

УДК 621.3
EDN: OZFUJK

PACS: 07.50.Ek



Моделирование трёхфазного повышающего выпрямителя с коррекцией коэффициента мощности для магнитоэлектрического генератора в составе летательного аппарата

А. Н. Варюхин, М. В. Гордин, А. В. Дутов, Я. Е. Жарков, А. Л. Козлов,
С. И. Мошкунов, В. Ю. Хомич

Произведено численное моделирование трёхфазного повышающего выпрямителя с коррекцией коэффициента мощности для магнитоэлектрического генератора в составе летательного аппарата. Посредством расчётной модели в программе LTSpice показано влияние параметров силовой цепи и цепи управления на режим работы повышающего преобразователя. Для рассматриваемых параметров первичной цепи определены оптимальные параметры цепи управления, позволяющие достичь максимизации коэффициента мощности при заданном уровне напряжения на нагрузке.

Ключевые слова: корректор коэффициента мощности, повышающий преобразователь, система управления, численное моделирование.

DOI: 10.51368/2307-4469-2023-11-2-155-166

Введение

Трёхфазные выпрямители преобразователи на базе твердотельных элементов (AC/DC конвертеры) широко используются во множестве технических задач и физических задач [1–3], таких как высоковольтная электропередача на постоянном токе (HVDC), регулируемый электропривод, установки для электрохимических преобразований в промышлен-

ности, в зарядных станциях и источниках бесперебойного питания, установках индукционного нагрева, плазменных источниках питания и авиационных преобразователи напряжения [4]. Последние, в свою очередь, предъявляют повышенные требования к массогабаритным и массомощностным показателям устройств, что делает необходимым использование вида выпрямителя с наиболее подходящими параметрами к перечисленным требованиям.

Варюхин Антон Николаевич¹, зам. ген. директора, к.т.н.
Гордин Михаил Валерьевич², ректор, к.т.н.
Дутов Андрей Владимирович³, ген. директор, д.т.н.
Жарков Ярослав Евгеньевич⁴, м.н.с.
Козлов Андрей Львович¹, ген. директор.
Мошкунов Сергей Игоревич⁴, рук. направления, д.т.н., член-корр. РАН.
E-mail: serg-moshkunov@yandex.ru

Хомич Владислав Юрьевич⁴, научный руководитель, д.ф.-м.н., академик РАН.

¹ ФГУП «ЦИАМ им. П. И. Баранова».

Россия, 111116, Москва, ул. Авиамоторная, 2.

² Московский государственный технический университет имени Н. Э. Баумана.

Россия, 105005, Москва, улица 2-я Бауманская, 5, к. 1.
E-mail: bauman@bmstu.ru

³ ФГБУ «Национальный исследовательский центр «Институт имени Н. Е. Жуковского».

Россия, 125319, Москва, ул. Викторенко, 7.

E-mail: info@nrczh.ru

⁴ Институт электрофизики и электроэнергетики РАН.
Россия, 191186, Санкт-Петербург, Дворцовая наб., 18.

Статья поступила в редакцию 6.03.2023

После доработки 17.03.2023

Принята к публикации 27.03.2023

© Варюхин А. Н., Гордин М. В., Дутов А. В., Жарков Я. Е., Козлов А. Л., Мошкунов С. И., Хомич В. Ю., 2023

На основе ряда обзорных работ и научных изданий [4–11] была составлена общая классификация трехфазных выпрямителей, исходя из которой они делятся на ведомые сетью (пассивные), гибридные и полностью управляемые.

Ведомые сетью (пассивные) выпрямители – полупроводниковые устройства, работающие с низкой (линейной) частотой коммутации, строятся на базе диодов или тиристорov. Топология шестипульсного трехфазного диодного выпрямителя наиболее часто используется в односторонних преобразователях переменного тока в постоянный, позволяя получить фиксированное по амплитуде постоянное напряжение. Пассивные выпрямители имеют недостатки в виде низкого качества электроэнергии как на выходе выпрямителя, где получается медленно меняющийся пульсирующий постоянный ток, так и со стороны источника переменного напряжения из-за появления гармоник при пульсациях тока нагрузки, что приводит к искажению напряжения. В результате, подобный выпрямитель имеет высокие массогабаритные показатели и низкий коэффициент мощности (КМ) χ [9].

Гибридные схемы, в общем случае, построены на комбинации элементов пассивного выпрямителя и активной части, реализованной с помощью коммутаторов, способных к принудительному отключению [5]. Использование таких схем во многом обусловлено целью коррекции коэффициента мощности и снижения искажения формы линейных токов в трехфазной сети. К преимуществам гибридных схем (прим. – «Шведский» выпрямитель) можно отнести относительно низкие потери в коммутаторах, низкое среднеквадратичное значение гармоник сетевого тока за счет участия центральной точки выходного напряжения в синтезе входных фазных напряжений выпрямителя (трехуровневая схема), низкую требуемую номинальную мощность индукторов на стороне сети, снижение требований по напряжению к транзисторам и конденсаторам, так как к ним прикладывается лишь половина выходного напряжения [12].

К недостаткам схемы относятся однонаправленный поток мощности (двунаправленная реализация возможна при замене диодов

на транзисторы), ограничение рабочей области системы в отношении фазового угла сетевого тока и коэффициента преобразования выходного напряжения, большое количество используемых полупроводниковых элементов, что снижает массогабаритные показатели устройства.

Полностью управляемые выпрямители (выпрямители с принудительной коммутацией) построены на полупроводниковых коммутаторах с возможностью управляемого выключения, которые являются основными элементами формирования выходного напряжения. Это позволяет модулировать входные и выходные токи и напряжения, регулировать коэффициент мощности, реализовывать схемы выпрямителя с источником напряжения или тока, а также осуществлять в исходной схеме двунаправленную передачу мощности. К базовым схемам такого типа выпрямителей обычно относят выпрямители бустерного типа (*boost* или с источником напряжения) и понижающего типа (*buck* или с источником тока). Данный тип выпрямителей, наряду с пассивными, находит применение в авиационной технике [13], в том числе, и благодаря возможности поддержания системой управления стабильного напряжения шины постоянного тока при изменении амплитуды и частоты переменного напряжения [14].

Согласно классификации видов трёхфазных преобразователей можно сделать вывод, что для применения в составе ЛА наиболее подходящим с точки зрения массогабаритных и массомощностных выпрямителей является тип полностью управляемого выпрямителя из-за минимального количества элементов в составе силовой части полупроводникового устройства совместно с достижением высокого значения коэффициента мощности.

Тем не менее, максимизация параметров качества – коэффициента мощности, отклонения постоянного напряжения на нагрузке от заданного, коэффициента пульсации напряжения на нагрузке – и, как следствия, массомощностные показатели всего устройства напрямую зависят от оптимальности работы системы управления полностью управляемого выпрямителя, оптимизация которой является целью данной работы.

Блок-схема трёхфазного корректора коэффициента мощности и модель устройства в программе *Ltspice*

На рис. 1 приведена принципиальная схема трёхфазного корректора коэффициента мощности. Она включает группу электрических элементов генератора с выведенной нейтральной точкой, состоящую из синусоидальных источников напряжений U_A-U_C с эквивалентной индуктивностью фаз L_ϕ ; электрических элементов сборки полупроводниковых коммутаторов $T_{A,1}-T_{C,2}$; ёмкостей $C_{\text{ст.тр.}}$, служащих для уменьшения пульсаций напряжения на твердотельных коммутаторах и нагрузке; паразитных индуктивностей контактов $L_{\text{пар.к.}}$; эквивалентного сопротивления нагрузки $R_{\text{экв.н.}}$.

Также схема содержит схематическое изображение аналоговой системы управления преобразователем, работающей в режиме *CCM* (*continuous conduction mode*, [15, 16]), которая включает обозначения датчиков токов фаз (контакты, обозначенные красным цветом) и напряжения на нагрузке (контакты коричневого цвета). Алгоритм работы системы управления может быть описан двумя этапами:

1) сигналы датчиков токов фаз делятся на значение уровня сигнала напряжения нагрузки;

2) полученные сигналы поступают на фазные усилители ошибки ОУ отклонения от среднего тока, после чего передаются на ШИМ и драйверы управления сборкой твердотельных коммутаторов.

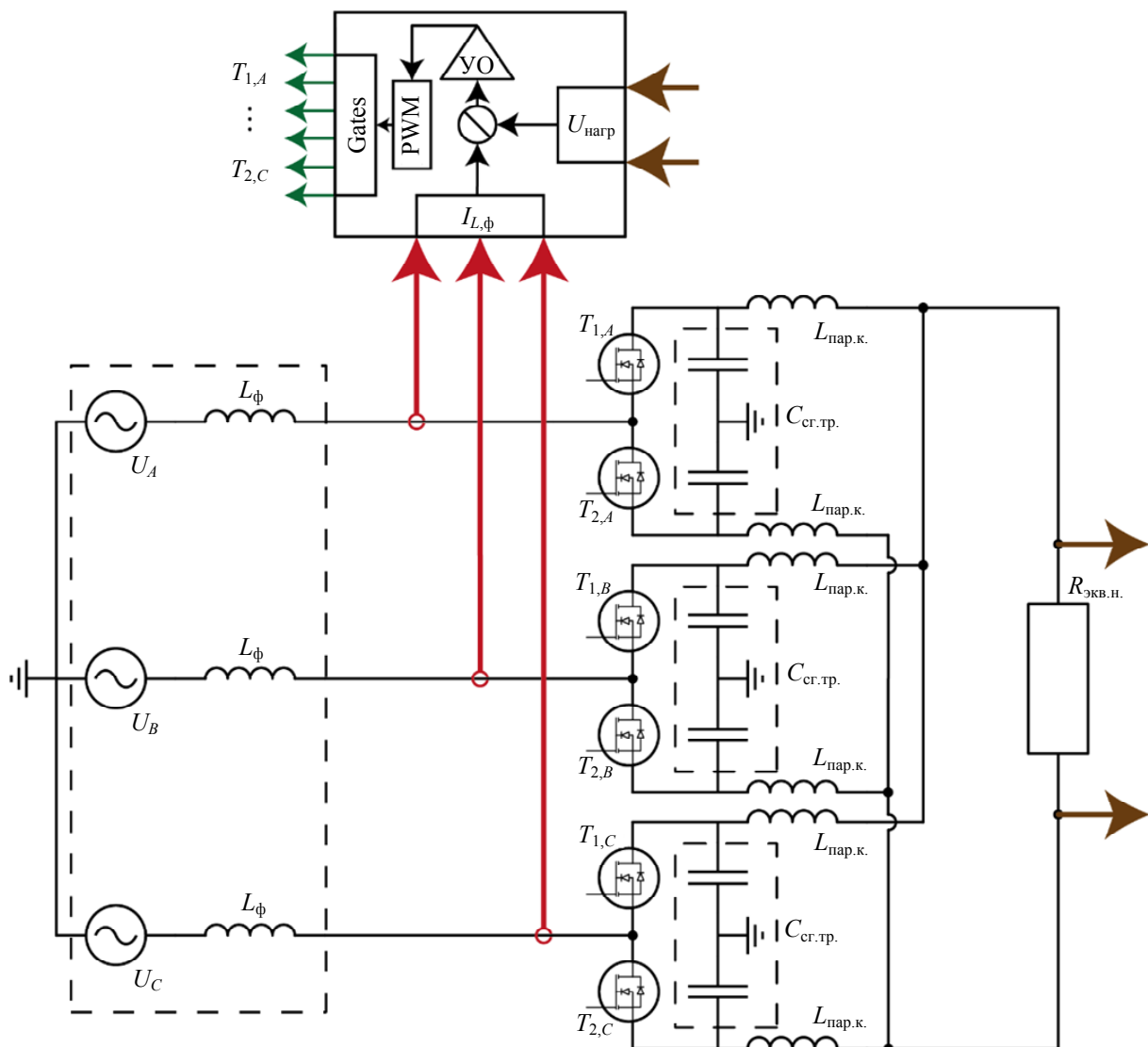


Рис. 1. Блок-схема трёхфазного корректора коэффициента мощности процесса

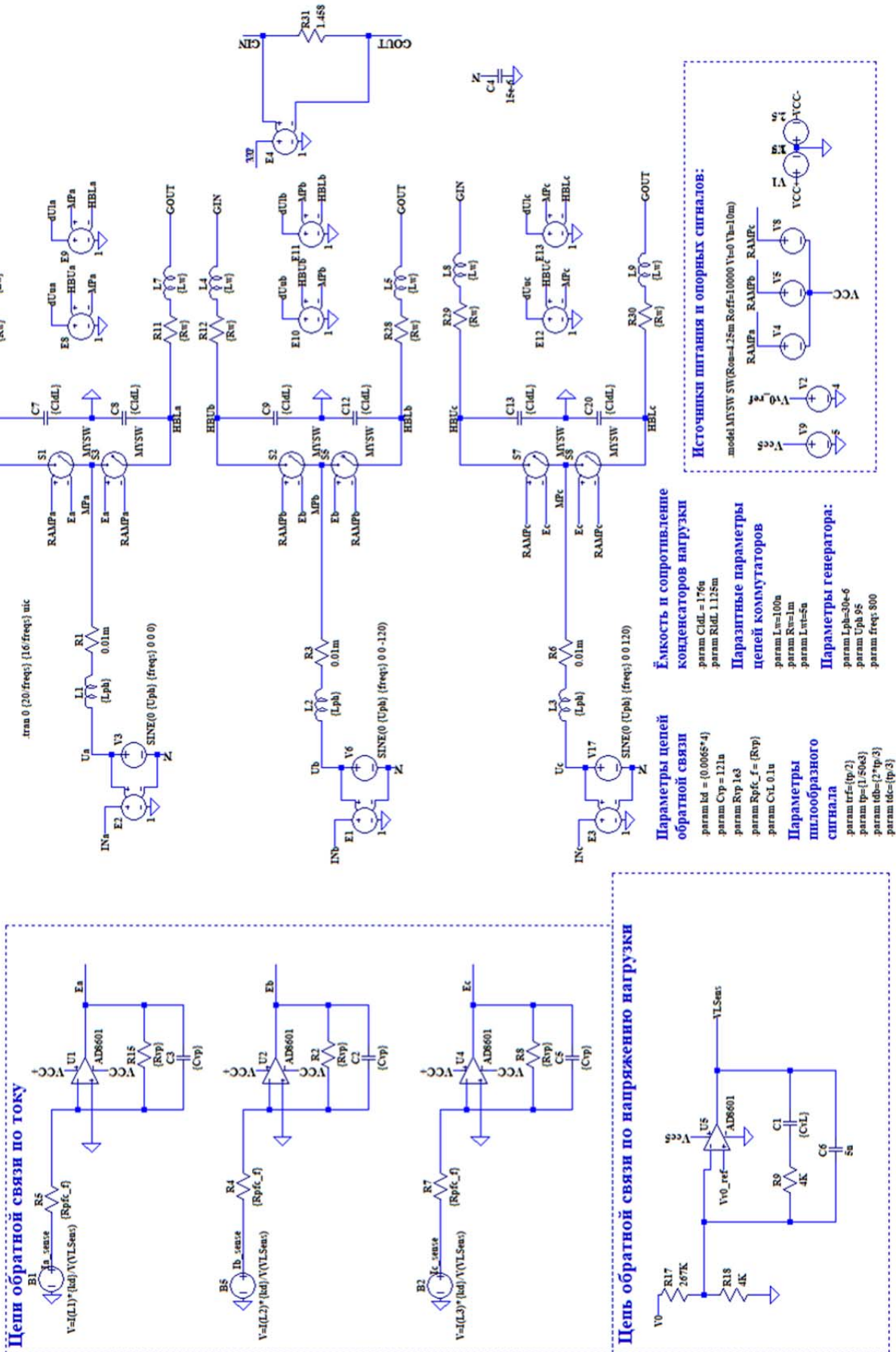


Рис. 2. Модель корректора мощности в программе LTSpice

Для исследования качества (коэффициент мощности, стабильность выходного напряжения ККМ (корректор коэффициента мощности), коэффициент пульсации напряжения) в зависимости от параметров схемы в программе *LTSpice* в соответствии с принципиальной схемой на рис. 1, была составлена модель трёхфазного корректора мощности, приведённого на рис. 2. Она состоит из блоков цепей обратной связи по току и напряжению нагрузки; блока источников питания операционных усилителей и опорных пилообразных сигналов ШИМ; силовой части схемы, в которую входят элементы схемы замещения генератора, коммутаторов фаз (*MYSW*), сглаживающих конденсаторов нагрузки, паразитных параметров контактов и резистивной нагрузки, сопротивление которой определено по выходной мощности.

С целью уменьшения количества элементов, входящих в схему, датчики тока фаз, подающие сигналы для цепей обратной связи,

были замещены программируемыми источниками напряжения, работающие согласно пользовательскому выражению. Для ускорения проведения параметрических расчётов и улучшения сходимости при численном моделировании, фазные коммутаторы, их драйверы управления и компараторы ШИМ в модели заменены переключателями, управляемыми напряжением, имитирующие работу полупроводниковых коммутаторов в составе устройства. Определение состояния переключателей в каждый момент времени осуществляется по логическому сравнению сигнала цепи обратной связи по току с опорным сигналом ШИМ.

Дальнейшее моделирование производилось для магнитоэлектрического генератора со средним значением индуктивности 30 мкГн, выходным диапазоном напряжений 67–84 В, диапазоном рабочих частот 200–800 Гц. Частота ШИМ – 50 кГц. Расчётная нагрузка преобразователя – 50 кВт. Исходные параметры для моделирования сведены в таблицу.

Таблица

Исходные параметры для моделирования

Эквивалентная индуктивность генератора, мкГн	Диапазон рабочих частота генератора, Гц	Диапазон рабочих напряжений генератора, В	Ёмкости сглаживающих конденсаторов нагрузки, мкФ	Выходное напряжение преобразователя, В
30	200–800	67–84	176	270

Результаты

Влияния постоянной времени обратной связи по току на показатели качества корректора

Исследование влияния постоянных времени обратной связи по току на показатели качества корректора проводилось в отсутствие влияния паразитных параметров в цепи коммутаторов (переключателей *MYSW*). Амплитуда синусоид фазного напряжения – 95 В, частота питания варьировалась от 300 до 800 Гц.

Определим влияние параметров цепи обратной связи фазосдвигающего устройства на параметры качества корректора мощности. Коэффициент усиления инвертирующего уси-

лителя с цепью обратной связи на рис. 2 может быть описан выражением

$$K = \frac{k_d}{1 + j\omega\tau},$$

где $\tau = RC$. Выражение приведено при условии равенства активных сопротивлений в выражении $K = Z_2/Z_1$.

Принимая значение активного сопротивления для постоянной времени обратной связи равным 1 кОм, рассмотрим формы кривых коэффициента усиления для нескольких значений ёмкости, приведённых на рис. 3. Как видно из приведённых зависимостей, случай ёмкости, равной 40 нФ не обладает достаточным уровнем ослабления сигнала на частоте работы ШИМ (50 кГц), поэтому определим его в качестве минимально допустимого.

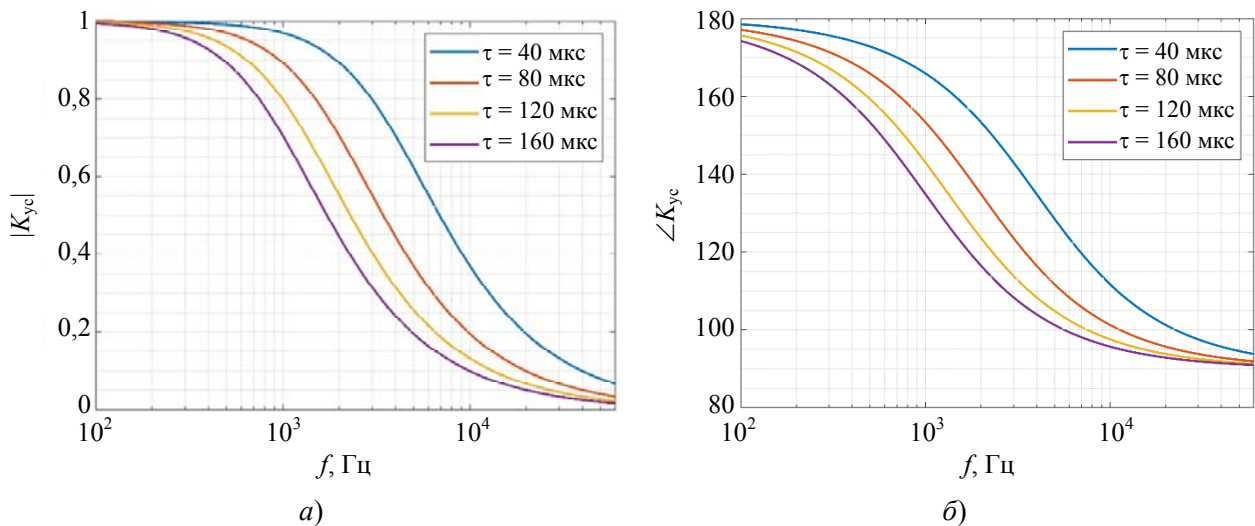


Рис. 3. Модуль (а) и фазный угол (б) коэффициента усиления инвертирующего усилителя в цепи обратной связи по току при $k_d = 1$

На рис. 4 приведены параметры качества ККМ (корректор коэффициента мощности) в зависимости от ёмкости в цепи обратной связи по току (при активном сопротивлении 1 кОм) при различных коэффициентах преобразования k_d .

Форма поверхности коэффициента мощности на рис. 4а, полученная при параметрическом исследовании электрической цепи при частоте 800 Гц, может быть обоснована следующими влияющими факторами:

1) при увеличении коэффициента масштаба от значений 0,005 до 0,02 ухудшение коэффициента мощности происходит из-за

нелинейных искажений, возникающих при достижении сигнала операционного усилителя в цепи обратной связи по току уровня питания.

2) ёмкость C в звене обратной связи усилителя оказывает сглаживающий эффект на форму кривой, но в случае избыточных её значений возникает эффект амплитудного ослабления, который, тем не менее, может быть нивелирован путём изменения коэффициента масштаба;

3) при низких значениях ёмкости C на работу ШИМ оказывает влияние собственная частота опорного сигнала.

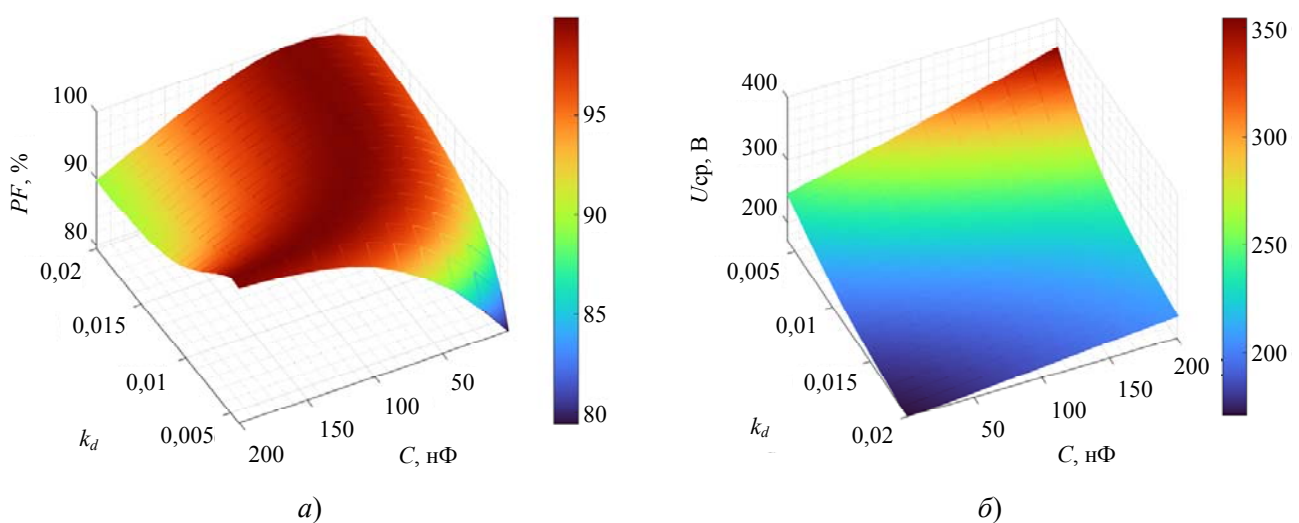


Рис. 4. Коэффициент мощности (а), напряжение на нагрузке (б) в зависимости от ёмкости и коэффициента преобразования, частота – 800 Гц, амплитуда питания – 95 В

Форма поверхности среднего напряжения на рис. 4б, как видно из изображения, обладает единственным максимум при параметрах коэффициента масштаба 0,002 и ёмкости сглаживающего конденсатора 201 нФ, что соответствует минимальной амплитуде сигнала с цепи обратной связи по току, приходящего на ШИМ. Принимая во внимание характер поверхности коэффициента мощности, возможно определить сочетание параметров $[k_d, C]$ при котором достигается максимальное его значение при уровне напряжения на нагрузке 270 В для частот в диапазоне от 300 до 800 Гц. Зависимости приведены на рис. 5, кривые получены с помощью параметрического исследования с последующим применением к данным оптимизации с условиями.

$$\begin{cases} -PF(k_d, C) = 0 \\ U_{cp}(k_d, C) = 270 \\ k_d, C \in \left[C/k_d \Big|_{\min}^{f=800} \quad C/k_d \Big|_{\max}^{f=800} \right] \end{cases}$$

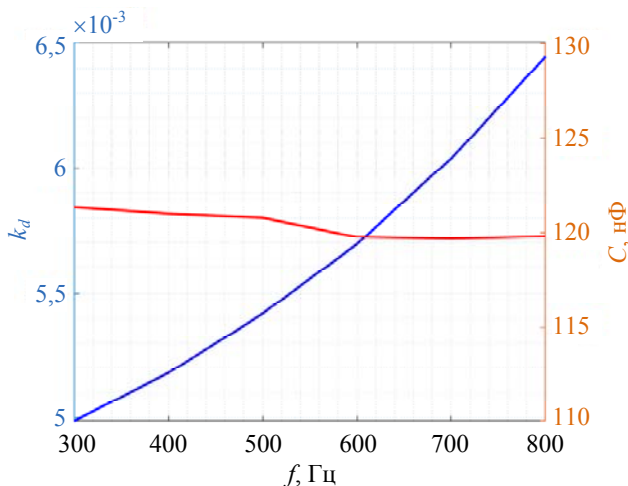


Рис. 5. Коэффициент масштаба k_d и ёмкость в цепи обратной связи по току, соответствующие максимальному значению коэффициента мощности (не менее 99,86 %) при значении напряжения на нагрузке 270 В в зависимости от частоты питания. Коэффициент мощности (а), напряжение на нагрузке (б) в зависимости от ёмкости и коэффициента преобразования, частота – 800 Гц, амплитуда питания – 95 В

Из приведённых на рис. 5 кривых следует, что оптимальным выбором для всех рассматриваемых частот является значение ёмкости в цепи обратной связи по току равное 120 нФ. Частотная зависимость коэффициента мас-

штаба может быть откорректирована с помощью обратной связи по напряжению.

На рис. 6 приведены осциллограммы основных первичных параметров выпрямителя: фазное напряжение и ток, а также уровень напряжения на нагрузке.

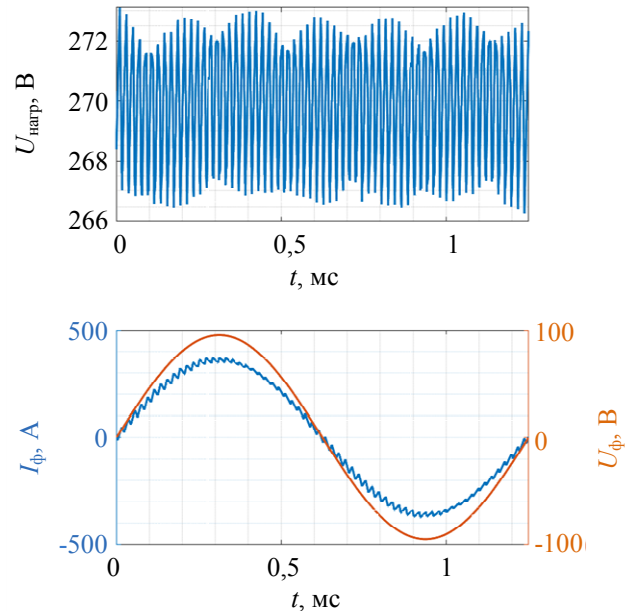


Рис. 6. Расчётные осциллограммы фазных токов/напряжения и напряжения активного сопротивления нагрузки

Влияния постоянных времени обратной связи по напряжению на показатели качества корректора

Моделирование проводилось в отсутствие влияния паразитных параметров в цепи коммутаторов (переключателей MYSW), частота питания – 300–800 Гц, амплитуда фазного напряжения – 67/84 В, коэффициент масштаба $k_d = 0,065$, постоянная времени контура обратной связи по току 120 мкс.

На рис. 7 приведена зависимость коэффициента мощности в зависимости от частоты, ёмкости в цепи обратной связи по напряжению при двух случаях питающего напряжения.

Из представленных зависимостей видно, что с ростом частоты при напряжении питания 84 В имеет место ухудшение коэффициента мощности. Такой эффект может возникать из-за двух влияющих факторов:

1) как ранее было показано, сочетание параметров $[k_d, C_{обр.св.}]$ определяет коэффициент

мощности и обладает оптимальным сочетанием, при котором параметр максимален для заданного режима. При наличии операции деления токового сигнала на сигнал обратной связи по напряжению: в результирующем сигнале появляется полюс, влияние которого может сказываться на коэффициенте мощности; итоговый коэффициент масштаба может не отвечать оптимальному значению и нужна

корректировка АЧХ/ФЧХ обратной связи по току. Тем не менее, усложнение системы может приводить к неустойчивостям в работе устройства в переходных режимах при малом выигрыше в коэффициенте мощности в установленном режиме;

2) достижения сигнала операционного усилителя напряжения питания и появление нелинейных искажений, как показано на рис. 8.

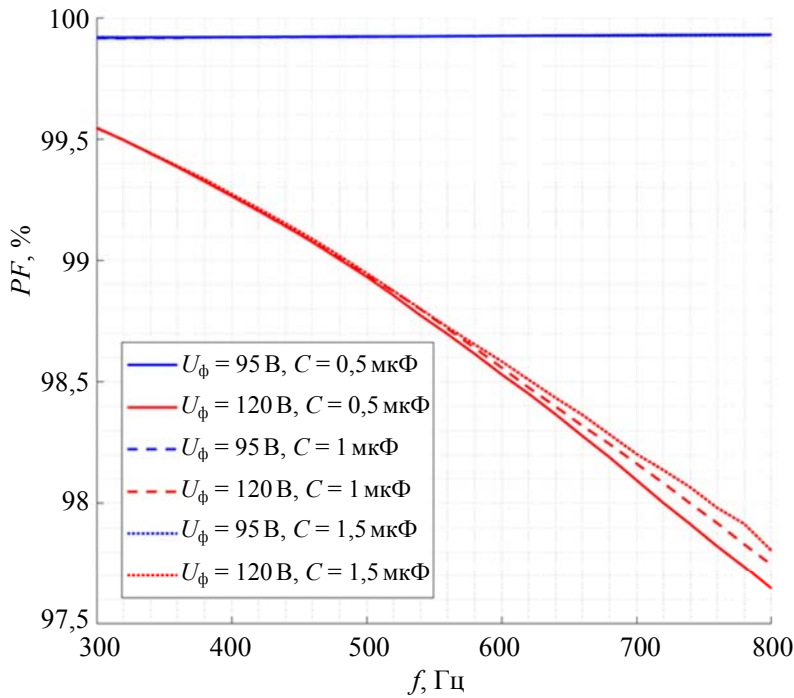


Рис. 7. Зависимости коэффициента мощности от частоты и напряжения питания, ёмкости в цепи обратной связи по напряжению

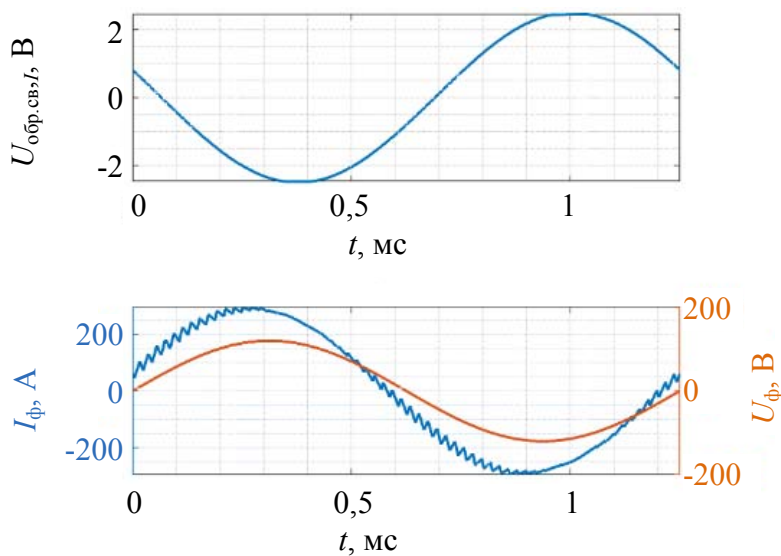


Рис. 8. Расчётные осциллограммы напряжения с выхода операционного усилителя обратной связи по току, фазного напряжения и тока при напряжении питания при частоте 800 Гц и ёмкости в цепи обратной связи по току 500 нФ

**Исследование влияния ёмкости
сглаживающих конденсаторов
на параметры качества**

Моделирование проводилось при частоте питания 800 Гц, амплитуде фазного напряжения – 67 В, значения ёмкостей в цепи обратной связи по току и напряжения – 121 нФ и 0,5 мкФ соответственно.

Результаты исследования параметров качества в зависимости от ёмкости сглаживающих конденсаторов приведены на рис. 9. Из приведённых параметрических кривых видно, что ёмкость сглаживающих конденсаторов не оказывает существенного влияния на работу цепей обратной связи (коэффициент мощности >99,5 %) за исключением случая ёмкости, равной 110 мкФ, при которой происходит ухудшение коэффициента мощности до значения 97,75 %. Такое изменение параметра может быть объяснено возникновением резонанса на частоте работы ШИМ

$$f_{\text{рез}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{1,1 \times 10^{-12}}} \approx 48 \text{ кГц}$$

в контуре сглаживающего конденсатора и паразитной индуктивности контактов L_w , приведённых на рис. 1. В параметрическом исследовании значение паразитной индуктивности равнялось 100 нГн, которое было принято за минимальное.

Как и следует ожидать, первостепенное влияние значение ёмкости сглаживающих конденсаторов оказывает на коэффициент пульсации напряжения на нагрузке. Из представленной на рис. 9в кривой видно, что минимальное допустимое значение ёмкости конденсаторов является 45 мкФ, что соответствует пятипроцентным пульсациям напряжения на нагрузке.

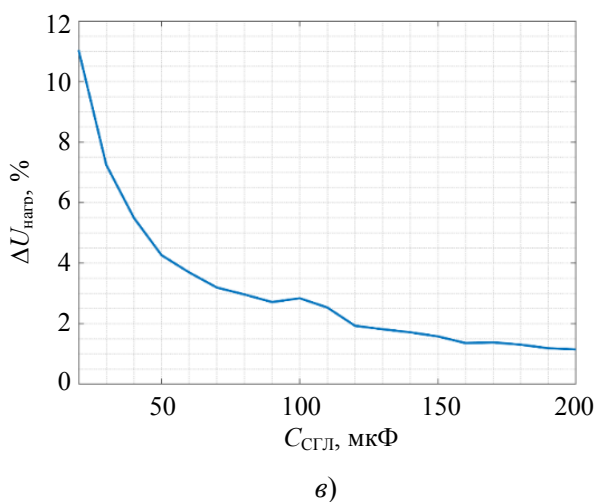
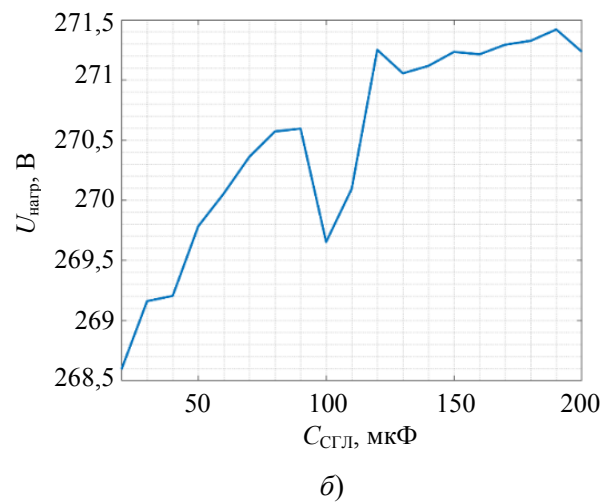
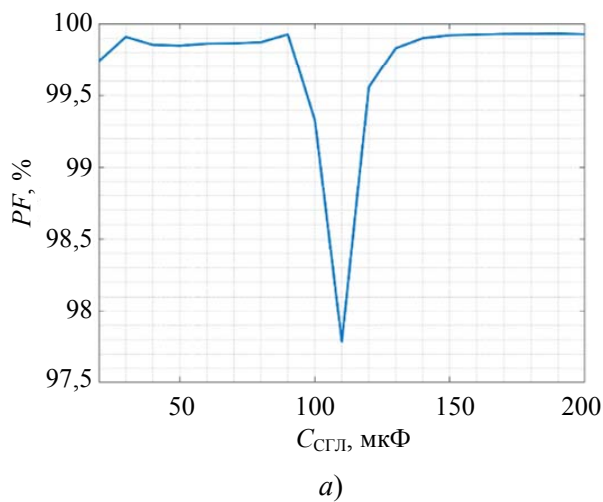


Рис. 9. Зависимости параметров качества: коэффициента мощности (а), среднего напряжения на нагрузке (б) и коэффициента пульсации (в) в зависимости от ёмкости сглаживающих конденсаторов нагрузки

Исследование влияния паразитных индуктивностей ошиновки коммутаторов на параметры качества и разности потенциалов на коммутаторах

Моделирование проводилось при частоте питания 800 Гц, амплитуде фазного напряжения 67 В, значения ёмкостей в цепи обратной связи по току и напряжения – 120 нФ и 1 мкФ соответственно, значение ёмкости сглаживающих конденсаторов нагрузки – 50 мкФ.

Результаты исследования параметров качества и максимального уровня напряжения

на нагрузке в зависимости от паразитной индуктивности контактов коммутатора приведены на рис. 10. Из приведённых зависимостей следует, что, ухудшение коэффициента мощности возникает из-за резонанса в контуре паразитной индуктивности и ёмкости сглаживающего конденсатора. Данные резонансные явления возникают при значениях паразитной индуктивности 50 и 200 нГн, что соответствует 2-й и 1-й гармонике ШИМ (50 кГц).

Осциллограммы напряжения на коммутаторе при паразитных индуктивностях 100 и 200 нГн приведена на рис. 11.

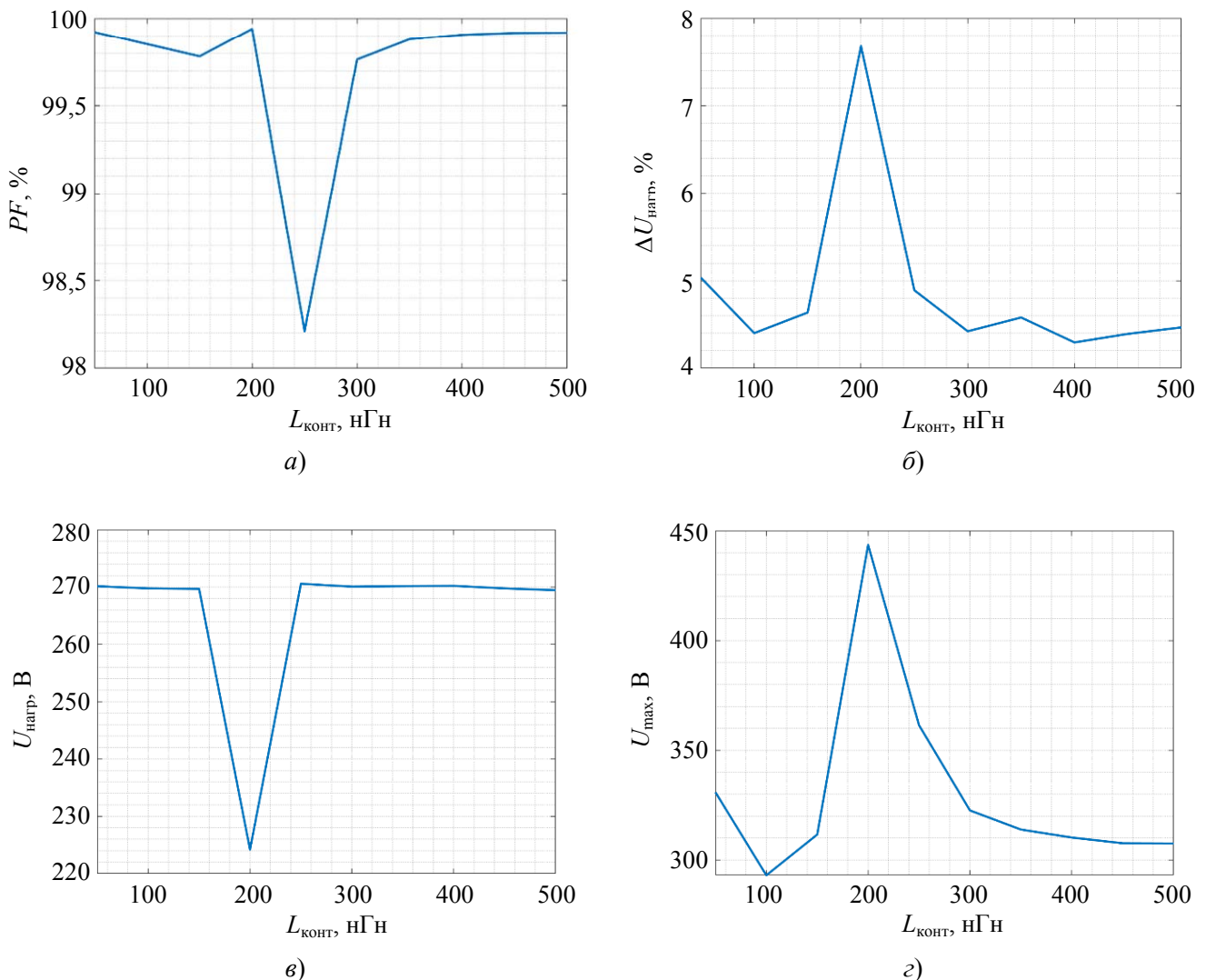


Рис. 10. Зависимости параметров качества (а–в) и максимального напряжения на коммутаторе (г) от паразитной индуктивности контактов коммутатор

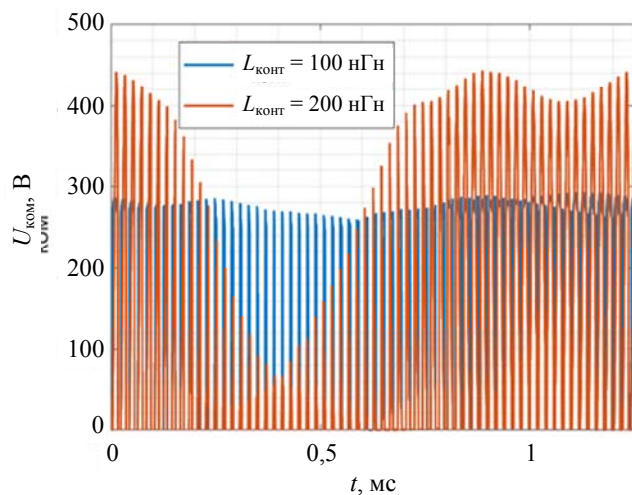


Рис. 11. Расчётные осциллограммы разности потенциалов на коммутаторе верхнего плеча фазы А при значениях паразитной индуктивности 100 и 200 нГн

Заключение

Для трёхфазного повышающего преобразователя с коррекцией коэффициента мощности для магнитоэлектрического генератора в составе летательного аппарата модели в программе *LTSpice* произведено исследование влияния параметров обратной связи по току на показатели качества корректора в отсутствие обратной связи по уровню напряжения.

В результате исследования были получены поверхности уровня напряжения на нагрузке и коэффициента мощности в зависимости от коэффициента масштаба преобразования фазного тока в сигнал напряжения, поступающий на вход цепи обратной связи по току, и её постоянной времени для нескольких значений частот от 200 до 800 Гц. Было показано, что на рассматриваемые параметры оказывают влияние как коэффициент преобразования «ток-напряжение» датчика тока, так и значение постоянной времени цепи фазовой задержки.

Для рассматриваемых параметров силовой цепи коммутаторов, оптимальным выбором постоянной времени цепи обратной связи по току для всех рассматриваемых частот является значение, равное 120 мкс: оно обеспечивает коэффициент мощности не менее 99,8 % при уровне напряжения питания 95 В.

Произведено исследование влияния постоянной времени цепи обратной связи по напряжению и показано, что неправильный выбор параметра может оказывать влияние на коэффициент мощности (снижение до 97,7 %)

из достижения сигнала операционного усилителя напряжения питания и появление нелинейных искажений, а также влияния цепи обратной связи на коэффициент масштаба сигнала, принимаемого цепью обратной связи по току.

Исследование влияния паразитных индуктивностей ошиновки коммутаторов на параметры качества и разности потенциалов на коммутаторах показало необходимость отстройки частоты резонансного контура «сглаживающие конденсаторы – индуктивность контактов» от частоты работы ШИМ и кратных ей частот.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мошкунев С. И., Хомич В. Ю., Шерицунова Е. А. / Письма в Журнал технической физики. 2020. Т. 46. № 15(153). С. 22–24. DOI: 10.21883/PJTF.2020.15.49743.18139. EDN: VGCCBE.
2. Мошкунев С. И., Хомич В. Ю., Шерицунова Е. А. / Письма в Журнал технической физики. 2019. Т. 45. № 3. С. 34–36. DOI: 10.21883/PJTF.2019.03.47270.17528. EDN: ZGEFUL.
3. Варюхин А. Н., Гордин М. В., Захарченко В. С. и др. / Известия Российской академии наук. Энергетика. 2019. № 6. С. 121–129. DOI: 10.1134/S0002331019060128. EDN: CKLPKD.
4. Singh B. et al. / IEEE Trans. Power Electron. 2008. Vol. 23. № 1. P. 260–281.
5. Kolar J. W., Friedli T. / IEEE Trans. Power Electron. 2013. Vol. 28. № 1. P. 176–198.
6. Rodriguez J. R. et al. / IEEE Trans. Ind. Electron. 2005. Vol. 52. № 1. P. 5–22.
7. Lee Y.-S., Chow M. H. L. Diode Rectifiers / Power Electronics Handbook. – Elsevier, 2018. P. 177–208.
8. Rashid M. H. Three-Phase Controlled Rectifiers / Power Electronics Handbook. – Elsevier, 2018. P. 233–273.
9. Mohan N., Undeland T., Robbins W. Power Electronics: Converters Applications and Design. – Wiley Text Books, Third Edition, 2002. ISBN 0471226939.
10. Gonçalves J. T. et al. / Electron. 2021. Vol. 10. № 13. P. 1–31.
11. Trzynadlowski A. M. Introduction to Modern Power Electronics. – John Wiley & Sons, 2015.
12. Kolar J. W. / IEEE Trans. Ind. Electron. 1997. Vol. 44. № 4. P. 456–467.
13. Sarlioglu B. Advances in AC-DC power conversion topologies for more electric aircraft / 2012 IEEE Transp. Electrification Conf. Expo (ITEC 2012). 2012.
14. Benzaquen J., Mirafzal B. Smart active rectifier fed by a variable voltage and frequency source / 2021 IEEE Kansas Power Energy Conf. (KPEC 2021). 2021. P. 2–6.
15. Lai Z., Smedley K. M. / IEEE Transactions on Power Electronics. 1998. Vol. 13. № 3. P. 501–510.
16. Howimanporn S., Bunlaksananusorn C. / The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003 (PEDS 2003). IEEE, 2003. Vol. 2. P. 1434–1438.

Numerical simulation of an active three-phase boost converter with power factor correction for an aircraft magnetolectric generator

*A. N. Varyukhin¹, M. V. Gordin², A. V. Dutov³, Ya. E. Zharkov⁴,
A. L. Kozlov¹, S. I. Moshkunov⁴ and V. Yu. Khomich⁴*

¹ FSUE “CIAM named after P. I. Baranov”
2 Aviamotornaya st., Moscow, 111116, Russia

² Moscow Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education
“Bauman Moscow State Technical University”
5/1 Baumanskaya st., Moscow, 105005, Russia

³ National research center «Institute named after N. E. Zhukovsky»
7 Viktorenko st., Moscow, 125319, Russia

⁴ Institute for Electrophysics and Electric Power RAS
18 Dvortsovaya nab., St.-Petersburg, 191186, Russia
E-mail: serg-moshkunov@yandex.ru

Received 6.03.2023; revised 17.03.2023; accepted 27.03.2023

Numerical simulation of a three-phase power factor corrected step-up rectifier for an aircraft magnetolectric generator has been performed. The effect of power and control circuit parameters on the operation mode of the boost converter is shown by using the computational model in LTSpice software. For the considered parameters of the primary circuit the optimum parameters of the control circuit, allowing to reach maximization of a power factor at the given level of a voltage on a load are determined.

Keywords: power factor corrector, boost converter, electrical circuit control system, numerical simulation.

DOI: 10.51368/2307-4469-2023-11-2-155-166

REFERENCES

1. Moshkunov S. I., Khomich V. Y. and Shershunova E. A., Technical Physics Letters **46** (8), 749–751 (2020). DOI: 10.1134/S1063785020080106. EDN: JWTT0B.
2. Moshkunov S. I., Khomich V. Y. and Shershunova E. A., Technical Physics Letters **45**, 93–95 (2019). DOI: 10.21883/PJTF.2019.03.47270.17528. EDN: ZGEFUL.
3. Varyukhin A. N., Gordin M. V. and Zakharchenko V. S., Proceedings of the Russian Academy of Sciences. Energy, № 6, 121–129 (2019). DOI: 10.1134/S0002331019060128.
4. Singh B. et al., IEEE Trans. Power Electron **23** (1), 260–281 (2008).
5. Kolar J. W. and Friedli T., IEEE Trans. Power Electron **28** (1), 176–198 (2013).
6. Rodriguez J. R. et al., IEEE Trans. Ind. Electron **52** (1), 5–22 (2005).
7. Lee Y.-S. and Chow M. H. L. Diode Rectifiers, Power Electronics Handbook, Elsevier, 2018, pp. 177–208.
8. Rashid M. H., Three-Phase Controlled Rectifiers, Power Electronics Handbook, Elsevier, 2018, pp. 233–273.
9. Mohan N., Undeland T. and Robbins W., Power Electronics: Converters Applications and Design, Wiley Text Books, Third Edition, 2002. ISBN 0471226939.
10. Gonçalves J. T. et al., Electron **10** (13), 1–31 (2021).
11. Trzynadlowski A. M., Introduction to Modern Power Electronics, John Wiley & Sons, 2015.
12. Kolar J. W., IEEE Trans. Ind. Electron. **44** (4), 456–467 (1997).
13. Sarlioglu B. Advances in AC-DC power conversion topologies for more electric aircraft. 2012 IEEE Transp. Electrification Conf. Expo, ITEC 2012. 2012.
14. Benzaquen J. and Mirafzal B. Smart active rectifier fed by a variable voltage and frequency source. 2021 IEEE Kansas Power Energy Conf. KPEC 2021. 2021, pp. 2–6.
15. Lai Z. and Smedley K. M., IEEE Transactions on Power Electronics **13** (3), 501–510 (1998).
16. Howimanporn S. and Bunlaksananusorn C., The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003. IEEE, **2**, 1434–1438 (2003).