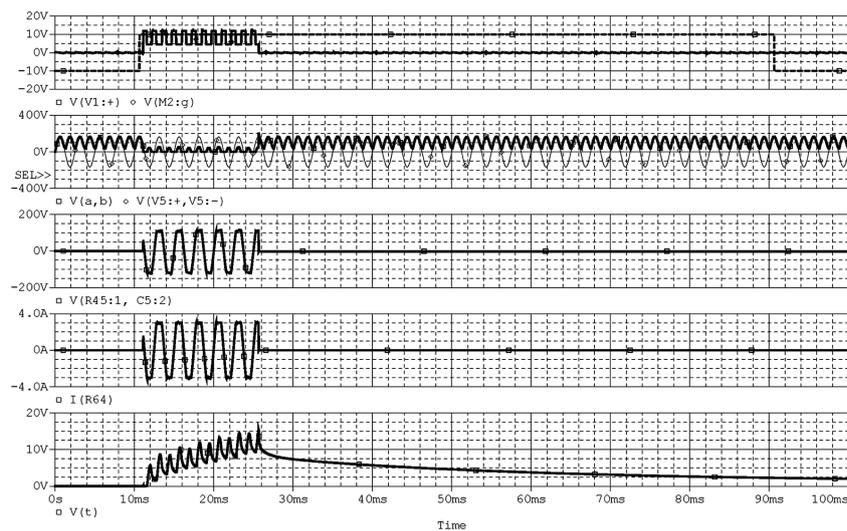


Рис. 3. Временные диаграммы тока, напряжений и температуры при коммутации RC-нагрузки при переходном токе

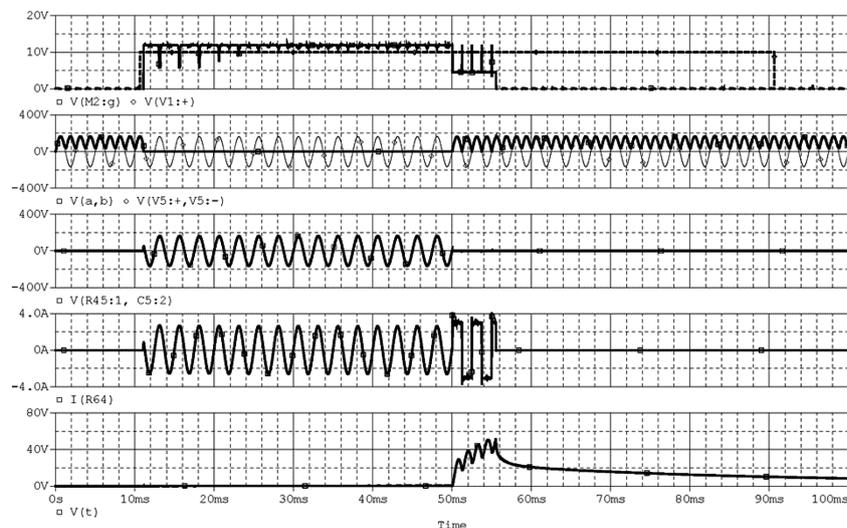


Рис. 4. Временные диаграммы тока, напряжений и температуры при коммутации RC-нагрузки при возникновении короткого замыкания ($t = 50$ мс)

объясняется работой блока организации отключения (БОО). Отчетливо наблюдается процесс включения силового ключа при нуле напряжения и отключения при нуле тока. В процессе коммутации RC-нагрузки с номинальным током отсутствуют перенапряжения на силовом ключе. Температура нагрева его кристалла плавно повышается в течении работы силового ключа в области насыщения, выходя на постоянную температуру примерно через 70–75 мс после включения.

При коммутации RC-нагрузки с переходным током, амплитуда которого выше номинального, наблюдается работа блока ограничения тока. Благодаря работе силового ключа в активной области амплитудное значение тока нагрузки не превышает 3 А (график 4), при этом постепенный нагрев кристалла силового ключа (график 5). Следует отметить, что температура кристалла силового ключа оказалась выше, чем температура кристалла при коммутации резистивной нагрузки.

Поскольку ток нагрузки в процессе коммутации превышает номинальное значение и не уменьшается в процессе моделирования, то через определенное время, достаточное для протекания нормальных переходных процессов, полупроводниковый автомат защиты сети отключает нагрузку. При этом отключение нагрузки происходит вне зависимости от величины сигнала управления. Повторное включение полупроводникового автомата защиты сети возможно только после снятия сигнала управления.

Возникновение глухого параллельного короткого замыкания при коммутации активно-емкостной нагрузки сопровождается выводом силового ключа в активную область, с целью ограничения аварийных токов. Амплитуда тока нагрузки не превышает не превышает амплитуды номинального тока (график 4). В связи с работой силового ключа в активной области наблюдается рост температуры его кристалла

(график 5). Спустя определенное время вне зависимости от величины управляющего сигнала полупроводниковый автомат защиты сети отключает нагрузку. Время ограничения аварийных токов выбрано таким образом, чтобы не перегреть кристалл силового ключа. Следует отметить, что при возникновении глухого короткого замыкания, ток которого в несколько раз больше переходного тока нагрузки, срабатывание полупроводникового автомата защиты сети происходит за время меньшее, чем при коммутации переходного тока. Следует отметить, что время ограничения аварийного тока для RC -нагрузки (график 4) меньше, чем время ограничения аварийного тока активно-индуктивной нагрузки.

Частота вибрации корпуса и несущих конструкций ЛА находится в пределах 5–2000 Гц. Для имитации работы транзисторного АЗК при параллельном пере-

межающемся коротком замыкании были выбраны 2 частоты: 100 Гц и 1 кГц. Выбор данных частот объясняется отличием в работе АЗК при ликвидации данных КЗ. При этом следует отметить, что ликвидация низкочастотного перемежающегося короткого замыкания будет аналогично ликвидации КЗ с частотой 100 Гц, а процессы ликвидации перемежающегося КЗ с частотой до 2 кГц аналогичны процессам ликвидации КЗ с частотой 1 кГц.

Для имитации параллельного перемежающегося короткого замыкания источник напряжения $V6$ настроен таким образом, чтобы он выдавал на драйвер $S1$ меандр с частотой 100 Гц или 1 кГц. Для RC - нагрузки короткое замыкание возникает через 50 мс после начала моделирования. Для нагрузки, имитирующей работу ИВЭ, – через 75 мс после начала моделирования. Увеличение времени до наступления КЗ обусловлено

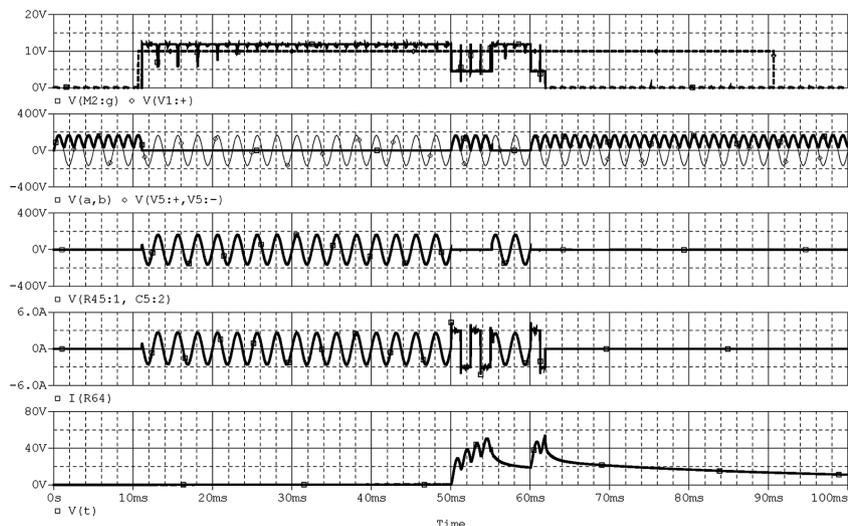


Рис. 5. Временные диаграммы тока, напряжений и температуры при коммутации RC нагрузки при возникновении перемежающегося короткого замыкания ($t = 50$ мс, частота 100 Гц)

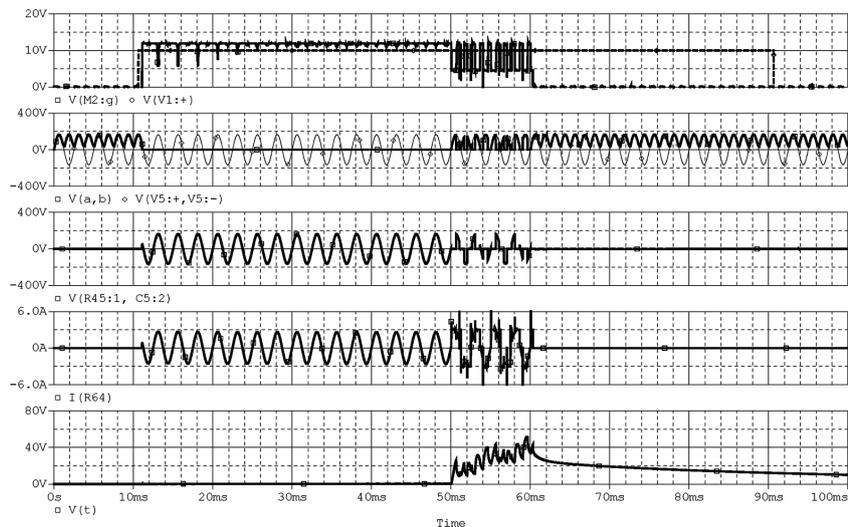


Рис. 6. Временные диаграммы тока, напряжений и температуры при коммутации RC нагрузки при возникновении перемежающегося короткого замыкания ($t = 50$ мс, частота 1 кГц)

необходимостью обеспечить выход ИВЭ на номинальный режим работы.

В процессе коммутации активно-емкостной нагрузки при перемежающемся коротком замыкании наблюдается амплитудное ограничение аварийных токов благодаря работе ключа в активной области (график 5). При частоте перемежающегося короткого замыкания около 100 Гц наблюдается кратковременная нормальная работа полупроводникового автомата защиты сети. В процессе нормальной работы отчетливо заметно прекращение роста температуры кристалла силового ключа. После возникновения повторного короткого замыкания силовой ключ размыкается, причем время работы силового ключа в активной области меньше, чем при возникновении первого короткого замыкания, чтобы не перегреть его кристалл.

При частоте перемежающегося короткого замыкания равной 1 кГц наблюдается около 12 промежутков нормальной работы автомата защиты сети. Токи короткого замыкания ограничены по амплитуде величиной 3 А. Температура кристалла силового ключа растет, однако не так быстро. По истечении 12 мс воздействия перемежающегося КЗ полупроводниковый автомат защиты сети отключает нагрузку, чтобы избежать перегрева силового ключа. Увеличение времени реакции АЗК объясняется наличием большого количества промежутков нормальной работы АЗК.

Следует отметить, что в отличие от коммутации активно-индуктивной нагрузки, включение активно-емкостной нагрузки не сопровождается работой силового ключа в активной области, поскольку отсутствуют переходные токи, характерные для при включении индуктивной нагрузки.

Временные диаграммы тока, напряжений и температуры кристалла при коммутации нагрузки, имитирующей работу вторичного источника питания с номинальным током нагрузки 3 А показаны на рисунках 7–12.

В процессе коммутации нагрузки, имитирующей работу ИВЭ, наблюдаются переходные токи в цепи питания ИВЭ (график 3). Благодаря работе силового ключа в активной области амплитуда тока нагрузки не превышает величины 3 А. Работа силового ключа в активной области наблюдается на графике напряжения на затворе силового транзистора (график 1). Переходные токи при включении нагрузки вызваны индуктивным характером сглаживающего Г-образного LC-фильтра 2 порядка. Поскольку переходный процесс был кратковременным, и ток нагрузки вернулся к номинальному уровню, то отключение полупроводникового автомата защиты сети не последовало. На графиках 4 и 5 показано выходное напряжение и ток ИВЭ, на которых отчетливо наблюдается его выход на номинальный режим работы. Отключение силового ключа происходит после снятия сигнала управления, при нуле тока, без перенапряжений на нем.

В процессе коммутации нагрузки, имитирующей работу ИВЭ, при потреблении тока нагрузки, значительно превышающего номинальную величину, наблюдается работа силового ключа в активной области (график 1) и ограничение тока питания ИВЭ. В начальный момент времени рост тока питания ИВЭ вызван наличием переходных токов из-за индуктивного характера сглаживающего Г-образного LC-фильтра второго порядка в цепи нагрузки.

После выхода на номинальным режим работы ИВЭ наблюдается кратковременное потребление номинального тока (график 3). Далее происходит рост потребляемого тока ИВЭ вследствие значительного увеличения тока нагрузки (график 5), что приводит к просадке выходного напряжения ИВЭ (график 4). Амплитуда потребляемого тока ИВЭ ограничена величиной 3 А, благодаря работе силового ключа в активной области. По истечении отведенного времени для протекания переходных токов наблюдается отключение АЗК. Следует отметить, что отключение АЗК

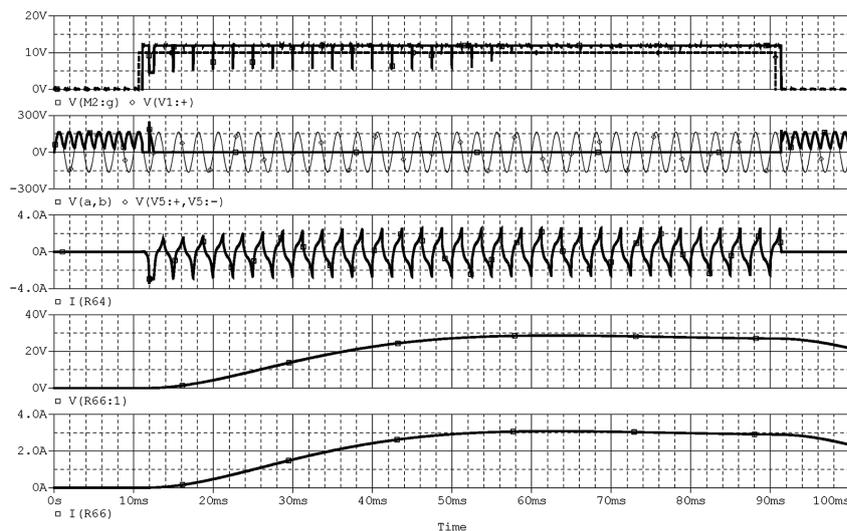


Рис. 7. Временные диаграммы тока, напряжений и температуры при коммутации нагрузки, имитирующей работу ИВЭ, при номинальном токе

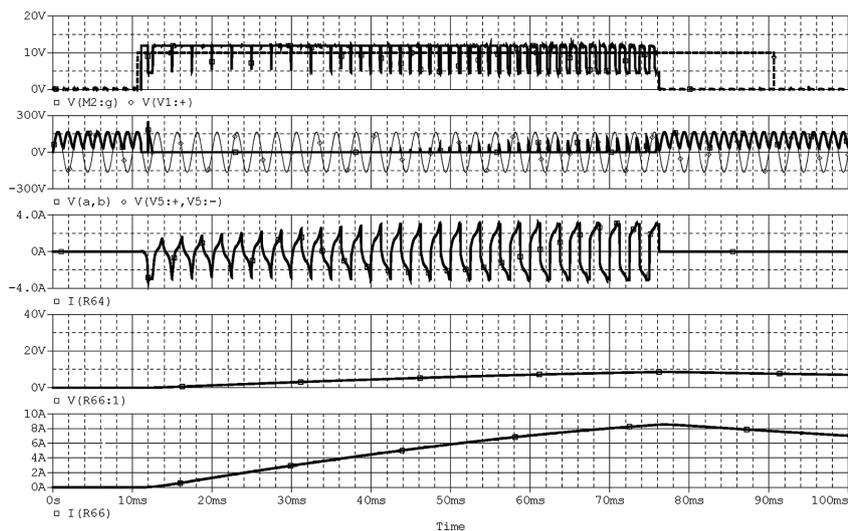


Рис. 8. Временные диаграммы тока, напряжений и температуры при коммутации нагрузки, имитирующей работу ИВЭ, при переходном токе

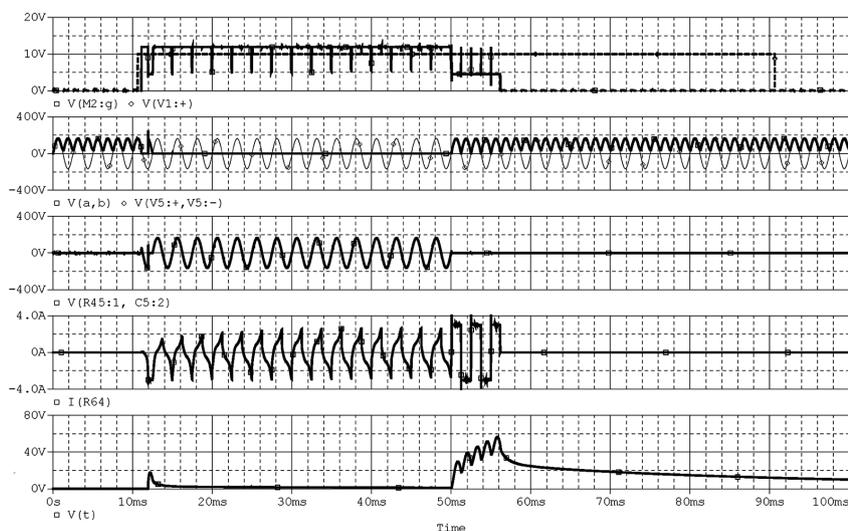


Рис. 9. Временные диаграммы тока, напряжений и температуры при коммутации нагрузки, имитирующей работу ИВЭ, при возникновении короткого замыкания ($t = 50$ мс)

произошло раньше, чем был снят сигнал управления (график 1), вследствие работы схемы защиты силового ключа по току.

Наличие в цепи вторичного источника питания трансформатора не позволяет току короткого замыкания резко увеличиваться, поэтому процессы ликвидации параллельного глухого короткого замыкания аналогичны процессу ликвидации КЗ для активно-индуктивной нагрузки.

Следует отметить, что для нагрузки, имитирующей работу ИВЭ, также справедливо утверждение о том, что время ограничения аварийных токов короткого замыкания значительно меньше, чем время ограничения переходных токов для аналогичных нагрузок.

Вне зависимости от типа нагрузки, повторное включение АЗК, после возникновения короткого замыкания, возможно только после снятия сигнала управления.

Возникновение перемежающегося короткого замыкания при коммутации нагрузки, имитирующей работу ИВЭ, сопровождается ограничением аварийных токов на уровне 3 А (номинального тока). После окончания воздействия первого короткого замыкания наблюдается нормальная работа транзисторного АЗК в течении 5 мс. Воздействие второго короткого замыкания приводит к отключению АЗК раньше, чем снимается сигнал управления. Время ограничения аварийных токов второго к.з. уменьшено, по сравнению со временем для первого КЗ, что позволило избежать значительного перегрева кристалла силового ключа, и его температура (график 5) после отключения АЗК находится в пределах нормы.

Воздействие перемежающегося короткого замыкания с частотой 1 кГц сопровождается ограничением аварийных токов и многочисленными участками нормальной работы АЗК, продолжительностью не

более 0,5 мс каждый. По истечении примерно 12 мс воздействия перемежающегося короткого замыкания полупроводниковый автомат защиты сети отключается (до снятия сигнала управления). Следует отметить, что после отключения, несмотря на продолжительную работу силового ключа в активной области, температура его кристалла (график 5) также находится в пределах нормы. Кроме того, возникновение перемежающегося короткого замыкания в цепи питания вторичного источника питания, не привело к скачкам напряжения и тока в цепи питания нагрузки ИВЭ. Это произошло в том числе за счет ограничения аварийного тока автоматов защиты сети. Графики выходных напряжения и тока ИВЭ показаны на рис. 12. На них наблюдается небольшое перерегулирование напряжения, вызванного работой Г-образного LC-фильтра, выход на номинальный режим работы через 70 мс после начала моделирования и плавное уменьшение выходного тока

и напряжения после возникновения перемежающегося короткого замыкания.

Выводы

1. Модель полупроводникового автомата защиты сети переменного тока обеспечивает коммутацию активно-емкостных нагрузок, а также источников вторичного электропитания в шадающем для силового ключа режиме.

2. Полупроводниковый автомат защиты сети переменного тока обеспечивает защиту любых типов нагрузок и распределительной сети ЛА от протекания как переходных токов, так и аварийных токов глухого и перемежающегося короткого замыкания.

3. Архитектура построения полупроводникового автомата защиты сети позволяет расширить его функционал, за счет добавления блоков индикации последовательных дуговых разрядов. Необходимо

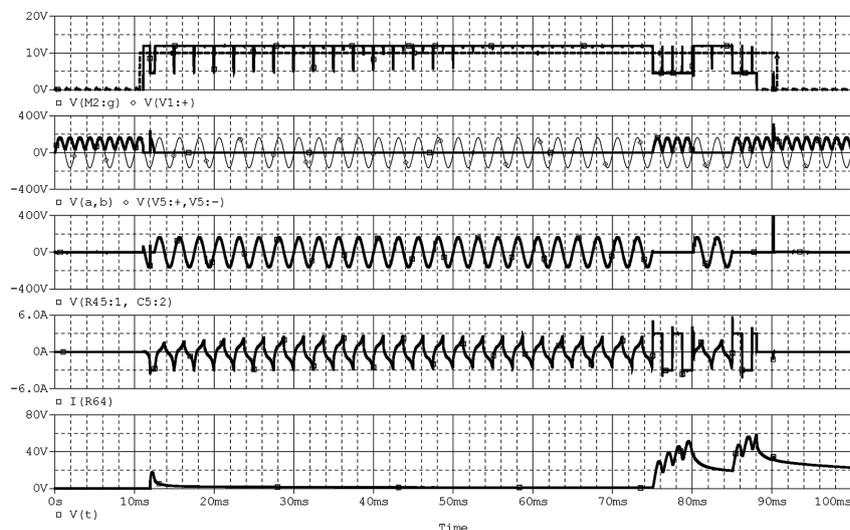


Рис. 10. Временные диаграммы тока, напряжений и температуры при коммутации нагрузки, имитирующей работу ИВЭ, при возникновении перемежающегося короткого замыкания ($t = 75$ мс, частота 100 Гц)

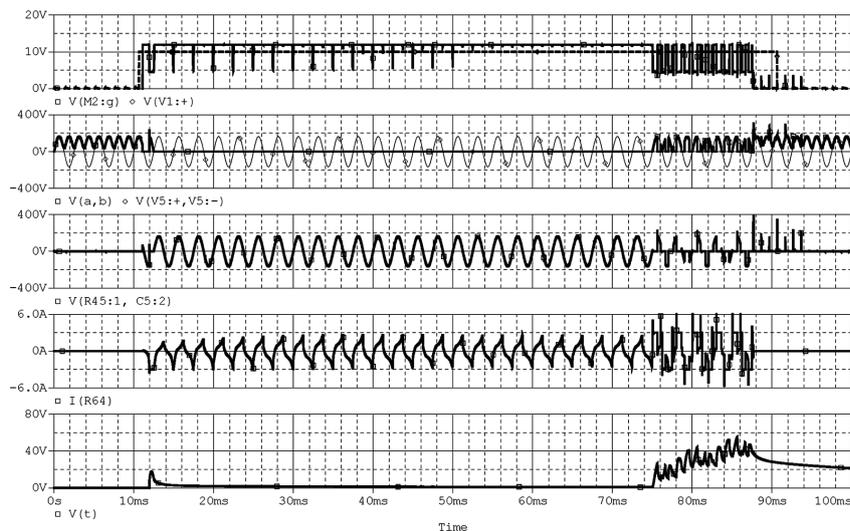


Рис. 11. Временные диаграммы тока, напряжений и температуры при коммутации нагрузки, имитирующей работу ИВЭ, при возникновении перемежающегося короткого замыкания ($t = 50$ мс, частота 1 кГц)

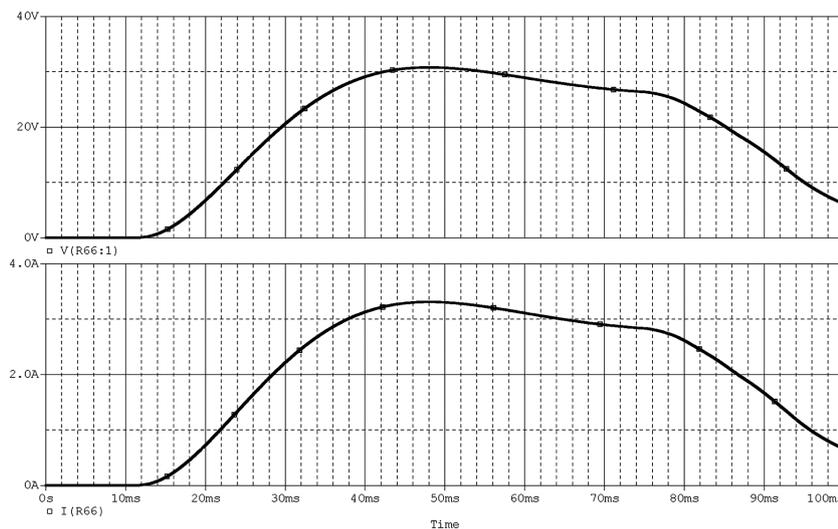


Рис. 12. Временные диаграммы выходного напряжения и выходного тока вторичного источника питания при возникновении перемежающегося КЗ с частотой 1 кГц в цепи питания ИВЭ

проведение дальнейших исследований в данной области.

4. Разработанная модель полупроводникового автомата защиты сети переменного тока может быть использована в исследованиях по индикации и ликвидации последовательных дуговых разрядов. С этой целью необходимо провести натурные испытания лабораторного образца и определить сходимость представленных результатов моделирования с результатами испытаний.

Литература

1. *Szekely V., Bien, T. V.* Fine Structure of Heat Flow Path in Semiconductor Devices: A Measurement and Identification Method. *SolidState Electronics*, 1988, Vol. 31.
2. *J. K. Hastings, J. C. Zuercher, E. Hetzmannseder.* Electrical Arcing and Material Ignition Levels. *SAE Technical Paper Series*, 2004-01-1565.
3. *В. И. Смирнов.* Спектральный и временной методы измерения теплового сопротивления полупроводниковых приборов. – *Промышленные АСУ и контроллеры*, 2014, № 10, С. 58–63.
4. ГОСТ Р 54073-2010 Системы электроснабжения вертолетов и самолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии – М.: Стандиртинформ, 2018. – 35 с.
5. *Грузков С. А., Останин С. Ю., Сугробов А. М., Токарев А. Б., Тыричев П. А.* Электрооборудование летательных аппаратов, учебник для ВУЗов. Том 1. Системы электроснабжения летательных аппаратов. – М.: Изд-во МЭИ, 2005. – 568 с.
6. *Е. В. Машуков, К. В. Куликовский, Г. М. Ульященко, Д. А. Шевцов.* Проблемы ликвидации аварийных дуговых разрядов в авиационных системах электроснабжения. – *Практическая силовая электроника*, 2013, № 4 (52), С.17–20.
7. *Е. В. Машуков, Д. А. Шевцов, Г. М. Ульященко.* Транзисторные аппараты защиты и коммутации для авиационных систем распределения электроэнергии – М.: Изд-во МАИ–ПРИНТ, 2009. – 188 с.

Притулкин Алексей Андреевич, аспирант кафедры “Микроэлектронные электросистемы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), инженер конструктор 2-ой категории ОКБ “Сухого”, e-mail: shaulung@yandex.ru.

И. В. Твердов, А. В. Синяк, А. Н. Морозов

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ БЛОКОВ ПИТАНИЯ ПОРТАТИВНЫХ И НОСИМЫХ РАДИОСТАНЦИЙ: ТЕКУЩЕЕ СОСТОЯНИЕ, ПРОБЛЕМЫ И ТОПОЛОГИЯ

I. V. Tverdov, A. V. Sinyak,
A. N. Morozov

Транзисторные преобразователи напряжения или блоки питания (БП) по терминологии радистов – неотъемлемая часть системы, которой является радиостанция (РС). При всем разнообразии современных БП отличающихся по схемам и конструкциям, существует два основных вида исполнения таких устройств: специальные БП, создаваемые как компоненты систем с максимальным учетом конкретных системных требований, а также универсальные модульные БП для различных систем, которые изготавливаются специализированными фирмами и поступают на рынок, как готовые изделия.

Ключевые слова: блок питания, прямоходовый преобразователь напряжения, обратнорходовый преобразователь напряжения, активный демпфер.

Converters for Power Units of Portable and Carried Radio Stations: State-of-the-Art, Problems and Topology

According to the radiomen terminology, transistor voltage converters, or power units (PU), are the integral part of the system, which is radio station (RS). With all diversity of modern PUs, differing by schemes and structures, there are two basic types of these devices implementation, namely special PU being created as system components with maximum accounting for the concrete system requirements, as well as universal PU modules for various systems, which are being produced by specialized enterprises and enter the market as ready-made products.

Key words: power unit, forward converter, flyback converter, active clamp.

Универсальные БП в виде модулей являются товаром, параметры которого должны непрерывно изменяться, чтобы привлечь покупателей. Особенно ценится уменьшение объема и массы модуля, при этом рыночная удельная мощность достигает значений в несколько тысяч Вт/дм³. Однако реальную пригодность подобных БП для РС невозможно оценить без учета КПД (η), площади поверхности, необходимой для отвода тепла, фильтров радиопомех и многих других системных факторов.

БП, создаваемые как компоненты систем, на рынок не поступают, и их параметры известны только разработчикам конкретных систем. В этом случае товаром являются системы, конкурентоспособность которых обеспечивается всеми компонентами. Поскольку срок службы сложных систем достаточно велик, изменениям они подвергаются редко. Например, радиостанция Р419, разработанная в 80х годах на БП со скромным показателем 100 Вт/дм³, является конкурентоспособной на рынке специальной техники и выпускается до сих пор.

Производители специализированных БП заинтересованы в минимизации затрат и количества этих изделий в системе. Такие БП не рекламируют и не продают, но именно они, а не рыночная продукция, в значительной степени определяют тактико-технические характеристики отечественных и зарубежных изделий военной техники, а потому 75% БП создаются на предприятиях, выпускающих РС. Такие БП получаются меньше по габаритам и дешевле, чем БП на модулях [1].

Схемотехника современных преобразователей

Наибольшее распространение в БП получили однотактные преобразователи напряжения (ОПН), как перекрывающие необходимые диапазоны выходных мощностей для радиостанций: единицы ватт – единицы киловатт [2, 3, 4].

В БП используются прямоходовой и обратнорходовой ОПН, так же их высокоэффективные модификации [3, 4]. Среди последних для перспективных РС с мощностью потребления сотни Вт и выше может быть рекомендован прямоходовой ОПН с активным демпфером (за рубежом известен, как Active Clamp Converter). По сравнению с традиционным ОПН в новый (рис. 1) введен демпфер, состоящий из конденсатора С1 и МДП-транзистора VT2. На рис. 1 показан ОПН с нижним активным демпфером [5], который менее сложен по сравнению с верхним [3, 4].

Активный демпфер обеспечивает включение и выключение сетевого ключа VT1 при близком к нулю

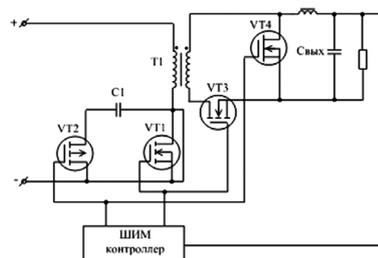


Рис. 1 Прямоходовой ОПН с активным демпфером

напряжении, что ограничивает коммутационные потери и уменьшает перенапряжение на транзисторах. Последнее позволяет использовать низковольтные ключи с меньшим падением напряжения. В ОПН с активным демпфером, как и в традиционном, колебания напряжения и тока, имеют прямоугольную форму. Низкие коммутационные потери и экономичность процесса передачи мощности при прямоугольном напряжении с ШИМ, позволяет на частотах сотни килогерц – единицы мегагерц получать КПД силового ключа ($\eta_{\text{кл}}$) до 96%. На таких частотах существенно уменьшается габариты и масса преобразователей.

Дальнейшее повышение КПД может быть достигнуто за счет трансформатора, выполненного на планарном сердечнике с обмоткой в виде плоских медных дорожек на многослойной печатной плате. Трансформатор по сравнению с проволочной обмоткой имеет меньшие потери в меди, обусловленные скин-эффектом и в сердечнике, имеющем малый вес. В результате КПД планарных трансформаторов ($\eta_{\text{тр}}$) достигает 98%. [6]. При производстве трансформаторов обеспечивается постоянство параметров распределенных индуктивностей и емкостей, что необходимо для переключения мосфетов при нулевом напряжении.

Выпрямитель на диодах Шоттки с падением напряжения 0,5 В, ранее применяемый в ОПН, имеет КПД 90%, при выходном напряжении 5 В. Применение синхронного выпрямителя на МДП-транзисторах с падением напряжения 0,1 В повышает КПД ($\eta_{\text{св}}$) до 98% [7].

Рассмотренные технические решения позволяют ожидать КПД ($\eta_{\text{м}}$) новых ОПН:

$$\eta_{\text{м}} = \eta_{\text{кл}} \cdot \eta_{\text{тр}} \cdot \eta_{\text{св}} = 0,96 \cdot 0,98 \cdot 0,98 = 0,92.$$

Экспериментально полученные зависимости КПД образца ОПН мощностью 40 Вт с входным напряжением 27 В и выходным 5 В от тока нагрузки и входного напряжения (рис. 2) подтвердили расчетные значения. КПД модулей при номинальном входном напряжении и типовой нагрузке 0,8 А составляет 91% и незначительно меняется в диапазоне нагрузок от 0,5 до 1,0 $P_{\text{ном}}$ и входного напряжения от 9 до 36 В [5].

КПД рассмотренного ОПН на 10...15% выше [3, 4], чем у традиционного, который до сих пор применяется в БП радиостанций.

За счет высокого КПД новых ОПН удалось решить

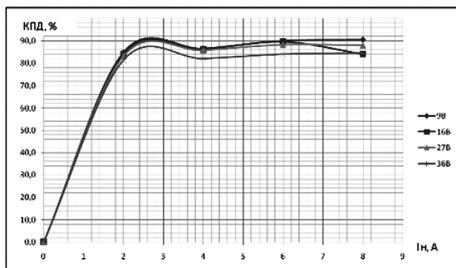


Рис. 2 График зависимости КПД от входного напряжения и тока нагрузки

еще одну из важных проблем энергетической электроники – создание БП, работающих от бортовых сетей с широким (4 : 1) диапазоном изменения входного напряжения [5].

Для БП носимых РС с мощностью потребления единицы-десятки Вт целесообразно использование обратноходовой ОПН с активным демпфером, имеющего меньшее количество моточных изделий и МДП-транзисторов (рис. 3).

Макетирование и экспериментальные исследования образцов в широком диапазоне мощностей от 5 до 750 Вт показало, что при малых мощностях (примерно до 30 Вт) обратноходовой ОПН имеет лучшие массогабаритные показатели и близкий КПД с прямоходовым [5, 13].

Но даже с учетом всех перечисленных преимуществ, рассмотренные преобразователи в БП радиостанций не применяются. Во многом это связано с тем, что отечественные и зарубежные разработчики ОПН с активным демпфером неохотно делятся теорией работы и расчетными соотношениями, так как, иначе, они отдадут свои наработки даром [1]. Авторы, которым по регламенту предприятия разрешено проводить исследования в интересах отрасли (подотрасли), предлагают статью по топологии ОПН с нижним демпфером для публикации в журнале “Практическая силовая электроника”, наиболее читаемого издания разработчиками преобразовательной техники.

Топология ОПН с активным демпфером

Для анализа выбран прямоходовой ОПН с нижним демпфером (рис. 4), который известен за рубежом [6, 7, 8], но практически не рассмотрен в отечественных публикациях.

Демпфер может быть использован как в прямоходовом, так и в обратноходовом ОПН, имеет менее сложное устройство по сравнению с верхним, где демпфирующий конденсатор включен параллельно трансформатору [3, 4]. Такой недостаток нижнего демпфера, как повышенное напряжение на демпфирующем конденсаторе, не существенен на низких входных напряжениях, при которых работают носимые и портативные РС.

Цепь активного демпфера включает p -канальный МДП-транзистор $V2$ и конденсатор C_d . Трансформа-

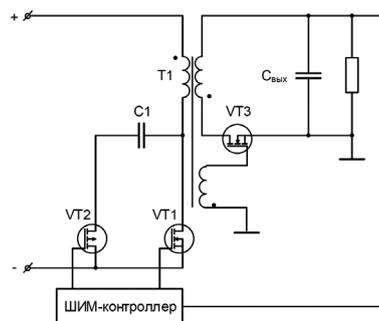


Рис. 3. Обратноходовой ОПН с активным демпфером

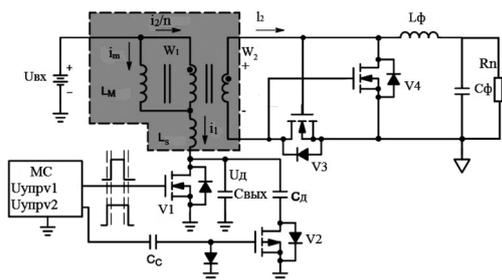


Рис. 4. Прямоходовой ОПН с нижним активным демпфером

тор представлен моделью, состоящей из идеального трансформатора и индуктивностей: намагничивающей L_m и рассеяния L_s . Показан также выходной конденсатор $C_{вых}$ силового мосфета V1, играющий важное значение в процессе переключения. Распределенные емкости трансформатора и монтажа не учитываются, так как они значительно меньше $C_{вых}$.

Микросхема (МС) обеспечивает сигналы управления МДП-транзисторами V1 и V2 (в дальнейшем просто V1 и V2) и задержки перед включением и выключением МДП-транзисторов, необходимые для работы с малыми потерями.

Период работы ОПН разбит на несколько интервалов (рис. 5), которые определяются моментами переключениями МДП-транзисторов и началом задержек.

Интервал t_0-t_1 . V1 включается в момент t_0 . V2 выключен. Ток i_1 на первичной стороне трансформатора нарастает и состоит из тока намагничивания i_m и приведенного тока на вторичной стороне i_2/n , где n – коэффициент трансформации. Ток i_2 течет через прямой МДП-транзистор V3 выходного выпрямителя в нагрузку.

Интервал t_1-t_2 . Силовой МДП-транзистор выключается в момент t_1 . Одновременно отключается прямой МДП-транзистор V3 и ток i_1 уменьшается до тока намагничивания. Этот ток очень быстро заряжает выходную емкость $C_{вых}$ МДП-транзистора V1.

Интервал t_2-t_3 . В момент t_2 напряжение на стоке V1 достигает напряжения демпферного конденсатора. Первичный ток i_1 течет через встроенный диод МДП-транзистора V2 и продолжает заряжать выход-

ную емкость $C_{вых}$ и демпферную емкость C_d . Емкость $C_d \gg C_{вых}$, поэтому скорость нарастания напряжения на C_d снижается. Пульсации напряжения на стоке V1 определяются резонансом в контуре L_m и C_d .

Интервал t_3-t_4 . V2 включается при нуле напряжения. Такое включение обеспечивается в любой момент времени между t_2 и t_4 .

Интервал t_4-t_5 . Ток намагничивания начинает расти, меняет направление, разряжает C_d . Напряжение U_c на стоке V1 медленно уменьшается.

Интервал t_5-t_6 . Вторая задержка t_{32} между выключением V2 и включением V1. В момент t_5 выключается мосфет V2 и ток в цепи C_d прекращается. Конденсатор $C_{вых}$ МДП-транзистора V1 разряжается током i_m и напряжение стока V1 уменьшается. Если энергия, запасенная в индуктивностях L_m и L_s , больше емкостной в $C_{вых}$, включения V1 получается при нулевом напряжении. Если индуктивной энергии не хватает, включение V1 происходит при неполном нуле, но все равно при напряжении значительно меньшем, чем U_c во время выключения V1.

Во время паузы существует резонансный контур L_m , $C_{вых}$, в котором напряжение на конденсаторе является источником ЭДС. Минимум напряжения на стоке V1 получается при t_{32} , равном четверти периода в контуре, затем $C_{вых}$ начинает перезаряжаться. Это важное условие выполняется при использовании планарных трансформаторов, которые обеспечивают постоянное значение L_m при производстве.

Последующее включение V1 происходит при напряжении на стоке не более $U_{вх}$ и нуле тока. В результате по сравнению с традиционным прямоходовым ОПН уменьшаются потери и перенапряжения на силовом ключе.

Выбор элементов активного демпфера

Известные расчетные соотношения для выбора элементов прямоходового ОПН [2, 3] только корректируются в связи с добавлением активного демпфера. Заново выводятся соотношения для выбора демпфирующего конденсатора и МДП-транзистора V2.

Для получения этих соотношений использованы основы проектирования ОПН [8] и отечественный и зарубежный опыт разработки ОПН с нижним демпфером [5, 9, 10, 13].

Зависимость между входным и выходным напряжением в любом ОПН описывается известным уравнением [2, 3]:

$$U_{вых} = \gamma U_{вх}/n, \tag{1}$$

где $n = w_1/w_2$ – отношение витков первичной и вторичных обмоток трансформатора; γ – относительная длительность проводящего состояния V1.

Уравнение (1) позволяет определить γ_{max} , которое для прямоходового ОПН равно 0,65 [8]. В большинстве расчетов значение n получается дробным, что усложняет выполнение планарного трансформатора. Чтобы определить ближайшее целое n используется дополнительный фактор: минимум

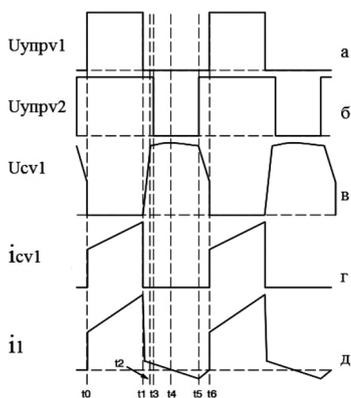


Рис. 5. Временные диаграммы работы ОПН

напряжения на стоке выключенного V1, который также зависит от γ .

В установленном режиме за период работы вольт-секундный интеграл на обмотке w_1 должен быть равен нулю, чтобы избежать насыщения сердечника. Когда V1 включен вольт-секундный интеграл равен $U_{вх}\gamma T$. При выключенном состоянии V1 в течении времени $(1 - \gamma)T$ на обмотке w_1 напряжение $(U_c - U_{вх})(1 - \gamma)T$.

Если приравнять эти выражения, получится уравнение: $U_{вх}\gamma T = U_c - U_{вх})(1 - \gamma)T$, решение которого позволяет определить U_c :

$$U_c = U_{вх}/(1 - \gamma). \quad (2)$$

Установлено [8], что для получения минимального значения U_c необходимо выбрать целое значение n_1 меньше, чем n , полученное из уравнения (1). В ОПН с большими выходными токами обычно выбирают $w_2 = 1$ вит, тогда $w_1 = n_1$.

Дальнейший расчет выполняется при γ_1 :

$$\gamma_1 = n_1 U_{вх}/U_{вх \min}, \quad (3)$$

$$U_c = U_{вх \min}/(1 - \gamma). \quad (4)$$

Напряжение U_c также определяет (рис. 4) напряжение на конденсаторе C_d . $U_d = U_c$ и является одним из критериев выбора C_d . Другим критерием выбора C_d является уровень пульсации. Если уровень пульсаций выше допустимого, конденсатор перегревается.

При выборе конденсатора учитывается, что в ОПН ток трансформатора изменяется по полной петле гистерезиса за счет резонансного контура, состоящего из индуктивности L_m и конденсатора C_d . Для поддержания постоянного напряжения на интервале выключения V1 частота контура должна быть на порядок ниже частоты переключения.

Пульсаций обратно пропорциональны C_d , поэтому конденсатор стараются выбирать большей емкости. С другой стороны, при переходных процессах, когда γ быстро изменяется, необходимо соответствующее изменение напряжения и приходится использовать конденсатор возможно малой емкости, иначе трансформатор насыщается. Таким образом при выборе C_d необходим компромисс между уровнем пульсаций и переходными процессами. Получены обобщенные зависимости для уровня пульсаций при γ_{\min} (кривая 1) и индукции трансформатора при γ_{\max}

(кривая 2), облегчает выбор C_d по схеме, показанной на рис. 6.

На частотах преобразования сотни килогерц в основном применяются керамические конденсаторы, которые допускают уровень пульсации 10–15%. При уровне пульсаций 12,5% и демпфирующем конденсаторе емкостью $C1$ (рис. 6) во время переходных процессов максимальная индукция трансформатора увеличивается примерно в два раза. Поэтому при расчетах ΔB_p приходится выбирать рабочий диапазон индукции в две раза меньше, чем максимально возможный $\Delta B_p = 0,5\Delta B_{\max}$.

Наиболее просто это решается выбором $w_1 = 2n_1$ при $w_2 = 2$ витка. В остальном расчет трансформатора известен [2, 3], позволяет определить L_m . При линейном изменении тока намагничивания за период γT , его максимальное значение равно

$$I_m = U_{вх} \gamma T / L_m. \quad (5)$$

За интервал выключенного состояния V1 ток I_m заряжает и разряжает C_d , следовательно $I_m = I_c$. За пол интервала $(1 - \gamma)T/2$ напряжение пульсаций изменяется от 0 до ΔU_n (рис. 5б)

$$\Delta U_n = C_d I_c / \Delta t = 2C_d I_c / (1 - \gamma). \quad (6)$$

Из уравнения (6) определяем C_d

$$C_d = \Delta U_n (1 - \gamma) (T/2) / I_c, \quad (7)$$

где I_c рассчитывается из выражения (5).

По допустимому уровню пульсаций и U_c из уравнения (2) вычисляем действующее значение U_n

$$U_n = 0,125 U_c = 0,125 U_{вх} / (1 - \gamma), \quad (8)$$

а затем рассчитываем

$$\Delta U_n = \frac{U_n}{\sqrt{\frac{1-\gamma}{2}}}. \quad (9)$$

При выборе демпфирующего МДП-транзистора V2 следует учитывать только ток намагничивания с амплитудой I_m . Действующее значение этого тока I_{V2} , определяющее потери, равно

$$I_{V2} = \frac{I_m}{\sqrt{\frac{1-\gamma}{2}}}. \quad (10)$$

Выбор синхронных МДП-транзисторов V3, V4 подробно рассмотрен в [4, 8]. Напряжение на затворы V3, V4 подается непосредственно от вторичной обмотки трансформатора, если выходное напряжение 3,3 В. При больших напряжениях требуется защита затвора на стабилитроне.

Выполненный анализ позволяют лучше понять топологию ОПН с нижним активным демпфером и при проектировании наиболее полно использовать преимущества этой топологии. Разработка БП портативных радиостанций на основе таких ОПН позво-

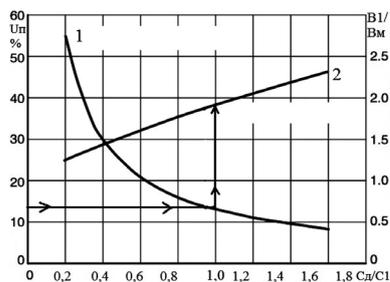


Рис. 6. Пульсации и индукция в зависимости от C_d

лит повысить КПД на 10–15%, перейти на частоты преобразования 300–500 кГц и уменьшить размеры в 1,5 ... 2 раза [13]. Эти преимущества особенно важны для носимых РС, питающихся от аккумуляторов.

“А где же применять модульные БП?” – спросит нетерпеливый читатель. Прежде всего, при решении оперативных задач, когда модули позволяют создать БП за считанные дни, а не месяцы, как при специальном проектировании. Модули мощностью 1–3 кВт широко используются при разработке эффективных выпрямителей [12]. На модулях проектируется распределенная система питания, позволяющая исключить БП из состава РС [13]. Также применение модульных БП оправдано в условиях, когда квалифицированные кадры перешли из ФГУП в различные ООО и ОАО, где зарплаты в несколько раз выше.

В заключение надо сказать, что при написании этого раздела использовались не только данные отечественных и зарубежных публикаций, но и собственный опыт работы в “АЭИЭП” в течении семнадцати лет в качестве научного консультанта [13, 14].

Литература

1. *Конев Ю. И.* Технично-экономические проблемы энергетической электроники. – ЭП, том № 8–9, 1999.
2. *Захаров Ю. К.* Сравнительный анализ однотактного и двухтактного преобразователя напряжения. – Электронная техника в автоматике № 11, 1980.
3. *Поликартов А. Г., Сергиенко Е. Ф.* Однотактные преобразователи напряжения, – Радио и связь, 1989, – 294 с.
4. *Лукин А. В.* Прямоходовой преобразователь напряжения с синхронным выпрямителем и переключением при нуле тока и нуле напряжения. – Практическая силовая электроника. 2007, № 27.
5. *Твердов И. В., Кравченко М. Н.* Модули питания с высоким КПД и широким диапазоном входных напряжений. – Электронные компоненты, 2012, № 8.
6. *Макаров В. В.* Применение планарных трансформаторов в импульсных источниках электропитания. – Электрическое питание, 2005, № 3.
7. *Миронов А. А., Твердов И. В.* Синхронное выпрямление в модулях питания. – Электрическое питание, 2011, № 2.
8. AND8273/D Design of 100 W active clamp forward DC-DC connector. Semiconductor 2013, No 3.
9. Texas Instruments. Single Ended active clamp. Sluss.292, February 1999-January 2002.
10. *Bob Bell.* Operation and Benefits of active Clamp forward converters. Power designer, No 108.
11. *Кравченко М. Н., Твердов И. В.* Как выбрать модуль для распределенной системы. – Электронные компоненты, 2012, № 8.
12. *Плоткин И. Р., Нагайцев А. Н., Твердов И. В.* Мощные модульные выпрямители с процентным резервированием. – Компоненты и технологии, 2006, № 4.
13. *Плоткин И. Р., Твердов И. В.* DC-DC модули АЭИЭП второго поколения. Электронные компоненты 2017, № 3.
14. *И. Твердов.* “Александр Электрик источники электропитания – 20 лет на рынке”. – Электроника НТБ, 2018, № 2.

Е. А. Нестеренко, М. А. Новиков, И. А. Ошурков

АНАЛИТИЧЕСКОЕ НАХОЖДЕНИЕ ОПТИМАЛЬНОГО РЕЖИМА РАБОТЫ КОРРЕКТОРА КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ПРИ РАЗЛИЧНОЙ МОЩНОСТИ НАГРУЗКИ

Е. А. Nesterenko, M. A. Novikov,
I. A. Oshurkov

Obtaining Analytically Optimal Operation Mode of Power Factor Corrector under Various Load Power

В предлагаемой статье выведены формулы для расчета энергетических потерь в полупроводниковых приборах однофазного корректора коэффициента мощности (ККМ) работающего в граничном и непрерывном режиме работы. Представлены аналитические расчеты энергетических потерь в реактивных элементах однофазного ККМ для граничного и непрерывного режима работы. Построены основные зависимости, позволяющие оценить границы областей применения граничного и непрерывного режима работы. Проведено аналитическое сравнение требуемого объема основных элементов однофазного ККМ, работающего в граничном и непрерывном режиме.

Ключевые слова: корректор коэффициента мощности (ККМ), граничный режим работы, непрерывный режим работы, энергетические потери, объем реактивных элементов

The article presents equations, derived by the authors, for energy losses computing in semiconductor devices of a single-phase power factor corrector (PFC), operating in both critical and continuous operation modes. Computational results of energy losses in the single-phase PFC reactive elements are presented for both boundary and continuous operation modes. Basic dependencies, allowing evaluate the boundaries of the areas of critical and continuous operation modes were plotted. Analytical comparison of the required basic elements volume of the single-phase PFC, operating in critical and continuous modes, was performed.

Key words: power factor corrector (PFC), boundary mode of operation, continuous mode of operation, energy losses, volume of reactive elements.

Применение корректоров коэффициента мощности (ККМ) в различных электроустановках обусловлено требованиями по электромагнитной совместимости (МЭК IЕ-1000-3-2). При этом существует три основных режима работы ККМ: режим непрерывного тока, режим граничного тока и режим прерывистого тока. Режим прерывистого тока не используется для реализации ККМ по той причине, что при таком режиме работы потребляемый ток имеет недопустимый гармонический состав. Режим непрерывного тока и режим граничного тока получили широкое применение [1].

При разработке ККМ существует необходимость выбора одного из этих режимов работы, при этом необходимо учитывать достоинства и недостатки каждого из них с целью выбора наиболее подходящего режима работы для конкретной области применения. Основными критериями выбора чаще всего являются: номинальная мощность, частота коммутации, масса – габариты реактивных элементов, коэффициент полезного действия (КПД) и коэффициент мощности потребляемого тока. По этой причине аналитическое сравнение граничного и непрерывного режима работы по КПД и масса-габаритным показателям является весьма актуальным.

Однако, вычислить необходимые соотношения и найти точку оптимальной работы ККМ для каждой области применения достаточно объемная задача. Также в зависимости от силового каскада ККМ и алгоритма управления необходимо проводить отдельные соотношения.

В совокупности всех этих факторов в данной статье будет предложена аналитическая модель расчета ККМ для нахождения оптимального режима работы ККМ, которую можно применить для любого силового каскада, алгоритма работы и области применения [2–3]. Также с помощью этой модели будет представлено аналитическое сравнение граничного и непрерывного режима работы для классической структуры однофазного ККМ с дросселем постоянного тока и ключом постоянного тока, как продемонстрировано на рис. 1. При этом расчет минимального объема радиаторов будет проводиться при естественном охлаждении.

Режимы работы однофазного ККМ

Принцип работы однофазного ККМ можно описать двумя этапами (двумя контурами протекания тока).

В течение положительной полуволны питающего напряжения:

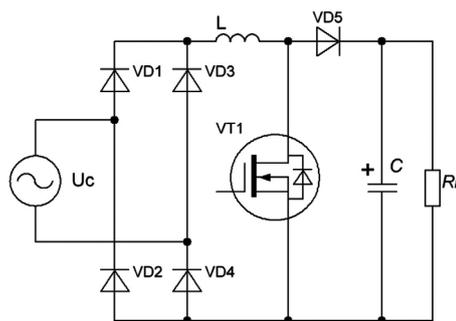


Рис. 1 Схема классического однофазного ККМ

- момент импульса (t_n):
 $U_c \rightarrow VD1 \rightarrow L \rightarrow VT1 \rightarrow VD4 \rightarrow U_c; (i_L \uparrow)$;
- момент паузы (t_n):
 $U_c \rightarrow VD1 \rightarrow L \rightarrow VD5 \rightarrow C, R_n \rightarrow VD4 \rightarrow U_c; (i_L \downarrow)$.

В момент импульса происходит накопление энергии в дросселе L , при этом ток, потребляемый из сети, начинает нарастать. В момент паузы накопленная энергия в дросселе L передается в нагрузку и потребляемый ток начинает спадать. При этом на отрицательной полуволне питающего напряжения происходит тоже самое:

- момент импульса (t_n):
 $U_c \rightarrow VD3 \rightarrow L \rightarrow VT1 \rightarrow VD2 \rightarrow U_c; (i_L \uparrow)$;
- момент паузы (t_n):
 $U_c \rightarrow VD3 \rightarrow L \rightarrow VD5 \rightarrow C, R_n \rightarrow VD2 \rightarrow U_c; (i_L \downarrow)$.

Таким образом, непрерывный режим работы однофазного ККМ заключается в том, что потребляемый ток из сети прямо пропорционален входному напряжению, при этом ток из сети в момент выключения силового транзисторного ключа (СТК) не достигает нуля. При этом, в граничном режиме работы в момент выключения СТК ток спадает принципиально до нуля. Формы токов, демонстрирующие граничный и непрерывный режим работы продемонстрированы на рис. 2 и 3.

При проектировании и разработке однофазного ККМ выбор режима работы является первостепенным, так как в зависимости от него необходимо выбирать полупроводниковые приборы, реактивные элементы и систему охлаждения.

Расчет непрерывного режима работы однофазного ККМ

Расчет ККМ в непрерывном режиме основан на действующем значении потребляемого тока, который определяется по следующей формуле:

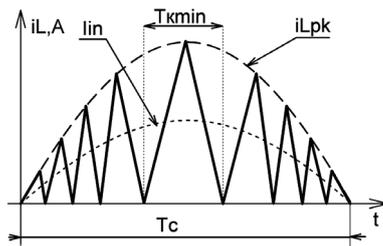


Рис. 2. Форма потребляемого тока ККМ в граничном режиме работы

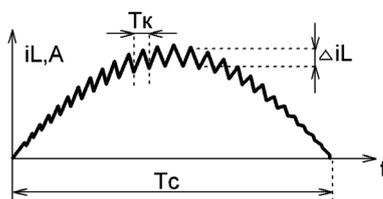


Рис. 3. Форма потребляемого тока ККМ в непрерывном режиме работы

$$I(U_{ac}) = P / (\eta \cdot U_{ac}), \tag{1}$$

где $I(U_{ac})$ – действующее значение тока, зависящее от входного напряжения (U_{ac}), P – мощность нагрузки, η – ориентировочный коэффициент полезного действия (КПД) всего устройства.

Затем определяют значения пульсаций входного тока (тока дросселя):

$$\Delta I(U_{ac}) = R_i \cdot I(U_{ac}), \tag{2}$$

где $I(U_{ac})$ – значения пульсаций входного тока (тока дросселя), R_i – задаваемый уровень пульсаций входного тока в процентах.

Для расчета дросселя необходимо рассчитать период коммутации:

$$T = \frac{1}{f}, \tag{3}$$

где f – частота коммутации, Гц. Значение индуктивности дросселя, зависящее от минимального значения питающего напряжения, определяется как

$$L(U_{ac}) = \frac{U_{ac} \cdot \sqrt{2}}{\Delta I(U_{ac})} \cdot \left(1 - \frac{U_{ac} \cdot \sqrt{2}}{U_{out}}\right), \tag{4}$$

где U_{out} – заданное значение выходного напряжения.

Амплитудное значение тока дросселя определяется следующим образом:

$$I_a(U_{ac}) = \frac{P \cdot \sqrt{2}}{U_{ac}} + \frac{\Delta I_a(U_{ac})}{2}, \tag{5}$$

Выбрав подходящий сердечник по мощности и частоте, остается рассчитать необходимое количество витков:

$$N = \sqrt{\frac{L(U_{ac})}{A_l}}, \tag{6}$$

где A_l – индуктивность одного витка, чаще всего задаваемая в нГн/вит².

Потери входного диодного выпрямительного моста также зависят от значения входного напряжения и определяются следующим образом:

$$P_{bridge}(U_{ac}) = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{P \cdot U_f}{U_{ac} \cdot \eta \cdot \chi} + 4R_{db} \left(\frac{P \cdot \sqrt{2}}{4 \cdot U_{ac} \cdot \eta \cdot \chi} \right)^2, \tag{7}$$

где χ – ориентировочный коэффициент мощности, U_f – падение напряжения на диоде в проводящем состоянии, R_{db} – активное сопротивление диода.

Кроме того, для уменьшения пульсаций входного напряжения, используют конденсатор. Значение емкости входного конденсатора, зависящее от уровня входного напряжения можно рассчитать по следующей формуле:

$$C_{in}(U_{ac}) = \frac{\Delta I(U_{ac})}{2\pi \cdot f \cdot r \cdot U_{ac}}, \quad (8)$$

где r – допустимое значение пульсаций входного напряжения.

Для расчета емкости выходного конденсатора C необходимо применять сразу две формулы:

$$C_1 = \frac{2 \cdot P \cdot t_{hold}}{U_{out}^2 - U_{out\min}^2}; \quad (9)$$

$$C_2 = \frac{P}{2\pi \cdot f_c \cdot \Delta U_{out} \cdot U_{out}}; \quad (10)$$

где C_1 и C_2 – значение емкости выходного конденсатора, t_{hold} – время удержания, в течение которого напряжение на выходе ККМ будет удерживаться в заданном значении в случае пропадания напряжения в сети; $U_{out\min}$ – минимальное значение выходного напряжения; f_c – частота питающей сети, ΔU_{out} – заданные пульсации выходного напряжения. При этом, итоговое значение емкости конденсатора определяют по максимальному полученному результату.

Действующее значение тока, втекающего в выходной конденсатор, рассчитывается по формуле:

$$I_{C_{rms}}(U_{ac}) = P \cdot \sqrt{\frac{8 \cdot \sqrt{2}}{3\pi \cdot U_{ac} \cdot U_{out}} - \frac{1}{U_{out}^2}}, \quad (11)$$

Подбор СТК проводится на основе заданных мощности ККМ и также частоте коммутации. Действующее значение тока через СТК, зависящее от величины питающего напряжения, рассчитывается по следующей формуле:

$$I_{VT_{rms}}(U_{ac}) = \frac{P}{U_{ac}} \cdot \sqrt{1 - \frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{ac}}{3\pi \cdot U_{out}}}. \quad (12)$$

Потери в СТК имеют две составляющие – статические и динамические потери [4]:

$$P_{VT}(U_{ac}) = P_{VTcond}(U_{ac}) + P_{VTdyn}(U_{ac}), \quad (13)$$

где статические потери в определяются как

$$P_{VTcond}(U_{ac}) = I_{VT_{rms}}^2(U_{ac}) \cdot R_{ds(on)}; \quad (14)$$

а динамические потери в СТК определяются по формуле

$$P_{VTdyn}(U_{ac}) = P_{VTdynon}(U_{ac}) + P_{VTdynoff}(U_{ac}); \quad (15)$$

$R_{ds(on)}$ – активное сопротивление СТК в проводящем состоянии.

Динамические потери на включение СТК определяются как

$$P_{VTdynon}(U_{ac}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left| \frac{I_a(U_{ac}) \cdot \sin(\theta) - \Delta I_a(U_{ac})}{2} \right| \cdot \frac{U_{out}}{2} \cdot t_{on} \cdot f \cdot d\theta; \quad (16)$$

Динамические потери на выключении СТК определяются по формуле:

$$P_{VTdynoff}(U_{ac}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left| \frac{I_a(U_{ac}) \cdot \sin(\theta) - \Delta I_a(U_{ac})}{2} \right| \cdot \frac{U_{out}}{2} \cdot t_{off} \cdot f \cdot d\theta; \quad (17)$$

где t_{on} – время включения СТК; t_{off} – время выключения СТК.

Выбор выходного диода основан на определении среднего значения протекающего через него тока:

$$I_{D_{avg}}(U_{ac}) = \sqrt{\frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot P^2}{3\pi \cdot U_{ac} \cdot U_{out}}}. \quad (18)$$

Потери в выходном диоде складываются из двух составляющих: статические и динамические потери:

$$P_D(U_{ac}) = P_{Dcond}(U_{ac}) + P_{Ddyn}(U_{ac}), \quad (19)$$

где $P_{Dcond}(U_{ac})$ – статические потери в диоде, $P_{Ddyn}(U_{ac})$ – динамические потери в диоде, которые соответственно равны:

$$P_{Dcond}(U_{ac}) = I_{D_{avg}}(U_{ac}) \cdot U_f + R_d \cdot I_{D_{avg}}^2(U_{ac}); \quad (20)$$

$$P_{Ddyn}(U_{ac}) = 0,5 \cdot U_{out} \cdot U_f + Q_c \cdot f; \quad (21)$$

Q_c – общий заряд диода.

Таким образом, общие потери в полупроводниковых элементах определяются тремя составляющими:

$$P_{loss} = P_{bridge}(U_{ac}) + P_{VT}(U_{ac}) + P_D(U_{ac}). \quad (22)$$

Для расчета потерь в дросселе необходимо рассчитать характерные точки петли гистерезиса [5]:

$$H_{max} = \frac{0,4\pi \cdot N \cdot I_{a_{max}}}{l_e}; \quad (23)$$

$$H_{min} = \frac{0,4\pi \cdot N \cdot I_{a_{min}}}{l_e}; \quad (24)$$

где H_{max} – максимальная напряженность электромагнитного поля, H_{min} – минимальная напряженность электромагнитного поля, l_e – длина магнитопровода, $I_{a_{max}}$ – максимальное значение потребляемого тока (тока дросселя), $I_{a_{min}}$ – минимальное значение потребляемого тока (тока дросселя);

$$B_{max} = \left(\frac{a + b \cdot H_{max} + c \cdot H_{max}^2}{a + d \cdot H_{max} + e \cdot H_{max}^2} \right)^{1,685}; \quad (25)$$

$$B_{min} = \left(\frac{a + b \cdot H_{min} + c \cdot H_{min}^2}{a + d \cdot H_{min} + e \cdot H_{min}^2} \right)^{1,685}; \quad (26)$$

где a, b, c, d, e – параметры материала сердечника, B_{max} – максимальная магнитная индукция сердечника,

B_{\min} – минимальная магнитная индукция сердечника, ΔB – амплитуда магнитной индукции:

$$\Delta B = \frac{B_{\max} - B_{\min}}{2}, \quad (27)$$

Потери в сердечнике дросселя определяются как

$$P_{\text{core}} = \frac{2}{\pi} \cdot \Delta B^\alpha \cdot f^\beta \cdot V_e, \quad (28)$$

где V_e – объем сердечника.

Задавшись плотностью тока по известным характеристикам, можно рассчитать потери в обмотке дросселя:

$$R_w = \frac{l_w \cdot N \cdot \rho_e J}{I(U_{ac})}; \quad (29)$$

$$P_w = I^2(U_{ac}) \cdot R_w, \quad (30)$$

где R_w – активное сопротивление обмотки, l_w – длина одного витка, ρ_e – удельное сопротивление меди, J – допустимая плотность тока, P_w – потери в обмотке дросселя.

Таким образом, суммарные потери в дросселе состоят из двух частей:

$$P_L = P_{\text{core}} + P_w. \quad (31)$$

Потери в выходном конденсаторе рассчитываются по следующей формуле

$$P_C = I_{\text{Crms}}^2(U_{ac}) \cdot ESR, \quad (32)$$

где ESR – внутреннее сопротивление выходного конденсатора.

Для расчета объема радиатора теплоотвода необходимо знать удельное тепловое сопротивление радиатора R_r , а также задаться максимальной температурой радиатора теплоотвода. Объем радиатора вычисляется по формуле:

$$V_{hs} = a \cdot b \cdot c, \quad (33)$$

где a – длина радиатора, b – ширина радиатора, c – высота радиатора.

Исходя из выбранного профиля радиатора b и c уже заданы. Длину радиатора рассчитывают, исходя из мощности потерь в полупроводниковых элементах, заданной температуры радиатора и удельного теплового сопротивления:

$$a = \frac{T_{hs} \cdot R_r}{P_{\text{loss}}(U_{ac})}, \quad (34)$$

где T_{hs} – заданная максимальная температура радиатора, R_r – удельное тепловое сопротивление радиатора.

Расчет граничного режима работы однофазного ККМ

Расчет ККМ в граничном режиме отличается от расчета ККМ, работающего в непрерывном режиме тем, что частота работы не постоянна по определению

из алгоритма работы. Поэтому для сравнения этих двух режимов при расчете ККМ в граничном режиме будет использоваться усредненная частота коммутации.

Сначала рассчитывается входной дроссель с учетом минимальной частоты коммутации f_{\min} , при максимальном значении тока:

$$I(U_{ac}) = \frac{P}{\eta \cdot U_{ac}}; \quad (35)$$

$$I_a(U_{ac}) = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot I(U_{ac}); \quad (36)$$

$$I_{L\text{rms}}(U_{ac}) = \frac{2I(U_{ac})}{\sqrt{3}}; \quad (37)$$

$$L = \frac{U_{ac\text{min}}^2 (U_{out} - \sqrt{2} \cdot U_{ac\text{min}})}{2f_{\min} \cdot P \cdot U_{out}}; \quad (38)$$

$$f(U_{ac}, \theta) = \frac{\eta}{2LP} \cdot \frac{U_{ac}^2 \cdot [U_{out} - \sqrt{2} \cdot U_{ac} \sin(\theta)]}{2f_{\min} P U_{out}}. \quad (39)$$

После расчета индуктивности производится расчет действующего и среднего значения потребляемого тока и на основе их рассчитываются потери в диодном мосте:

$$I_{\text{rms}}(U_{ac}) = \frac{\sqrt{2} \cdot I(U_{ac})}{2}; \quad (40)$$

$$I_{\text{avg}}(U_{ac}) = \frac{\sqrt{2} \cdot I(U_{ac})}{\pi}; \quad (41)$$

$$P_{\text{bridge}}(U_{ac}) = 4I_{\text{avg}}(U_{ac}) \cdot U_f + 4R_{db} \cdot I_{\text{rms}}^2(U_{ac}). \quad (42)$$

С учетом пульсаций входного тока, которые в данном режиме работы равны амплитудному значению тока рассчитывают входной конденсатор, необходимый для уменьшения пульсаций входного напряжения и сглаживания входного тока:

$$C_{in}(U_{ac}) = \frac{I(U_{ac})}{2\pi \cdot f_{\min} \cdot r \cdot U_{ac}}. \quad (43)$$

Расчет выходного конденсатора аналогичен расчету в непрерывном режиме работы, так как его номинал зависит напрямую от частоты питающей сети:

$$C_1 = \frac{2P \cdot t_{\text{hold}}}{U_{out}^2 - U_{out\text{min}}^2}; \quad (44)$$

$$C_2 = \frac{2P \cdot t_{\text{hold}}}{2\pi \cdot f_c \cdot \Delta U_{out} \cdot U_{out}}; \quad (45)$$

$$I_{\text{Drms}}(U_{ac}) = I_a(U_{ac}) \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot \sqrt{2}}{9\pi} \cdot \frac{U_{ac}}{U_{out}}}; \quad (46)$$

$$I_{out} = \frac{P}{U_{out}}; \quad (47)$$

$$I_{C_{rms}}(U_{ac}) = \sqrt{I_{D_{rms}}^2(U_{ac}) - I_{out}^2}. \quad (48)$$

Для расчета СТК в ККМ, работающего в граничном режиме работы необходимо найти среднюю частоту работы, так как она зависит от мгновенного значения питающего напряжения и получается что вблизи нуля частота будет максимальной и минимальной в амплитудном значении:

$$I_{VT_{rms}}(U_{ac}) = I_{a(U_{ac})} \cdot \sqrt{\frac{1}{6} - \frac{4 \cdot \sqrt{2}}{9\pi} \cdot \frac{U_{ac}}{U_{out}}}; \quad (49)$$

$$P_{VT_{cond}}(U_{ac}) = I_{VT_{rms}}^2(U_{ac}) \cdot R_{ds(on)}. \quad (50)$$

Для расчета средней частоты за период определяют время спада и нарастания тока в дросселе:

$$t_{on}(U_{ac}, \theta) = \frac{I_a(U_{ac})L}{U_{ac} \cdot \sqrt{2}}; \quad (51)$$

$$t_{off}(U_{ac}, \theta) = \frac{I_a(U_{ac}) \cdot \sin(\theta) \cdot L}{U_{out} - \sqrt{2} \cdot U_{ac} \sin(\theta)}. \quad (52)$$

Определив время спада и нарастания тока в дросселе, рассчитываются средняя частота коммутации, а также динамические потери в СТК:

$$f_{min}(U_{ac}, \theta) = \frac{1}{t_{on}(U_{ac}, \theta) + t_{off}(U_{ac}, \theta)} < X; \quad (53)$$

$$P_{VT_{dyn}}(U_{ac}) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{\sqrt{2}P}{\eta \cdot U_{ac}} \cdot \sin(\theta) \frac{U_{out}}{2} \cdot t_{fall} \cdot f_{min}(U_{ac}, \theta) dt; \quad (54)$$

$$P_{VT}(U_{ac}) = P_{VT_{cond}}(U_{ac}) + P_{VT_{dyn}}(U_{ac}). \quad (55)$$

Расчет выходного диода не отличается от расчета в непрерывном режиме работы, за исключение частоты коммутации диода:

$$P_{D_{cond}}(U_{ac}) = I_{D_{rms}}(U_{ac}) \cdot U_f + R_d \cdot I_{D_{rms}}^2(U_{ac}); \quad (56)$$

$$P_{D_{dyn}}(U_{ac}) = 0,5 U_{out} Q_c \left[\frac{1}{\pi} \int_0^\pi f_{min}(U_{ac}, \theta) d\theta \right]; \quad (57)$$

$$P_D(U_{ac}) = P_{D_{cond}}(U_{ac}) + P_{D_{dyn}}(U_{ac}). \quad (58)$$

Суммарные потери в полупроводниковых элементах определяются как алгебраическая сумма потерь на каждом элементе в отдельности:

$$P_{loss} = P_{bridge}(U_{ac}) + P_{VT}(U_{ac}) + P_D(U_{ac}). \quad (59)$$

Расчет моточного элемента с учетом потерь в сердечнике и в обмотке дросселя определяется аналогично расчету в непрерывном режиме по формулам 60–64:

$$N = \sqrt{\frac{L(U_{ac})}{A_l}}; \quad (60)$$

$$P_{core} = \frac{2}{\pi} \cdot \Delta B^\alpha \cdot f_{min}^\beta \cdot V_e; \quad (61)$$

$$R_w = \frac{l_w \cdot N \cdot \rho_e \cdot J}{I_{L(U_{ac})_{rms}}}; \quad (62)$$

$$P_w = I_{L(U_{ac})_{rms}}^2 \cdot R_w; \quad (63)$$

$$P_L = P_{core} + P_w. \quad (64)$$

Расчет потерь в выходном конденсаторе определяется по формуле (65):

$$P_C = I_{C_{rms}}^2(U_{ac}) \cdot ESR. \quad (65)$$

Расчет объема радиатора аналогичен расчету в непрерывном режиме работы:

$$V_{hs} = a \cdot b \cdot c; \quad (66)$$

$$a = \frac{T_{hs} \cdot R_t}{P_{loss(U_{ac})}}. \quad (67)$$

Расчет и вывод основных зависимостей для граничного и непрерывного режимов работы

Для конкретного примера расчета будут использоваться следующие исходные данные:

$U_{ac} = 190$ В; $U_{out} = 400$ В; $f = 40$ кГц; $f_c = 50$ Гц; $\eta = 0,95$; $\chi = 0,9$; $R^i = 15\%$; диодный мост GBPC3504; $U_f = 1,1$ В, транзистор IPW60R031, диод STTH16R04CT, $\Delta U_{out} = 20$ В, $U_{out_{min}} = 350$ В, $R_{ds(on)} = 0,031$ Ом, $\rho_e = 0,017$; $J = 5$ А/мм², $T_{hs} = 40^\circ\text{C}$.

При расчете объемов реактивных элементов использовались существующие и доступные в свободной продаже конденсаторы и сердечники, а их объем рассчитывался из известных геометрических формул. Конденсаторы определялись из линейки компании *Hitachi*, а сердечники из линейки порошкового материала *Kool Mu* фирмы *Magnetics*.

На рис. 4–7 показаны зависимости КПД, потерь в полупроводниковых элементах, объема реактивных элементов и объема радиаторов для непрерывного и граничного режима от мощности преобразователя.

На рис. 4 представлена зависимость энергетических потерь в полупроводниковых элементах от мощности преобразователя. Из данной зависимости видно, что в граничном режиме работы с увеличением мощности

потери в полупроводниковых элементах растут более стремительно, чем в непрерывном. Однако видно, что на малой мощности потери в полупроводниковых элементах в граничном и непрерывном режиме не существенна и до 100 Вт эта тенденция сохраняется.

На рис. 5 представлена зависимость объема реактивных элементов от мощности преобразователя. Из данной зависимости видно, что в граничном режиме работы при малой мощности ККМ объем реактивных элементов меньше, чем в непрерывном, однако при мощности ККМ, равной 500 Вт объем реактивных элементов в непрерывном режиме работы уже меньше, чем в граничном. По этой причине, если основным требованием к проектированию ККМ является массогабаритные показатели на малой мощности – имеет смысл использовать граничный режим работы, так как разница потерь в полупроводниковых элементах на этом интервале не существенна.

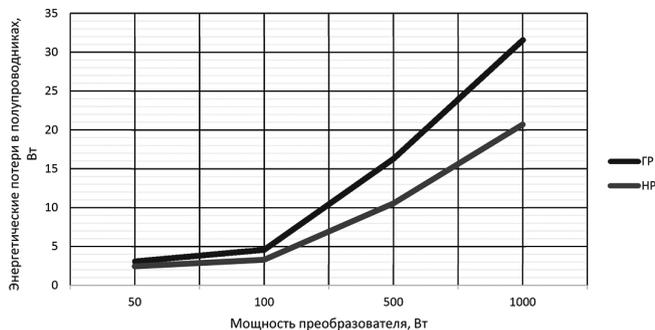


Рис. 4. Зависимость потерь в полупроводниковых элементах от мощности

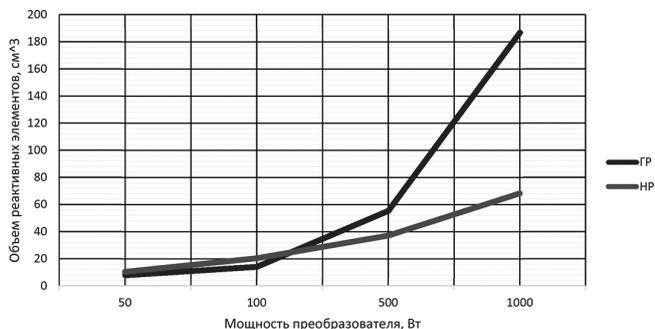


Рис. 5. Зависимость объема реактивных элементов от мощности

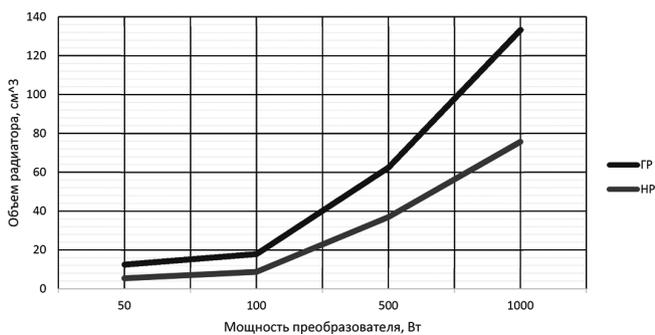


Рис. 6. Зависимость объема радиаторов от мощности

На рис. 6 представлена зависимость объема радиаторов от мощности преобразователя. Из данной зависимости видно, что в граничном режиме работы на всем рассматриваемом диапазоне мощности объем требуемых радиаторов больше, чем объем требуемых радиаторов в непрерывном режиме работы. Подобная зависимость пропорциональна энергетическим потерям в полупроводниковых элементах. Важно отметить, что при данных расчетах на высокой и малой мощности использовались одни и те же полупроводниковые элементы что для высокой, что для малой мощности, поэтому при использовании транзисторов и диодов на малой мощности в соответствии можно увидеть иную зависимость.

На рис. 7 представлена зависимость энергетических потерь в полупроводниковых и реактивных элементах от мощности преобразователя. Из данной зависимости видно, что в граничном режиме работы с увеличением мощности потери в полупроводниковых элементах растут более стремительно, чем в непрерывном. Под суммарными потерями подразумевается сумма потерь в полупроводниковых элементах, а также в реактивных элементах ККМ. Стоит отметить, что потери в реактивных элементах не сильно влияют на форму зависимости КПД от режима работы ККМ.

На рис. 8 представлена зависимость плотности активной мощности от мощности ККМ. Сама плотность активной мощности определяется как отношение по-

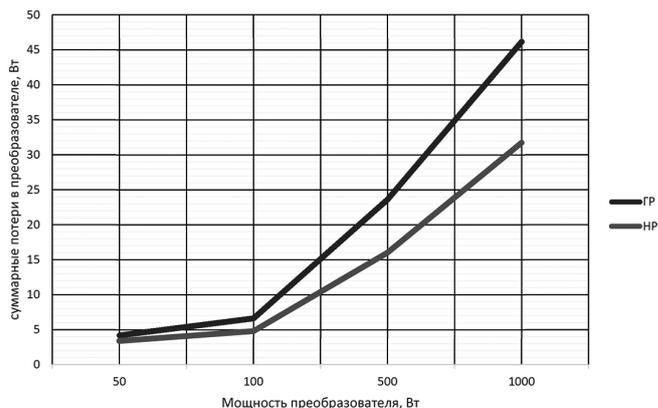


Рис. 7. Зависимость энергетических потерь в полупроводниковых и реактивных элементах от мощности

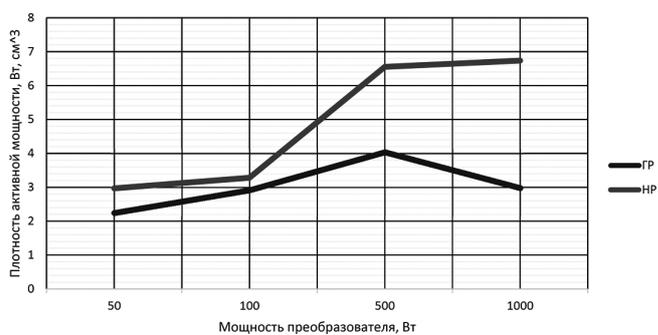


Рис. 8. Зависимость плотности активной мощности от мощности ККМ

лезной мощности с учетом потерь к минимальному объему реактивных элементов и радиатора. Из данной зависимости видно, что в граничном режиме работы существует точка экстремума плотности активной мощности на 500 Вт, после которой соотношение КПД и требуемых объемов снижается, в отличие от непрерывного режима работы. Также исходя из зависимости активной плотности мощности видно, что между граничным и непрерывным режимами на мощностях до 100 Вт существенной разницы не наблюдается. По этой причине с целью уменьшения массогабаритных показателей реактивных элементов на малой мощности целесообразнее применять граничный режим работы.

Выводы и заключение

Рассмотрен принцип работы однофазного классического ККМ, работающего в граничном и непрерывном режиме.

Представлен подход к расчету однофазного классического ККМ в граничном и непрерывном режиме.

Выведены формулы для расчета энергетических потерь в полупроводниковых приборах однофазного ККМ, работающего в граничном и непрерывном режиме.

Представлены аналитические расчеты энергетических потерь в реактивных элементах, а также их объемов для однофазного ККМ в граничном и непрерывном режиме работы.

Разработана аналитическая модель расчета однофазного ККМ, работающего в граничном и непрерывном режиме, учитывающая расчет реактивных элементов, а также их объемы и объемы требуемых радиаторов.

Проведен аналитический расчет однофазного классического ККМ в граничном и непрерывном режиме работы для разной выходной мощности, а также представлены полученные результаты.

Представлен сравнительный анализ достоинств и недостатков однофазного классического ККМ, работающего в непрерывном и граничном режиме.

Исследованы и представлены зависимости энергетических потерь, требуемых объемов и плотности активной мощности для однофазного классического

ККМ, работающего в непрерывном и граничном режиме, показавшие, что использование ККМ в граничном режиме актуально исключительно при мощности меньше 500 Вт.

Построены основные зависимости, позволяющие оценить границу области применения граничного и непрерывного режима работы.

Литература

1. Г. В. Роцупкин, Д. А. Шевцов, А. М. Калимуллин. Алгоритмы управления однофазными корректорами коэффициента мощности. — Практическая силовая электроника 2019, №4(76), С. 40–48.
2. Г. В. Роцупкин, Д. А. Шевцов, М. А. Новиков. Анализ энергоэффективности корректоров коэффициента мощности в автономных системах питания с широким диапазоном входного напряжения. — Практическая силовая электроника, 2019, №2(74) С. 26–33
3. Г. В. Роцупкин, Д. А. Шевцов, М. А. Новиков. Спецификация и классификация силовых каскадов однофазных корректоров коэффициента мощности. — Практическая силовая электроника, 2019, №3(75) С. 8–19.
4. Fariborz Musavi; Deepak S. Gautam; Wilson Eberle; William G. Dunford. A simplified power loss calculation method for PFC boost topologies, 2013 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC).
5. Marcos José Jacoboski; André de Bastiani Lange; Marcelo Lobo Heldwein. Closed-Form Solutions for Core and Winding Losses Calculation in Single-Phase Boost PFC Rectifiers, 2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC).

Нестеренко Евгений Алексеевич, магистр кафедры промышленной электроники, НИУ МЭИ, тел.: +7 (901) 705-17-25, e-mail: evg.nesterenko1803@yandex.ru;

Новиков Михаил Александрович, к.т.н., доцент кафедры промышленной электроники НИУ МЭИ, тел.: 8-916-213-58-61, e-mail: manovikov@gmail.com;

Ошурков Илья Анатольевич, ассистент кафедры светотехники НИУ МЭИ, тел.: +7(926) 846-33-70, e-mail: oshurkovia@tpei.ru.