

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ УСТРОЙСТВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

ТРЕХФАЗНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ С УЛУЧШЕННОЙ ЭМС

Учебно-методическое пособие

НОВОСИБИРСК
2019

УДК 621.314.6(075.8)

Э 455

Коллектив авторов:

*Г.С. Зиновьев, И.А. Александров, С.В. Заводина, Д.В. Кочнев,
Д.А. Курочкин, Н.Н. Лопаткин, Н.В. Севастьянов*

Рецензенты:

д-р техн. наук, профессор *В.З. Манусов*
д-р техн. наук, профессор *А.В. Сапсалева*

Работа выполнена на кафедре электроники и электротехники
и утверждена Редакционно-издательским советом университета
в качестве учебно-методического пособия

Э 455 **Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники. Трехфазные выпрямители с улучшенной ЭМС** : учебно-методическое пособие / коллектив авторов. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2019. – 70 с.

ISBN 978-5-7782-4052-0

Настоящее учебно-методическое пособие является девятым продолжением запланированной серии учебно-методических пособий для практических занятий по курсу «Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники», предназначенных для магистрантов и бакалавров специальности «Промышленная электроника». Во-первых, оно является учебным пособием, дополняя учебник «Основы силовой электроники», по одному важному новому подклассу старейшего класса выпрямительных устройств, а именно транзисторным трехфазным выпрямителям, управляемым в полном диапазоне регулирования выпрямленного напряжения, с улучшенной электромагнитной совместимостью за счет формирования практически синусоидального входного тока, фактически синфазного с питающим напряжением. Во-вторых, данное руководство используется и как методическое пособие для практических занятий по курсу ЭМС устройств силовой электроники применительно к анализу указанных новых устройств.

УДК 621.314.6(075.8)

ISBN 978-5-7782-4052-0

© Коллектив авторов, 2019
© Новосибирский государственный
технический университет 2019

ВВЕДЕНИЕ

Данное учебно-методическое пособие является продолжением (девятой частью) запланированной серии учебно-методических пособий для практических занятий по курсу «Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники», предназначенных для магистрантов и бакалавров специальности «Промышленная электроника» [1–8]. Его особенностью, как и частей [4–8], является комбинированный характер материала.

Во-первых, оно является учебным пособием, дополняя учебник «Основы силовой электроники» [9] и учебно-методическое пособие [10] по одному новому и важному классу преобразовательных устройств, а именно транзисторным трехфазным выпрямителям, управляемым в полном диапазоне, с улучшенным входным коэффициентом мощности. Во-вторых, данное руководство используется и как методическое пособие для практических занятий по курсу ЭМС устройств силовой электроники применительно к анализу указанных новых устройств.

Особое, практически центральное, внимание к старейшему классу вентильных преобразователей – управляемым выпрямителям – обусловлено широким распространением самостоятельных устройств преобразования переменного тока в постоянный, а также использованием их как составной части в других типах преобразователей электрической энергии. Самостоятельными областями применения управляемых выпрямителей, потребляющими почти третью часть всей генерируемой электрической энергии, являются следующие:

- системы передачи электрической энергии постоянного тока (высокого напряжения);
- тяговые подстанции городского электрического транспорта (метро, трамвай, троллейбус) и железных дорог (электровозы, электропоезда);
- системы регулируемого электропривода постоянного тока;

- устройства электротехнологий (электролиз, гальваника, сварка, дуговые электропечи постоянного тока, плазменные установки и т. п.);
- источники питания электронной, вычислительной, радиотехнической аппаратуры;

Кроме того, другими областями применения управляемых выпрямителей, как составных частей преобразователей переменного тока в переменный, являются:

- системы электропривода переменного тока, получающие питание от сетей переменного напряжения через выпрямители, с выходными инверторами как регуляторами частоты переменного напряжения;
- системы электротехнологий на высокой частоте (индукционный нагрев, высокочастотная закалка и сварка, электрообработка поверхностей) с высокочастотными инверторами, получающими питание от сетей переменного напряжения через выпрямители;
- перспективные инновационные элементы электрических сетей и систем – силовые электронные трансформаторы, которые характеризуются новыми качествами: высокой динамикой, малой массой и габаритами, регулируемым коэффициентом преобразования по напряжению, синусоидальными входными и выходными токами, возможностью кондиционировать качество преобразуемой энергии [B7, B8, B11].

Входной коэффициент мощности выпрямителей определяется значением коэффициента сдвига входного тока ($\cos \varphi$) и его формой, характеризуемой коэффициентом искажения или коэффициентом гармоник тока. В СССР для энергосистем было характерно, что общий коэффициент сдвига сетевого тока был довольно низким ($\cos \varphi$ порядка 0,5), а для оптимизации режима работы энергосистемы необходим коэффициент сдвига сетевого тока порядка 0,9. Для повышения его значения в сети используют конденсаторные компенсаторы реактивной мощности. Если в западных энергосистемах удастся с помощью компенсации добиться значений общего коэффициента сдвига сетевого тока на оптимальном уровне, то в СССР мощностей конденсаторных компенсаторов реактивной мощности было недостаточно (общий коэффициент сдвига сетевого тока повышался только до значений 0,7...0,8). Поэтому тарифы на потребление электрической энергии в то время были зависимы от значения коэффициента сдвига входного тока

потребителя ($\cos\varphi$). В свою очередь, это принуждало потребителей электрической энергии снижать потребление реактивной мощности, что применительно к выпрямителям означало необходимость совершенствования классических схем выпрямления. В эпоху тиристорных схем выпрямления их модернизация пошла по двум путям. Первое направление касалось схем с естественной коммутацией [9–12], а второе – схем с искусственной коммутацией и транзисторных выпрямителей [13–30].

В учебно-методическом пособии в пяти разделах рассмотрены пять схем транзисторных, управляемых в почти полном диапазоне трехфазных выпрямителей с улучшенным входным коэффициентом сдвига и практически с синусоидальным входным током.

1. Выпрямитель типа обращенного инвертора напряжения с дополнительным на выходе понижающим *DC-DC*-конвертором, исследованный магистрантом И. Александровым.

2. Выпрямитель типа обращенного инвертора тока, исследованный магистрантом Д. Курочкиным.

3. Выпрямитель типа обращенного инвертора тока с дополнительным на выходе понижающе-повышающим *DC-DC*-конвертором, исследованный магистранткой С. Заводиной.

4. Выпрямитель на основе понижающего преобразователя SWISS, исследованный магистрантом Н. Севостьяновым.

5. Маловентильный выпрямитель на основе инновационного [29, 30] понижающе-повышающего преобразователя типа Кука, исследованный магистрантом Д. Кочневым.

В разделе 6 приведена теория расчета входных энергетических показателей двух первых выпрямителей на основе метода АДУ, построенная доцентом Н.Н. Лопаткиным.

Последний раздел пособия снабжен заданиями для практических занятий и для самостоятельной работы магистрантов.

Заключение подводит итоги предварительного анализа исследованных классов транзисторных трехфазных выпрямителей.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

В1. Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники. Часть 1: методическое руководство к практическим занятиям / Г.С. Зиновьев,

В.А. Клан, А.М. Зимин, М.А. Петров, А.А. Шербелев. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2005. – 46 с.

В2. Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники. Часть 2: методическое руководство к практическим занятиям / Г.С. Зиновьев, В.И. Попов, Р.С. Анбразевич, В.Г. Баулин, А.В. Волков, А.И. Митряшкина, О.В. Светлосанова, С.С. Снытко. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2006. – 87 с.

В3. Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники. Часть 3: методическое руководство к практическим занятиям / Г.С. Зиновьев, Д.В. Игонин, И.А. Маслов, К.И. Савинов. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2008. – 55 с.

В4. Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники. Часть 4: учебно-методическое пособие / Г.С. Зиновьев, А.И. Мальнев, Д.В. Панфилов, В.И. Попов. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2012. – 63 с.

В5. Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники. Часть 5: учебно-методическое пособие/ Г.С. Зиновьев, А.В. Удовиченко. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2013. – 56 с.

В6. Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники. Часть 6: учебно-методическое пособие / Г.С. Зиновьев, Л.Г. Зотов, А.В. Сидоров, А.В. Удовиченко, А.В. Роньшин, В.А. Сквота. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2014. – 56 с.

В7. Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники. Часть 7. Силовые электронные трансформаторы-1: учебно-методическое пособие / Г.С. Зиновьев, П.В. Козлов, Н.Н. Лопаткин. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2015. – 63 с.

В8. Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники. Часть 8. Силовые электронные трансформаторы-2: учебно-методическое пособие / Г.С. Зиновьев, Е.Д. Баранов, И.А. Баховцев, Н.Н. Лопаткин, Г.В. Чиркова. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. – 115 с.

В9. *Маевский О.А.* Энергетические показатели вентильных преобразователей. – М.: Энергия, 1978. – 320 с.

В10. *Каганов И.Л.* Электронные и ионные преобразователи. Часть 3. – М.: ГЭИ, 1956.

В11. *Зиновьев Г.С.* Основы силовой электроники. – 5-е изд. – М.: Юрайт, 2012. – 672 с.

В12. *Репин А.М.* Новый метод синтеза вентильных схем класса $Sk_m(M)IRL$. // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общие вопросы. – 1983. – Вып. 8. Ч. 1. – С. 44–61; Ч. 2, С. 62–81.

В13. *Зиновьев Г.С.* Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники (Электроэнергетический аспект). – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1998. – 91 с.

B14. *Benysek G., Strzeleski R., Zinoviev G.S.* Power Electronics in Smart Electric Energy Systems. Springer, London, 2008.

B15. *Зиновьев Г.С.* Наш путь к силовым электронным трансформаторам. Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП-2014 // Труды XII международной конференции (Новосибирск, 2–4 октября 2014 г.) – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2014. – Т. 7. – С. 135.

B16. *Хохлов Ю.И.* Компенсированные выпрямители. – Челябинск: Изд-во ЧГТУ, 1995. – 355 с.

B17. *Баев А.Е.* Вентильные преобразователи с конденсаторами в силовых цепях / А.Е. Баев, Ю.К. Волков, В.П. Долинин, В.К. Корнеев. – М.: Энергия, 1969.

B18. Полупроводниковые преобразователи электрической энергии / А. Крогерис, К. Рашевиц, Л. Рутманис и др. – Рига: Зинатне, 1969. – 531 с.

B19. Вентильные преобразователи переменной структуры / В.Е. Тонкаль, В.С. Руденко, В.Я. Жуйков и др. – Киев: Наукова думка, 1989. – 336 с.

B20. *Шидловский А.К.* Транзисторные преобразователи с улучшенной ЭМС / А.К. Шидловский, Ю.Н. Драбович, Н.С. Комаров, Г.А. Москаленко. – Киев: Наукова думка, 1993. – 273 с.

B21. *Кобзев А.В.* Модуляционные источники питания РЭА / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, Н.М. Музыченко. – Томск: Радио и связь, 1990. – 336 с.

B22. *Bhim Singh, Brij N. Singh, Ambrish Chandra, Kamal Al-Haddad, Ashish Pandey, and Dwarka P. Kothari,* A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC–DC Converters. IEEE transactions on industrial electronics, vol. 51, no. 3, june 2004 641-660.

B23. *Johann W. Kolar and Thomas Friedli.* The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems. Proceedings of the 33rd IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC 2011), Amsterdam, Netherlands, October 9-13, 2011. P. 1–27.

B24. *Зиновьев Г.С.* Энергосберегающие выпрямители трехфазного тока на базе обращенных автономных инверторов / Г.С. Зиновьев, Н.Н. Лопаткин // Вестник УГТУ-УПИ, № 5 (25), 2003, ч. 2.

B25. *Зиновьев Г.С.* Энергоэффективные выпрямители трехфазного тока // Труды конф. «Техническая термодинамика» / Г.С. Зиновьев, Н.Н. Лопаткин. – Алушта, 2004.

B26. *N.N. Lopatkin, G.S. Zinoviev, A.M. Zimin, H. Weiss.* Comparison of three-phase rectifiers with improved EMC with the mains, Proc. EPE 2004, Riga.

B27. *Singh B., S. Gailora, B. N. Singh, A. Chandra, K. A-Haddad,* Multipulse AC-DC Converters for Improving Power Quality: A Review. IEEE transactions on power electronics, vol. 23, no. 1, 2008, 260–281.

В28. *Зиновьев Г.С.* Основы преобразовательной техники. Часть 2. Выпрямители с улучшенным коэффициентом мощности / Новосиб. электротехн. ин-т, 1971. – 79 с.

В29. *Зиновьев Г.С., Леус Г.С.* Повышающе-понижающий ШИМ выпрямитель, Патент РФ на полезную модель № 193360 от 07.05.2019.

В30. *Зиновьев Г.С.* Маловентильный выпрямитель для заряда аккумуляторов // науч-техн. конф. «Современные проблемы телекоммуникаций» / Г.С. Зиновьев, Д. Кочнев. – Новосибирск: СибГУТИ, 2019.

д-р техн. наук, профессор Г.С. Зиновьев

1. ИССЛЕДОВАНИЕ СХЕМЫ ТРЕХФАЗНОГО РЕГУЛИРУЕМОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ОБРАЩЕННОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ И ПОНИЖАЮЩЕГО DC-DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Цель раздела: исследовать энергетические характеристики системы при работе с замкнутой САР, зависимость коэффициента входной мощности преобразователя напряжения от глубины модуляции, коэффициент гармоник входного тока при различных глубинах модуляции понижающего преобразователя, активного выпрямителя (рис. 1).

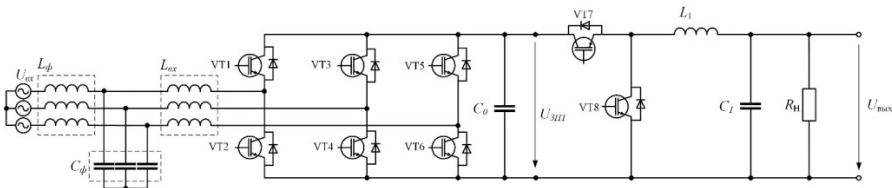


Рис. 1. Схема исследуемого преобразователя напряжения

Таблица 1

Параметры схемы

Параметр	Значение
Мощность нагрузки, кВт	50
Входное напряжение, В	380
Диапазон выходного напряжения, В	10...700
Частота коммутации, кГц	15
Входная индуктивность $L_{вх}$, мкГн	470
Индуктивность входного фильтра $L_{ф}$, мкГн	45
Емкость C_0 , мкФ	220
Индуктивность L_1 , мкГн	160
Емкость C_1 , мкФ	35

Описание схемы

Использование импульсных преобразователей напряжения в настоящее время более предпочтительно, чем использование преобразователей с естественной коммутацией, так как высокая частота работы силовых ключей позволяет добиться минимальных массогабаритных показателей преобразователя напряжения, получить улучшенный входной коэффициент мощности. На основе таких преобразователей напряжения можно строить так называемые «back-to-back» схемы, позволяющие рекуперировать энергию в сеть.

В настоящем разделе приведено исследование работы выпрямителя на основе активного выпрямителя, построенного на базе двухуровневого инвертора напряжения и импульсного понижающего преобразователя напряжения.

Входной преобразователь напряжения представляет собой двухуровневый инвертор напряжения в обращенном состоянии. Состоит из шести силовых полностью управляемых силовых ключей. Особенностью применения этого типа преобразователей является использование широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Ее применение позволяет снизить массогабаритные показатели реактивных элементов схемы (входного фильтра, входного реактора, выходного конденсатора) по сравнению с преобразователями с естественной коммутацией, так как дает возможность перенести спектр токов и напряжений в более высокий диапазон частот (первая комбинационная группа гармоник в спектре выходного напряжения и входного тока находится на частоте, равной частоте коммутации).

Такой преобразователь позволяет формировать напряжение звена постоянного тока, большее чем $2,34U_{\phi}$, т. е. обладает свойствами повышения выходного напряжения. Однако ограничением такой схемы является невозможность понижать напряжение относительно значения $2,34U_{\phi}$. В таком случае предлагается в звене постоянного тока установить понижающий преобразователь напряжения, который позволит обеспечить заданный рабочий диапазон выходных напряжений.

Регулирование преобразователя напряжения осуществляется с помощью двух систем управления. Первая система отвечает за управление активным выпрямителем, вторая – за управление понижающим преобразователем напряжения. Первая система управления реализована во вращающейся системе координат, позволяет регулировать выходное напряжение АВН, входной ток по оси q и d . Система управле-

ния понижающим преобразователем напряжения выполняет регулирование выходного напряжения и тока реактора понижающего преобразователя, представляет собой стандартную систему подчиненного регулирования с внутренним контуром регулирования по току реактора и внешним – по выходному напряжению. Структура регулятора для активного выпрямителя напряжения показана на рис. 2.

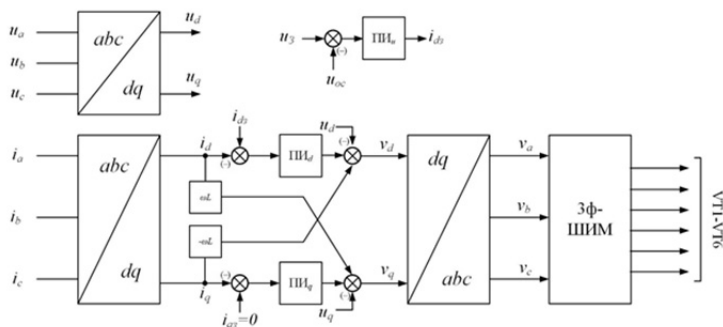


Рис. 2. Система управления АВН

Математическая модель преобразователя в программном пакете PSIM

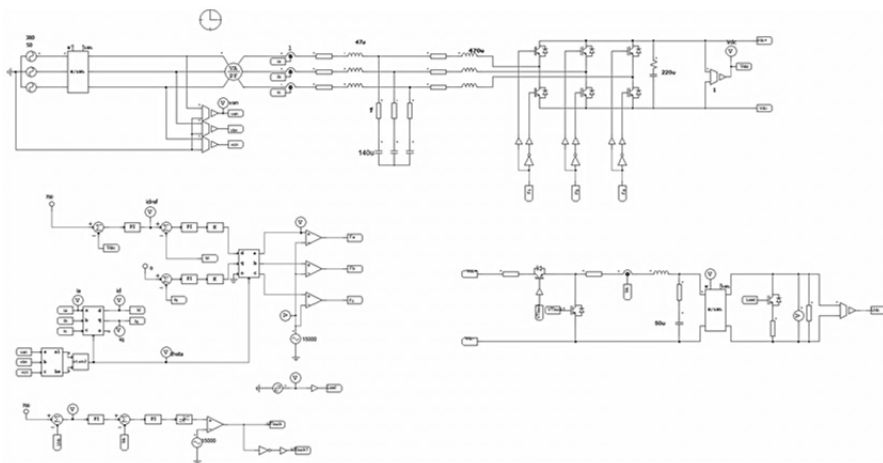


Рис. 3. Математическая модель преобразователя в PSIM

Модель преобразователя в PSIM (рис. 3) состоит из четырех основных частей:

- входного преобразователя с сетью и входным фильтром;
- системы управления входным преобразователем во вращающейся системе координат;
- выходного понижающего преобразователя напряжения;
- системы управления понижающим преобразователем.

Моделирование преобразователя напряжения в PSIM

Моделирование преобразователя производилось при параметрах, представленных в табл. 2, 3, 4.

Т а б л и ц а 2

Параметры моделирования преобразователя

Параметр	Значение
Выходное напряжение преобразователя, В	700
Мощность нагрузки, кВт	50
Частота коммутации, кГц	15
Входное напряжение, В	220

Т а б л и ц а 3

Параметры ПИ-регулятора, контура регулирования входного тока

Параметр	Значение
Коэффициент передачи	$8,9 \cdot 10^{-3}$
Постоянная времени	$1,7 \cdot 10^{-3}$

Т а б л и ц а 4

Параметры ПИ-регулятора контура регулирования выходного напряжения

Параметр	Значение
Коэффициент передачи	0,3
Постоянная времени	$1,0 \cdot 10^{-3}$

На рис. 4 показан ток, отбираемый от сети, и фазное сетевое напряжение, а на рис. 5 – ток силового ключа вентильного комплекта VT1-VT6 при частоте питающего напряжения 400 Гц.

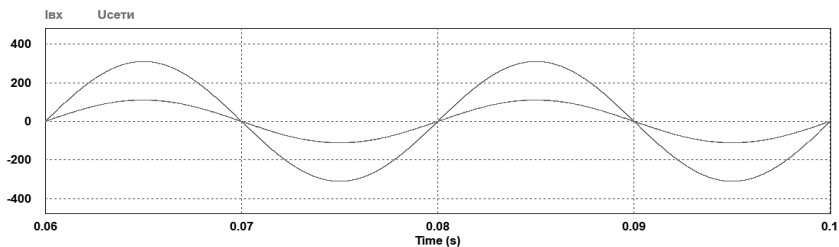


Рис. 4. Ток, отбираемый от сети, и фазное сетевое напряжение

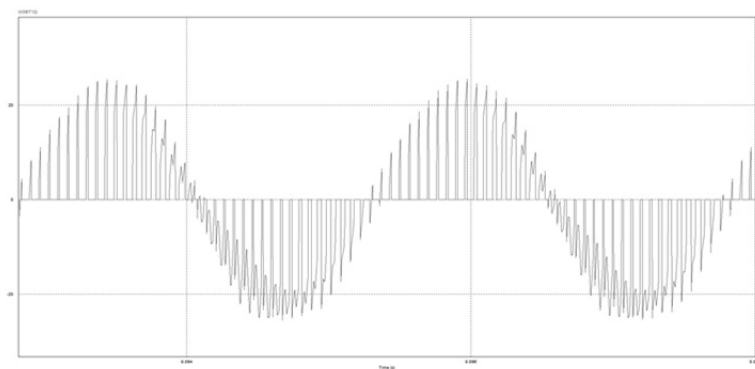


Рис. 5. Ток силового ключа вентильного комплекта VT1-VT6 при частоте питающего напряжения 400 Гц

Регулировочная и внешняя характеристика

Регулировочная характеристика преобразователя напряжения (рис. 6) аналогична регулировочной характеристике понижающего преобразователя. Линейна во всем диапазоне регулирования.

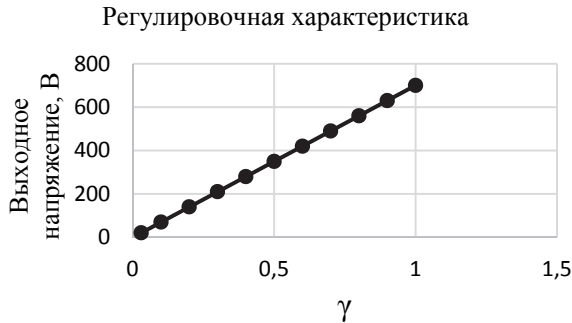


Рис. 6. Регулировочная характеристика преобразователя

Внешняя характеристика преобразователя напряжения (рис. 7) – жесткая, так как присутствует в системе управления обратная связь по напряжению, которая стабилизирует заданный уровень выходного напряжения.



Рис. 7. Внешняя характеристика преобразователя

Исследование коэффициента мощности преобразователя и коэффициента гармоник входного тока преобразователя

Исследование проводилось для двух случаев: когда на выходе преобразователя сохраняется постоянным сопротивление нагрузки и когда сохраняется постоянным выходной ток преобразователя. Результаты исследования представлены на рис. 8 и 9.

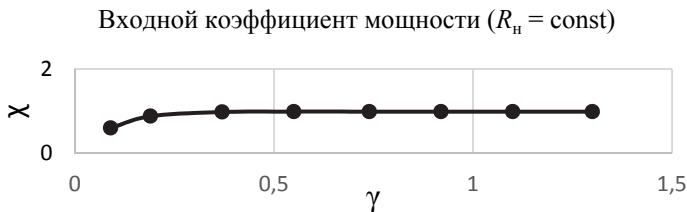


Рис. 8. Входной коэффициент мощности преобразователя при постоянстве сопротивления нагрузки

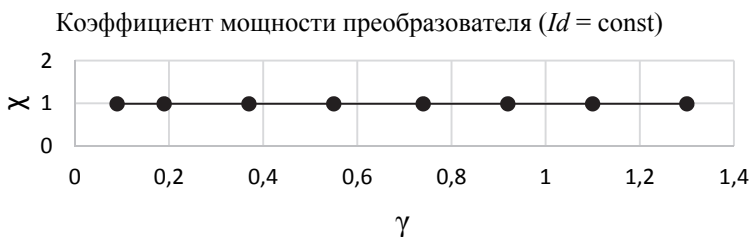


Рис. 9. Входной коэффициент мощности преобразователя при постоянстве выходного тока

Из приведенных результатов исследования видно, что при работе преобразователя напряжения с постоянством выходного сопротивления коэффициент гармоник входного тока существенно снижается в области низких глубин модуляции. Это можно объяснить тем, что в спектре входного тока преобразователя перестает доминировать основная гармоника 50 Гц. Вместо этого в спектре остаются ярко выраженные шестая гармоника и гармоники порядка частоты коммутации, что и снижает результирующий коэффициент гармоник. Этого не наблюдается в случае управления с постоянством выходного тока.

Коэффициент гармоник входного тока преобразователя

Приведенные выше суждения относительно входного коэффициента мощности преобразователя справедливы и для коэффициента гармоник входного тока. При управлении с постоянством выходного сопротивления существенно ухудшается коэффициент гармоник входного тока (рис. 10).



Рис. 10. Зависимость коэффициента гармоник входного тока преобразователя напряжения от уровня выходного напряжения

КПД преобразователя

КПД преобразователя напряжения с уменьшением выходного напряжения снижается. В номинальном режиме КПД преобразователя находится на уровне, большем 97 %. Однако в области низких напряжений КПД снижается до 93 %. При работе преобразователя напряжения с постоянством сопротивления нагрузки КПД снижается более значительно — до 75 % (рис. 13).

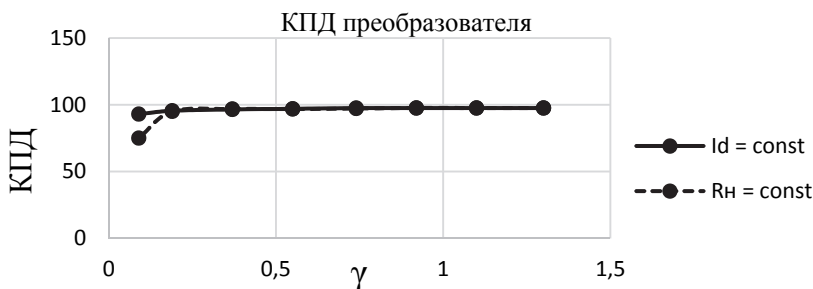


Рис. 13. Зависимость КПД преобразователя от уровня выходного напряжения

Динамические режимы работы преобразователя напряжения

Работа преобразователя с замкнутой САР позволяет обеспечить стабильное напряжение на выходе преобразователя. В динамических режимах работы преобразователь стремится вернуть напряжение на

заданный уровень (рис. 14). Величину просадки/выброса напряжения можно регулировать с помощью параметров регулятора и выходной емкости преобразователя.

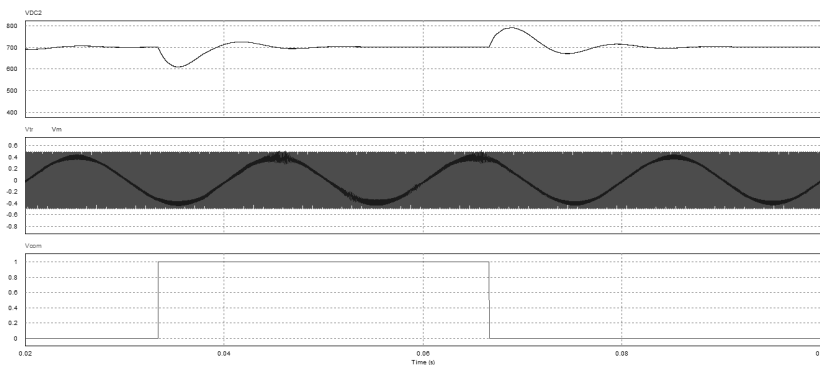


Рис. 14. Диаграммы токов и напряжений преобразователя при сбросе и набросе нагрузки

Комплектующие преобразователя (табл. 5)

Таблица 5

Комплектующие преобразователя и их стоимость

Название	Параметры	Количество	Цена, руб.
Транзистор (IKY75N120CH3)	1200 В, 100 А, 60 кГц, $P_{\max} = 400 \text{ Вт}$	8	1200
Конденсатор электролитический (ECAP (K50-35))	120 мкФ, 500 В	8	320
Датчик тока CSLA1CH	AC/DC 150А	3	4950
Конденсатор пленочный (B32778G0406K000)	40 мкФ, 1100 В	3	780
Драйвер транзистора (SKHI10/12R)	8 А, 1,2 кВ	4	3000
Моточные изделия		4	3000
Микропроцессорный модуль		1	2000
Итого			60 535

Заключение

В процессе работы был исследован выпрямитель напряжения повышающе-понижающего типа и получены следующие зависимости и характеристики.

1. Регулировочная характеристика.
2. Внешняя характеристика.
3. Зависимость входного коэффициента мощности от уровня выходного напряжения.
4. Зависимость коэффициента гармоник входного тока от уровня выходного напряжения.
5. Зависимость КПД преобразователя от уровня выходного напряжения.

Регулировочная характеристика преобразователя напряжения линейная, соответствует регулировочной характеристике понижающего преобразователя. Внешняя характеристика преобразователя – жесткая, так как обеспечивается стабилизация выходного напряжения.

Исследование входного коэффициента мощности и коэффициента гармоник входного тока преобразователя показало, что преобразователь позволяет обеспечить высокий входной коэффициент мощности за счет управления во вращающейся системе координат, а низкое значение коэффициента гармоник достигается введением входного LC -фильтра. Однако при управлении с постоянством сопротивления нагрузки при низких значениях выходного напряжения коэффициент мощности значительно уменьшается (до 0,6), а коэффициент гармоник увеличивается до 1,4. Это связано с тем, что в спектре доминирующими становятся гармоники порядка частоты коммутации и шестая гармоника. При управлении с постоянством выходного тока такого эффекта не наблюдается.

В ходе исследования был оценен КПД преобразователя. Он является приемлемым, так как находится на уровне 97 % в номинальном режиме и не опускается ниже 93 % при минимальной глубине модуляции. Однако достижение такого КПД требует применения ВЧ-транзисторов для снижения влияния потерь на переключение.

Основной недостаток этой топологии – ее цена. Из-за необходимости применять большое количество датчиков тока, ВЧ-транзисторов, большое число точечных изделий и конденсаторов цена комплектующих для преобразователя на 50 кВт приближается к 100 тыс. руб. на июнь 2019 г.

Библиографический список

1. *Basso C.* Eliminate the Guesswork in Selecting Crossover Frequency. Power Electronics Technology, Aug. 2008, p. 24–29.
2. *Camargo R.F. de, Pinheiro H.* Comparison of Six Digital Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Fed PWM Converters Connected to the Utility Grid. IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, 2005.
3. *Sanjuan S.L.* Voltage Oriented Control of Three-Phase Boost PWM Converters. MS Thesis. Chalmers university of technology. Göteborg, Sweden, 2010.
4. *Graziella Giglia et al.* Comparison of Control Techniques for Three-Phase Distributed Generation Based on VOC and DPC. March 2008, <https://pdfs.semanticscholar.org/96b3>.
5. *Michal Knapczyk, Krzysztof Pienkowski.* Analysis of pulse width modulation techniques for AC/DC line-side converters. Oct. 2006, <https://researchgate.net/publication/228659032>.
6. *Маклаков А.С.* Анализ работы активного выпрямителя напряжения в режимах компенсации реактивной мощности // Машиностроение: сетевой электронный научный журнал. – 2013. – № 1. – С. 47–50.

2. ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ АКТИВНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ ТОКА

Цель раздела: исследовать энергетические и динамические характеристики активного выпрямителя тока на базе обращенного инвертора тока, зависимость входного коэффициента мощности преобразователя и коэффициента гармоник входного тока от глубины модуляции активного выпрямителя (рис. 1 и табл. 1).

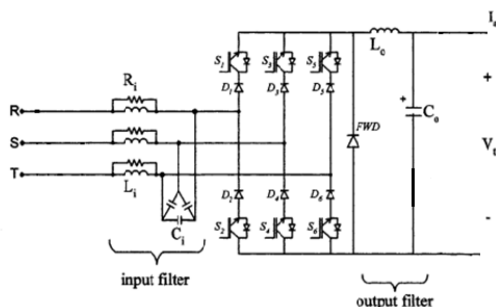


Рис. 1. Схема активного выпрямителя тока (АВТ)

Таблица 1

Параметры схемы

Параметр	Значение
Мощность нагрузки, кВт	50
Входное напряжение, В	380
Диапазон выходного напряжения, В	10...500
Частота коммутации, кГц	15
Индуктивность входного реактора, мГн	330
Емкость входного фильтра, мкФ	220
Индуктивность выходного реактора, мГн	1200
Емкость выходного конденсатора, мкФ	20

Описание схемы

Регулируемый электропривод может выполняться на базе автономного инвертора тока. По сравнению с реализацией преобразователя частоты на тиристорах выполнение силовой схемы на полностью управляемых ключах дает большую свободу регулирования, повышает устойчивость схемы к аварийным режимам. Управляемые ключи могут быть выполнены на транзисторах с последовательно включенным диодом или на полностью управляемых тиристорах.

Свобода регулирования увеличивается за счет того, что становится возможным использовать импульсные методы управления, такие как широтно-импульсная модуляция и релейное управление.

Схема трехфазного мостового АВТ выполняется на полностью управляемых ключах с односторонней проводимостью. Система управления формирует для каждого ключа управляющий сигнал таким образом, что в проводящем состоянии находятся только два ключа, один в анодной группе, другой – в катодной.

Регулирование преобразователя напряжения осуществляется с помощью двух систем, формирующих импульсы управления (рис. 2).

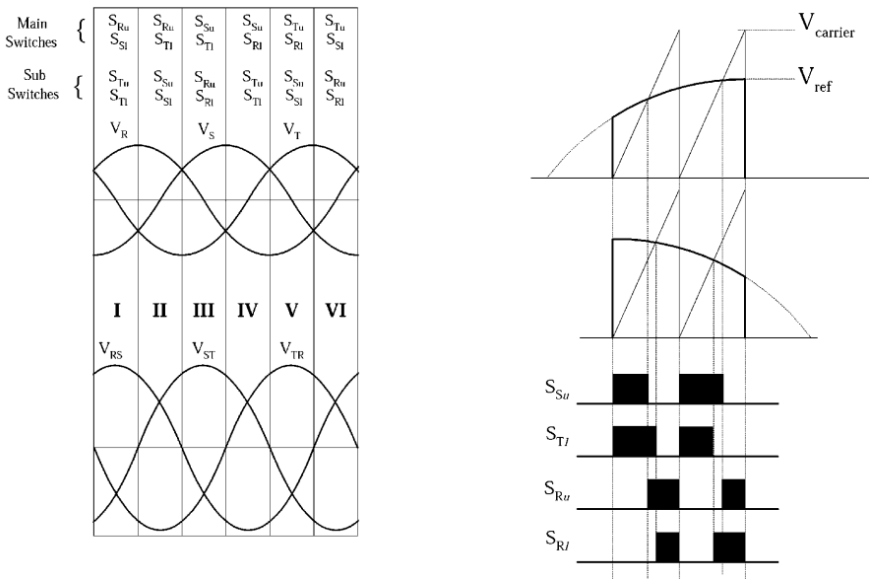


Рис. 2. Принцип формирования импульсов управления

Исследуемый преобразователь был промоделирован в программном пакете PSIM. Схема модели преобразователя приведена на рис. 3.

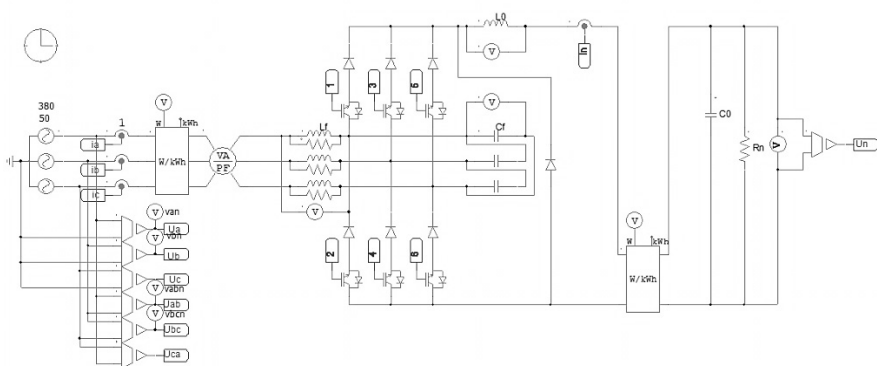


Рис. 3. Модель преобразователя в PSIM

Система управления, построенная по принципу, показанному на рис. 2, разделена на несколько подсистем. В первой подсистеме (рис. 4) формируются модулирующие сигналы, а также основные сигналы управления для ключей. Опорным является пилообразный сигнал с частотой 15 кГц, модулирующими сигналами – пропорционально уменьшенные входные линейные напряжения. Компараторы формируют сигналы управления. Логические блоки формируют основные импульсы управления при наличии стробирующего сигнала.

Вторая подсистема (рис. 5) формирует стробирующие сигналы для всех дополнительных импульсов управления. Работа ключей конкретной стойки и определенной группы разрешается в тот момент, когда напряжение одной фазы больше напряжения двух других, т. е. начало и конец стробирующего импульса находятся в точках естественной коммутации.

В третьей подсистеме (рис. 6) формируются дополнительные сигналы управления с учетом стробирующих сигналов. Сигналы, сформированные в первой подсистеме, поступают на вход третьей подсистемы, туда же поступают стробирующие сигналы. С помощью логических блоков на выходе подсистемы формируются импульсы управления в тот момент, когда поступают стробирующие сигналы.

В четвертой подсистеме управления (рис. 7) происходит сложение всех сигналов и формирование импульсов управления для ключей преобразователя.

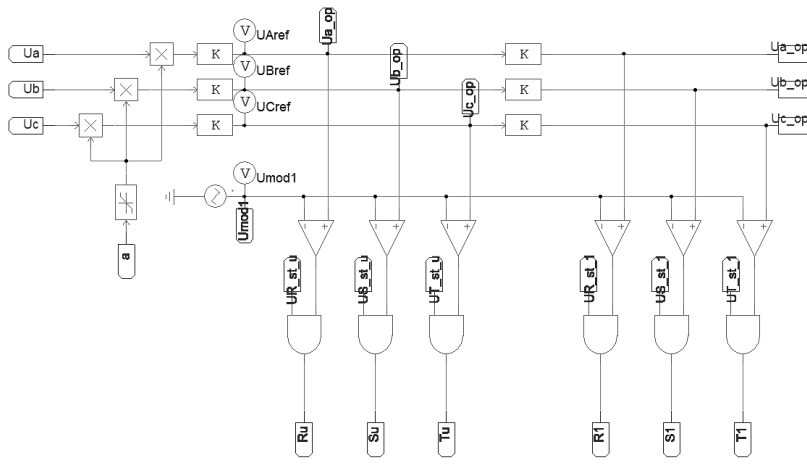


Рис. 4. Первая подсистема управления

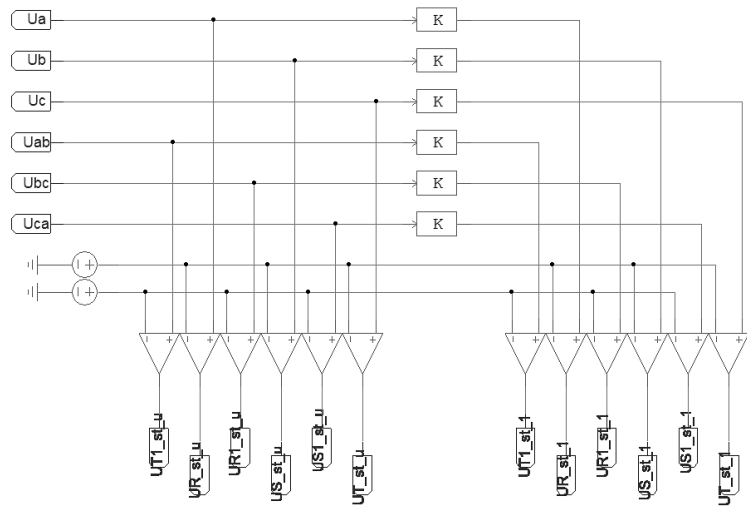


Рис. 5. Вторая подсистема управления

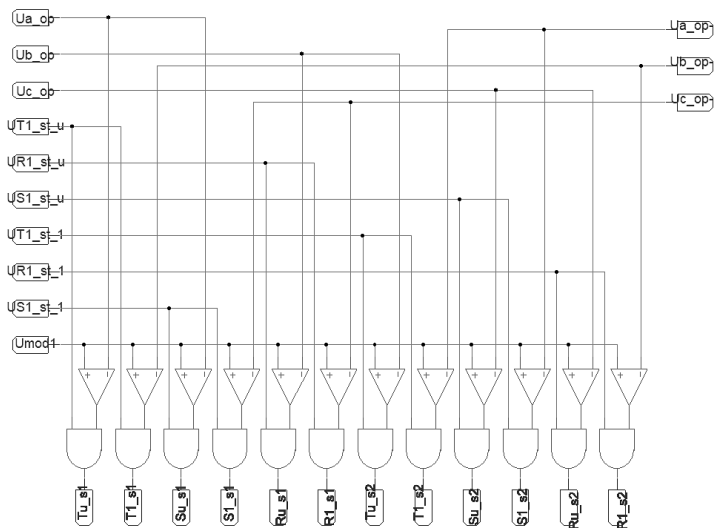


Рис. 6. Третья подсистема управления

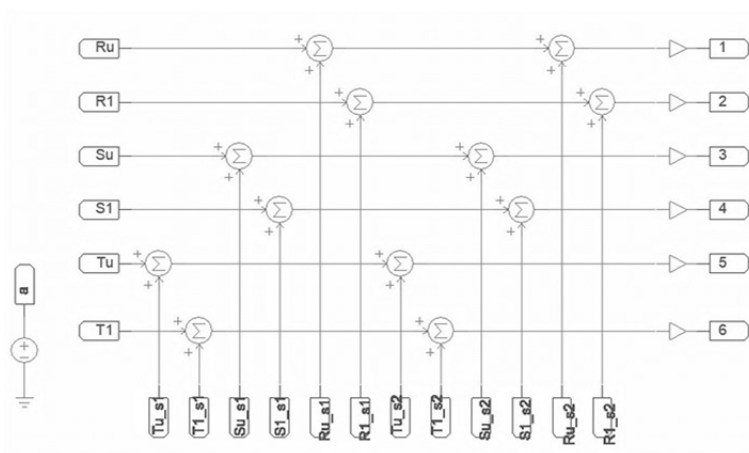


Рис. 7. Четвертая подсистема управления

Моделирование преобразователя в PSIM

Моделирование преобразователя производилось при параметрах, представленных в табл. 2.

Таблица 2

Параметры моделирования преобразователя

Параметр	Значение
Выходное напряжение преобразователя, В	460
Мощность нагрузки, кВт	50
Частота коммутации, кГц	15
Входное напряжение, В	380

На рис. 8 показаны сверху входное напряжение и входной ток, снизу – выходное напряжение.

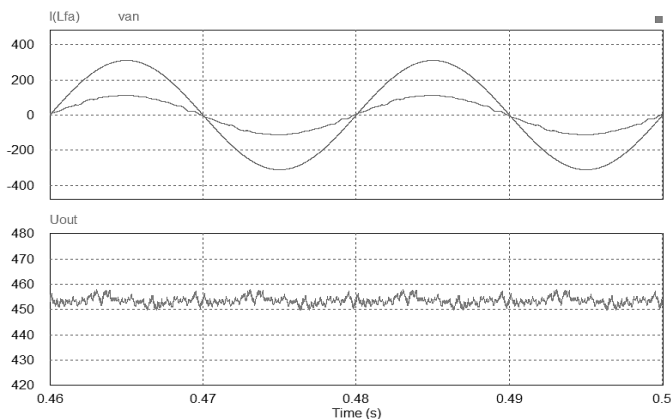


Рис. 8. Входное напряжение и входной ток – сверху; выходное напряжение – снизу

Регулировочная характеристика

Регулировочная характеристика преобразователя тока (рис. 9) линейна во всем диапазоне регулирования, но предельное значение выпрямленного напряжения не превосходит 450 В, что недостаточно для последующей системы частотного регулирования скорости асинхронного электродвигателя.

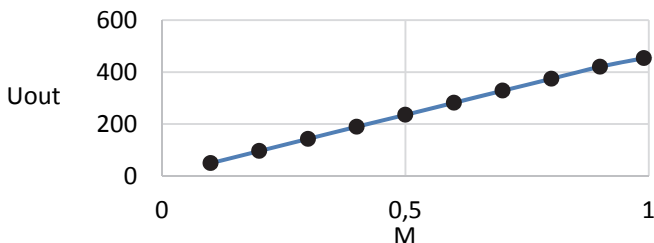


Рис. 9. Регулировочная характеристика преобразователя

Действующее значение входного тока фазы в зависимости от глубины модуляции здесь является нелинейной функцией (рис. 10).

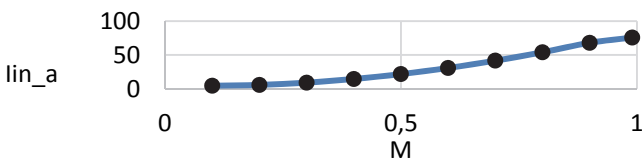


Рис. 10. Действующее значение входного тока фазы А

Коэффициент мощности преобразователя и коэффициент гармоник входного тока преобразователя

Исследование коэффициента мощности преобразователя проводилось для двух случаев: когда на выходе преобразователя сохраняется постоянным сопротивление нагрузки и когда сохраняется постоянным выходной ток преобразователя. Результаты исследования представлены на рис. 11–15.

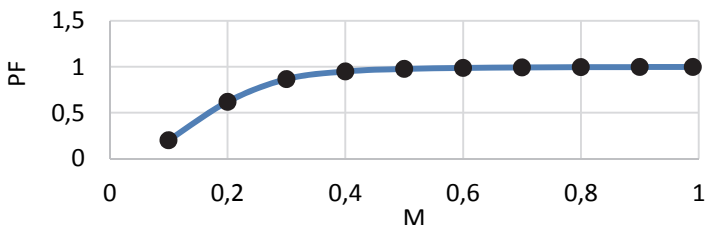


Рис. 11. Входной коэффициент мощности преобразователя при постоянстве сопротивления нагрузки

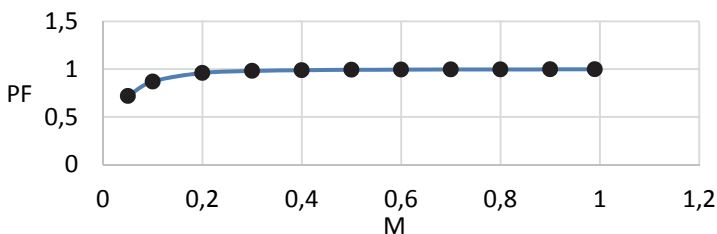


Рис. 12. Входной коэффициент мощности преобразователя при постоянстве выходного тока

Коэффициент гармоник входного тока преобразователя

При управлении с постоянством выходного сопротивления коэффициент гармоник входного тока ухудшается незначительно. При постоянном выходном токе коэффициент гармоник входного тока ухудшается с уменьшением глубины модуляции.

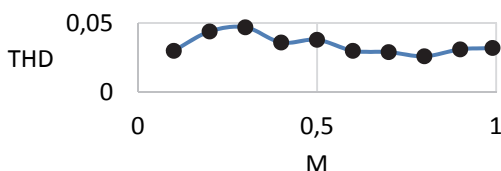


Рис. 13. Зависимость коэффициента гармоник входного тока преобразователя от глубины модуляции при $R_n = \text{const}$

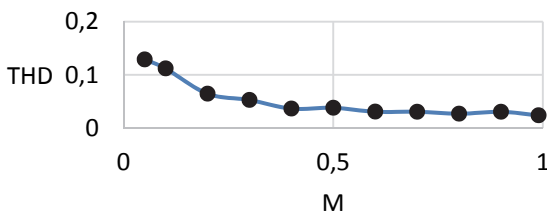


Рис. 14. Зависимость коэффициента гармоник входного тока преобразователя от глубины модуляции при $I_d = \text{const}$

КПД преобразователя

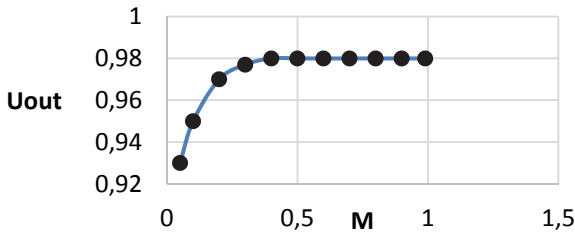


Рис. 15. Зависимость КПД преобразователя от глубины модуляции выходного напряжения

В номинальном режиме КПД преобразователя находится на уровне, близком к 98 %. Однако в области низкого выходного напряжения КПД снижается до 93 %.

Комплектующие преобразователя

Таблица 3

Комплектующие преобразователя и их стоимость

Название	Параметры	Количество	Цена, руб.
Транзистор (IRGP4066D-EPBF)	600 В, 140 А, 60 $P_{\max}$ = 454 Вт	6	750
Диод (VS-150EBU04)	150 А, время восстановления – 0,06 мкс	6	450
Конденсатор пленочный (B32778G1406K)	40 мкФ	1	1000
Конденсатор пленочный (B32377B5306J030)	3 × 30 мкФ	1	7650
Драйвер транзистора (SKHI10/12R)	8 А, 1,2 кВ	3	3000
Моточные изделия		4	3000
Итого			36 850

Заключение

1. Входной коэффициент мощности преобразователя имеет высокое значение на глубинах модуляции до 0,3 при постоянной нагрузке и до 0,1 при постоянном токе, но это значение будет снижаться с уменьшением тока. Низкое значение коэффициента гармоник входного тока обеспечивается введением LC -фильтра.

2. КПД преобразователя находится на уровне 97 % в номинальном режиме и не опускается ниже 93 % при минимальной глубине модуляции. Эта оценка не учитывает потерь в конденсаторах и магнитопроводах реакторов.

3. Основными особенностями рассмотренного преобразователя являются сложность управления и низкое максимальное среднее значение выходного напряжения. Первое нивелируется микропроцессорным управлением, второе можно исправить путем дополнительного повышения DC/DC -преобразователя, включенного на выходе, как показано в следующем разделе.

3. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЫПРЯМИТЕЛЯ НА БАЗЕ ОБРАЩЕННОГО ИНВЕРТОРА ТОКА И ПОНИЖАЮЩЕ-ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ КУКА

Описание схемы

Схема преобразователя представляет собой каскадное соединение обращенного инвертора тока и понижающе-повышающего преобразователя Кука (рис. 1).

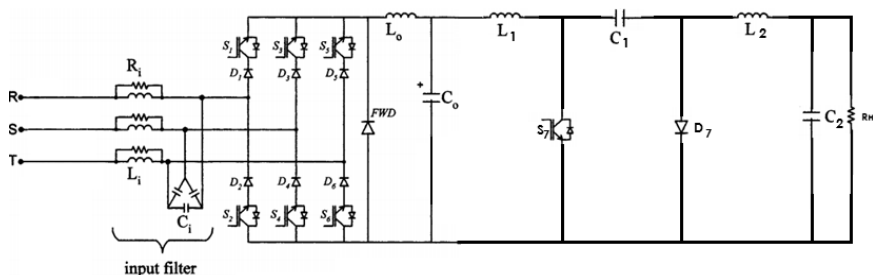


Рис. 1. Схема преобразователя

Схема исследуемого преобразователя состоит из четырех частей.

- Входной LC -фильтр (L_i , C_i), предназначенный для фильтрации высокочастотных гармоник входного тока.
- Обращенный инвертор тока как активный выпрямитель.
- Выходной LC -фильтр обращенного инвертора тока (L_0 , C_0), фильтрующий высокочастотные гармоники выходного напряжения преобразователя.
- Понижающе-повышающий преобразователь Кука.
- Выходной LC -фильтр понижающе-повышающего преобразователя Кука (L_2 , C_2).

На рис. 2 показана упрощенная схема обращенного инвертора тока. По такой схеме построены диаграммы последовательностей переключения ключей S_{jk} (рис. 3). Алгоритм управления транзисторами в схеме обращенного инвертора тока включает шесть состояний. На рис. 4 изображено формирование импульсов управления транзисторами, соответствующее состоянию III.

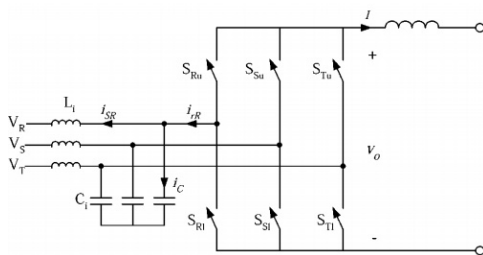


Рис. 2. Упрощенная схема активного мостового выпрямителя

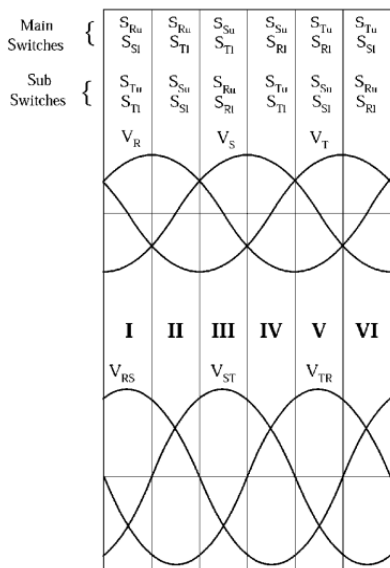


Рис. 3. Последовательности переключения транзисторов

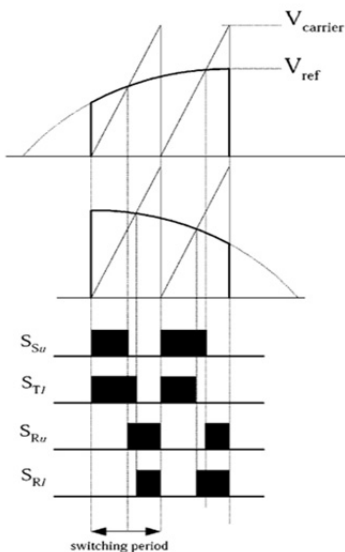


Рис. 4. Формирование импульсов управления для состояния III

Имитационное моделирование

Имитационная модель трехфазного активного мостового выпрямителя тока и понижающе-повышающего преобразователя постоянного напряжения в программе PSIM показана на рис. 5.

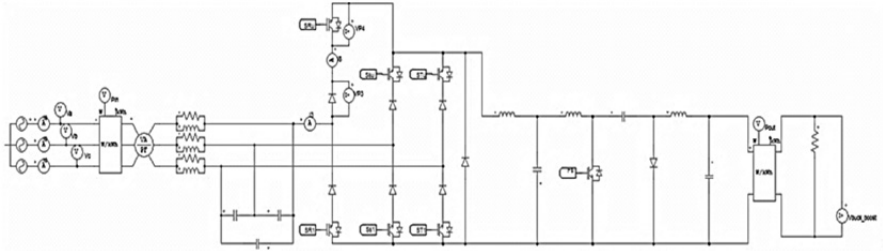


Рис. 5. Имитационная модель в PSIM трехфазного активного мостового выпрямителя тока

Система управления активным выпрямителем тока здесь аналогична системе управления в разделе 2.

Система управления понижающе-повышающим преобразователем постоянного напряжения приведена на рис. 6.

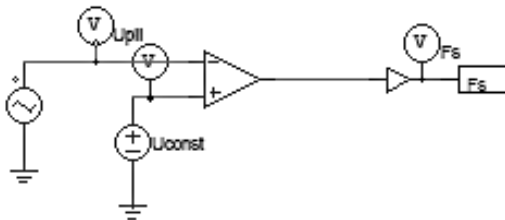


Рис. 6. Имитационная модель системы управления понижающе-повышающим преобразователем постоянного напряжения

На рис. 7 показаны фильтрованный входной ток фазы моста, фазное напряжение, нефильтранный ток фазы моста.

На рис. 8 (при $R_d = \text{const}$) и рис. 9 (при $I_d = \text{const}$) изображены графики зависимости коэффициента мощности, КПД, коэффициента гармоник входного тока от глубины модуляции.

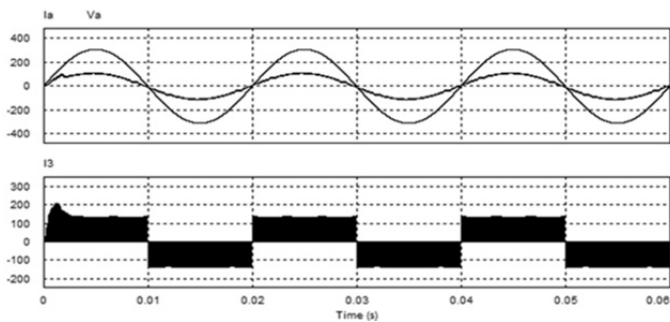


Рис. 7. Фильтрованный входной ток фазы моста, фазное напряжение, нефильтранный ток фазы моста

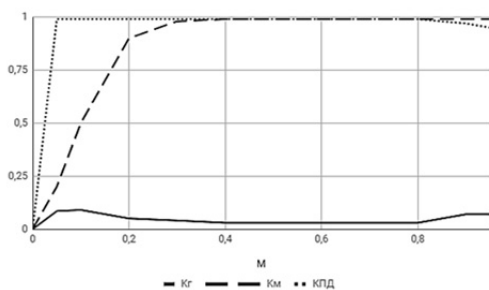


Рис. 8. Графики зависимости коэффициента мощности, КПД и коэффициента гармоник от глубины модуляции при $R_d = \text{const}$

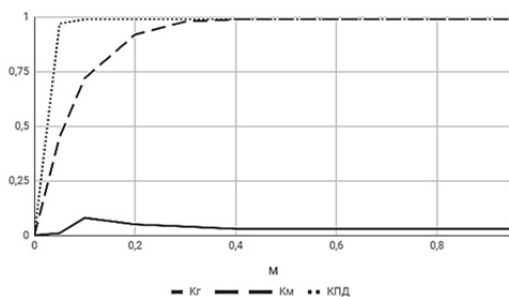


Рис. 9. Графики зависимости коэффициента мощности, КПД и коэффициента гармоник от глубины модуляции при $I_d = \text{const}$

На рис. 10 показана регулировочная характеристика.

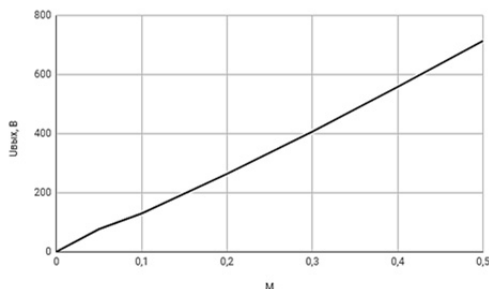


Рис. 10. Регулировочная характеристика

Заключение

В исследованной схеме по сравнению с другими обращенными инверторами можно выделить следующие достоинства и недостатки.

Достоинства:

- позволяет обеспечить необходимое номинальное напряжение для применения к двигателям 380 В;
- высокий КПД;
- возможность регулировать напряжение как в сторону уменьшения, так и в сторону увеличения.

Недостатки:

- большее число полупроводниковых элементов – 7 транзисторов и 6 диодов;
- большое число пассивных элементов;
- сложная система управления.

Библиографический список

1. Hazım Faruk Bilgin, K. Nadir Kose, “A Unity-Power-Factor Buck-Type PWM Rectifier for Medium/High-Power DC Motor Drive Applications,” IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 38 No.5, pp. 1412–1425, Sep./Oct. 2002.
2. Зиновьев Г.С. Силовая электроника. – Москва: Юрайт, 2012. – 667 с.

4. ИССЛЕДОВАНИЕ ТРЕХФАЗНОГО УПРАВЛЯЕМОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ ПОНИЖАЮЩЕГО ТИПА

Схема выбранного выпрямителя представляет собой швейцарский выпрямитель SWISS (рис. 1) [1]. Выпрямитель состоит из пяти основных блоков.

- Входной LC -фильтр ($L_{F,i}$, $C_{F,i}$), необходимый для фильтрации высокочастотных гармоник входного тока выпрямителя.
- Диодный мостовой выпрямитель (D_{N+} , D_{N-}).
- Высокочастотные транзисторы (T_+ , T_-), регулирующие выходное напряжение, а также участвующие в формировании первой гармоники входного тока в фазе с напряжением сети.
- Низкочастотные ключи (S_{yi}) и диоды (D_{F+} , D_{F-}), участвующие в формировании первой гармоники входного тока в фазе с напряжением сети.

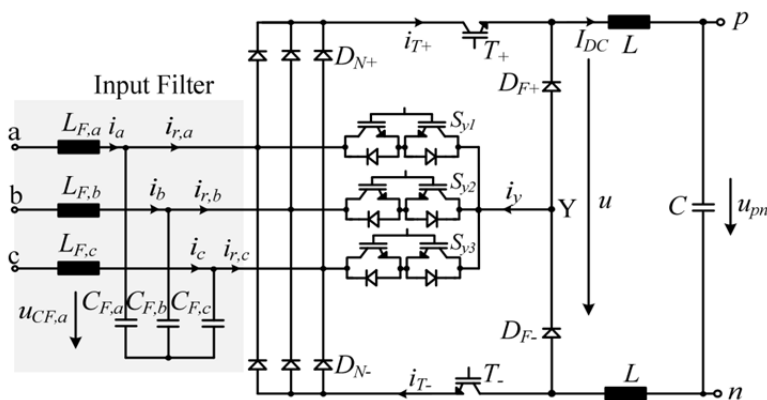
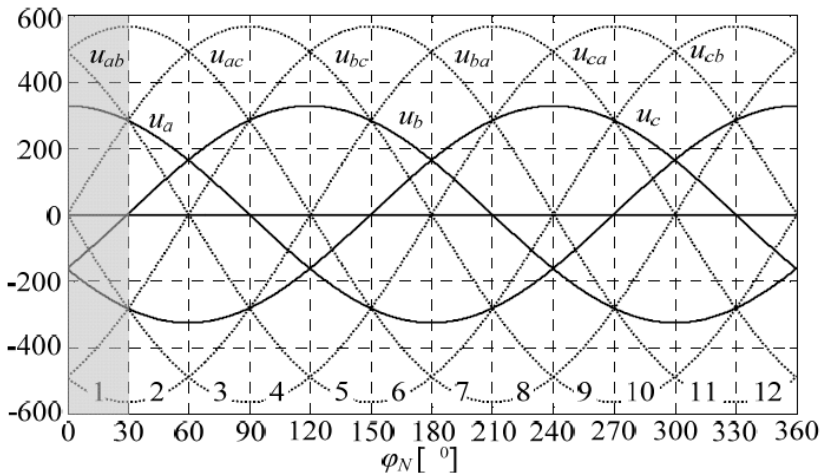


Рис. 1. Схема швейцарского выпрямителя

- Выходной LC -фильтр (L , C), фильтрующий высокочастотные гармоники выходного напряжения.

На рис. 2 показаны диаграммы и последовательность переключения ключей S_{yi} . Ключи S_{yi} коммутируются на 60-градусных интервалах входного напряжения в моменты, когда соответствующая пара диодов закрыта.



Sector	S_{y1}	S_{y2}	S_{y3}	Sector	S_{y1}	S_{y2}	S_{y3}
0°-30°	0	1	0	180°-210°	0	1	0
30°-60°	0	1	0	210°-240°	0	1	0
60°-90°	1	0	0	240°-270°	1	0	0
90°-120°	1	0	0	270°-300°	1	0	0
120°-150°	0	0	1	300°-330°	0	0	1
150°-180°	0	0	1	330°-360°	0	0	1

Рис. 2. Диаграммы и последовательность переключения ключей S_{yi}

На рис. 3 показаны диаграммы переключения транзисторов T_+ и T_- , на рис. 4 – схемы замещения для четырех различных состояний транзисторов T_+ и T_- при включенном ключе S_{y2} . Для рассматриваемого преобразователя можно реализовать два алгоритма переключе-

ния, отличающихся наличием или отсутствием интервалов k_3 и k_4 : с минимальными пульсациями напряжения на выходных конденсаторах (рис. 3, слева) и с минимальными пульсациями тока выходного реактора (рис. 3, справа).

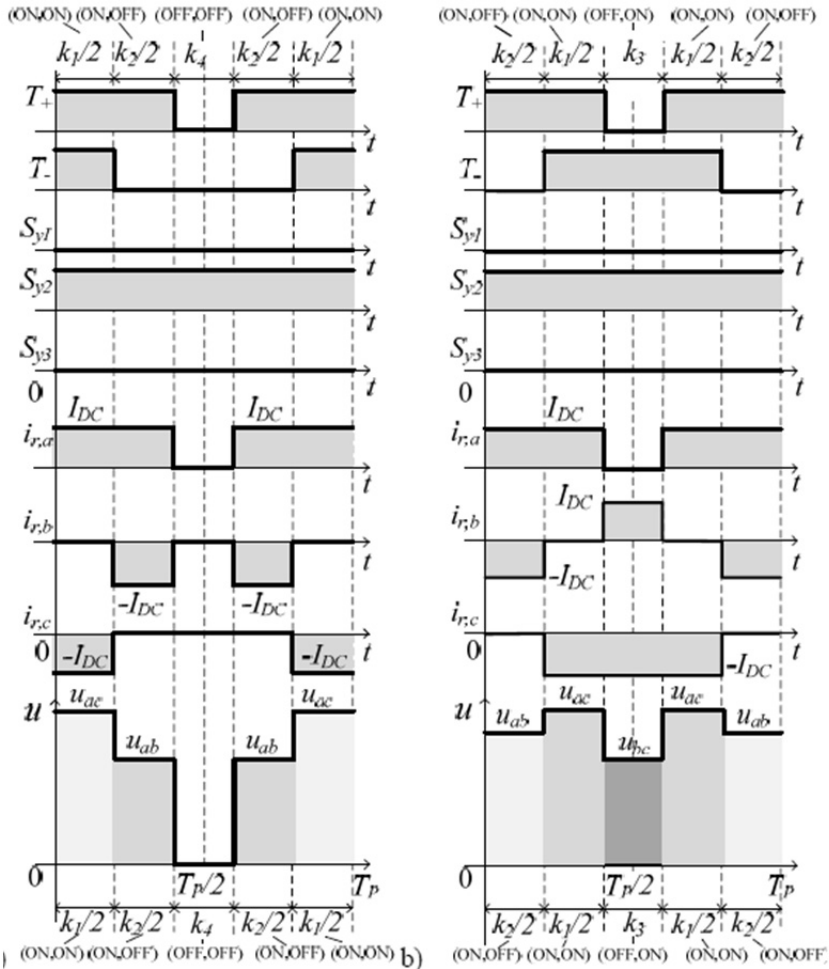


Рис. 3. Диаграммы переключения транзисторов T_+ и T_-

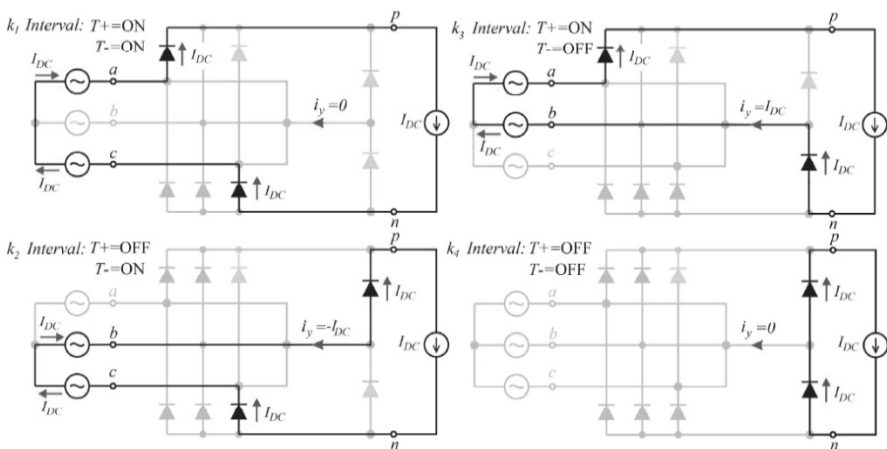


Рис. 4. Схемы замещения для различных состояний транзисторов T_+ и T_-

Система управления представляет собой двухконтурную систему подчиненного регулирования: внешний контур стабилизации выходного напряжения и внутренний контур стабилизации тока выходного реактора. Для широтно-импульсного регулятора используется два опорных сигнала: высокочастотный треугольный сигнал, определяющий частоту коммутации транзисторов, и низкочастотный сигнал, пропорциональный выходному напряжению диодного моста, т. е. на 120-градусных интервалах опорный сигнал пропорционален одной из фаз входного напряжения (фаза определяется текущим электрическим углом трехфазного напряжения). Таким образом, помимо коммутационной функции модулятор выполняет также функцию слежения за формой выходного напряжения диодного моста.

Выбор элементов

В табл. 1 представлены основные параметры выпрямителя, в табл. 2 и табл. 3 – расчетные соотношения для интегральных показателей полупроводниковых вентилей и пассивных элементов соответственно, в табл. 4 – выбранные элементы.

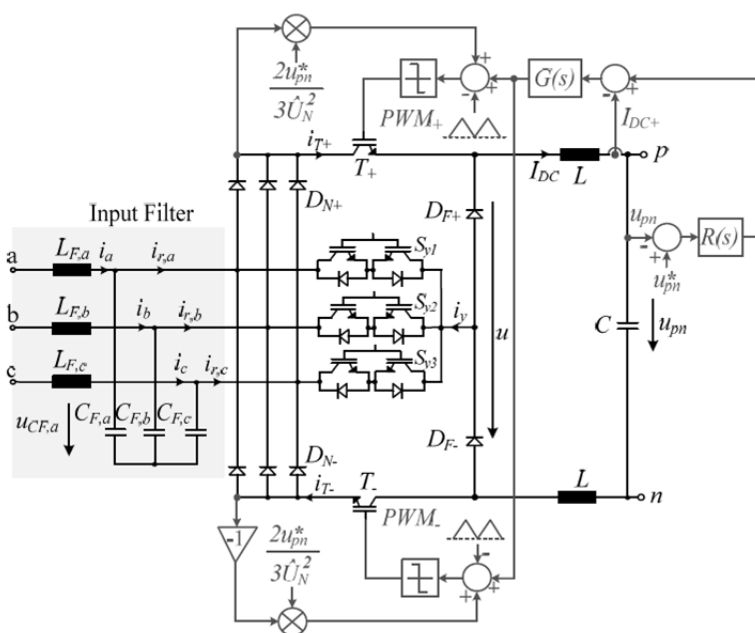


Рис. 5. Схема контуров регулирования токов i_{T-} и i_{T+}

Таблица 1

Параметры преобразователя

Параметр	Значение
Действующее значение фазного напряжения питающей сети, В	220
Число фаз	3
Номинальная мощность, кВт	50
Номинальное выходное напряжения, В	500
Частота коммутации, кГц	15

Таблица 2

Основные расчетные соотношения для полупроводниковых элементов

Элемент	$U_{\max}$, В		$I_{\text{ср}}$, А		$I_{\text{д}}$, А	
	Формула	Значение	Формула	Значение	Формула	Значение
Диоды D_{N+} , D_{N-}	$\sqrt{6} \cdot U_{\Phi}$	930,8	$I_{DC} \frac{\sqrt{3}}{2\pi}$	19,7	$I_{DC} \sqrt{\frac{\sqrt{3}}{2\pi}}$	37,5
Транзисторы T_+ , T_-	$\frac{3}{2} U_{\Phi}$	570	$I_{DC} \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}$	59,1	$I_{DC} \sqrt{\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}}$	65
Диоды D_{F+} , D_{F-}	$\frac{3}{2} U_{\Phi}$	570	$I_{DC} \left(1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\right)$	12,4	$I_{DC} \sqrt{1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}}$	29,7
Транзисторы S_y	$\frac{3}{2} U_{\Phi}$	570	$I_{DC} \frac{2 - \sqrt{3}}{2\pi}$	3,1	$I_{DC} \sqrt{\frac{2 - \sqrt{3}}{2\pi}}$	14,8

Таблица 3

Основные расчетные соотношения для пассивных элементов

Элемент	Формула	Значение
Выходная индуктивность L , мГн	$\frac{\sqrt{3} \cdot U_{DC}}{2\Delta i_{DC}} \left(\frac{1-M}{f_k} \right)$	6
Выходная емкость C , мкФ	$\frac{U_{DC}}{L} \left(\frac{1-M}{8f_k^2 \Delta u_{DC}} \right) \parallel$	11
Входная индуктивность L_F , мкГн	32...344	100
Входная емкость C_F , мкФ	3...23	20

Таблица 4

Выбранные элементы и их ориентировочная стоимость

Элемент	Наименование	Стоимость за 1 шт.	Количество	Общая стоимость, руб.
Диоды D_{N+} , D_{N-}	Д122-40-14	400	6	2400
Транзисторы T_+ , T_-	IRG8P60N120KDPBF	640	2	1280
Диоды (fast) D_{F+} , D_{F-}	VS-40EPF12-M3	310	2	620
Транзисторы S_y	IGW60T120	430	6	2580
Входные конденсаторы	B32778G0406K000	780	3	2340
Входные реакторы	—	1000	3	3000
Выходной конденсатор	K50-35	50	3	150
Выходной реактор	—	1000	1	1000
Драйверы S_y	—	2000	3	6000
Драйверы T_+ , T_-	—	5000	2	10 000
Прочее				1500
Изготовление платы				6000
Всего				36 870

Имитационное моделирование

Имитационная модель швейцарского выпрямителя в программе PSIM показана на рис. 6 и 7. На рис. 8 изображены диаграммы входного напряжения входных (сетевых) токов.

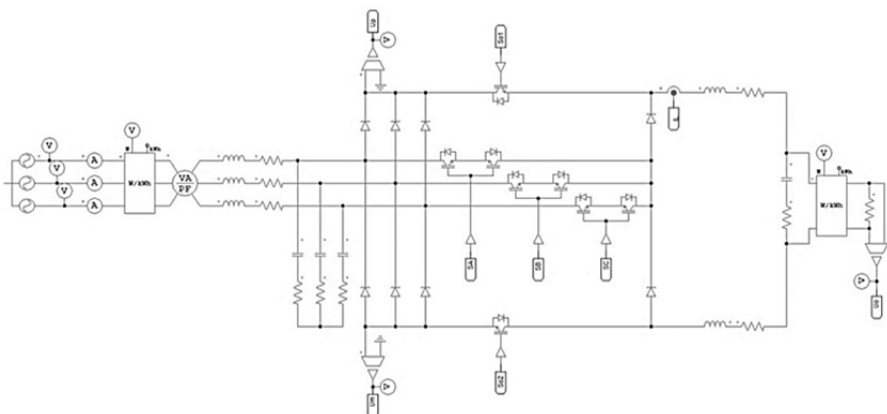


Рис. 6. Имитационная модель выпрямителя в PSIM

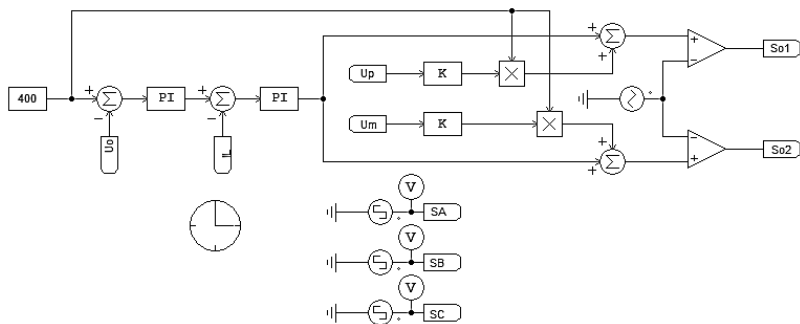


Рис. 7. Имитационная модель системы управления в PSIM

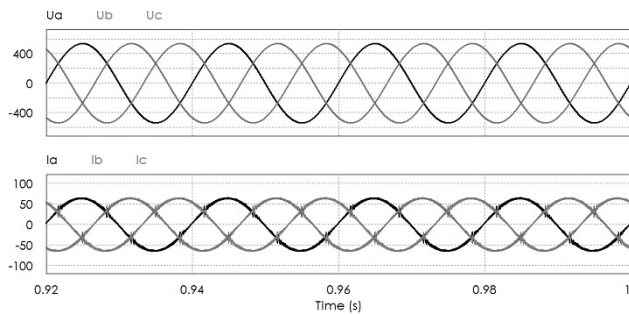


Рис. 8. Диаграммы входных напряжений и токов

На рис. 9 показана регулировочная характеристика преобразователя $U_H(\gamma)$, где $\gamma = \frac{U_H}{U_{\max}}$ – глубина модуляции.

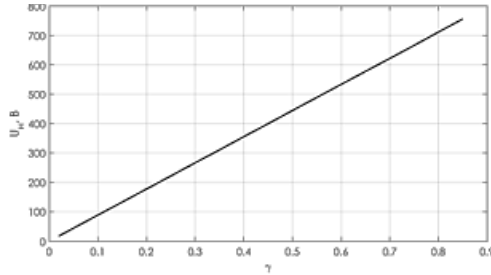


Рис. 9. Диаграммы входных токов, выходного напряжения и тока выходного реактора

На рис. 10, 11 и 12 изображены графики зависимости коэффициента мощности, КПД и коэффициент гармоник входного тока и графики внешних характеристик соответственно, где χ – коэффициент мощности; η – КПД; K_Γ – коэффициент гармоник; $I_{H.H} = \frac{P_{H.H}}{U_{H.H}}$ – номинальный ток нагрузки, $R_{H.H} = \frac{P_{H.H}}{I_{H.H}^2}$.

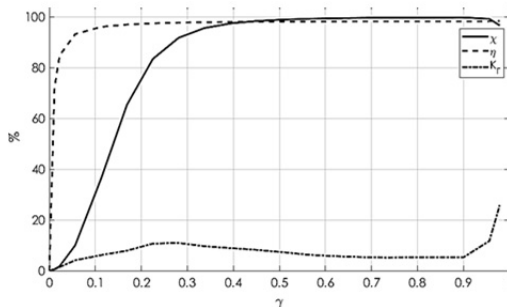


Рис. 10. Графики зависимости коэффициента мощности, КПД и коэффициента гармоник входного тока от глубины модуляции при $R_H = R_{H.H} = \text{const}$

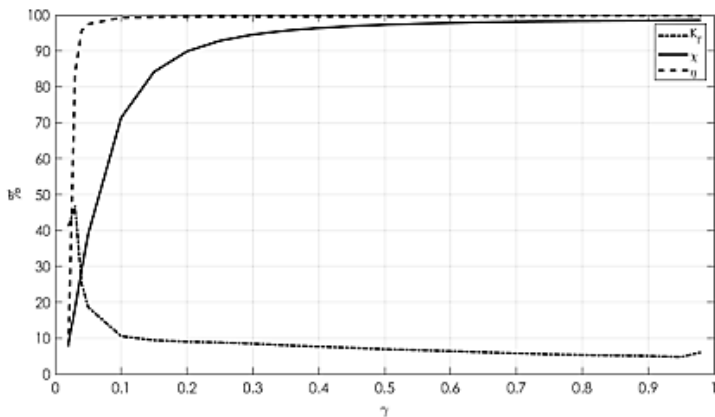


Рис. 11. Графики зависимости коэффициента мощности, КПД и коэффициента гармоник входного тока от глубины модуляции при $I_H = I_{H,H} = \text{const}$

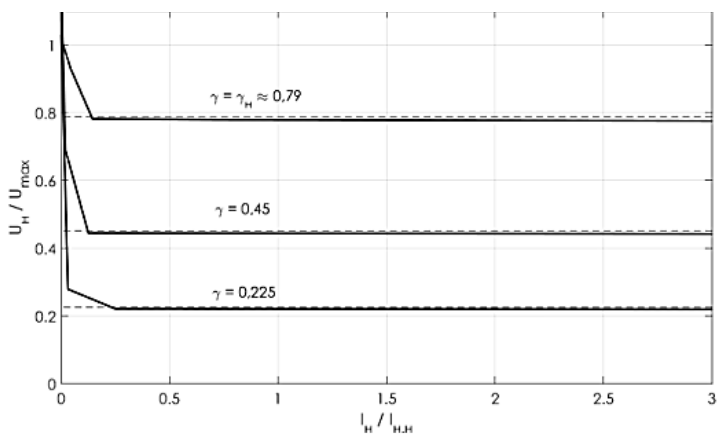


Рис. 12. Графики внешних характеристик

Закключение

К достоинствам и особенностям исследованной схемы по сравнению с другими анализируемыми выше активными выпрямителями можно отнести:

- меньшее число высокочастотных полупроводниковых элементов, поскольку транзисторы S_y коммутируются с низкой частотой, равной удвоенной частоте питающей сети;
- высокий КПД за счет низких коммутационных потерь в транзисторах S_y ;
- возможность регулировать выходное напряжение в сторону уменьшения;
- простая система управления;
- более мягкие требования к входному фильтру.

Недостатки:

- невозможность регулировать входной коэффициент мощности из-за особенностей коммутации ключей S_y ;
- большее число полупроводниковых элементов (8 транзисторов и 8 диодов по сравнению с 6 транзисторами в классическом активном выпрямителе);
- необходимость иметь два выходных реактора.

Создатели схемы швейцарского выпрямителя заявляют о КПД до 99,26 %, коэффициенте гармоник потребляемых токов до 0,5 % и о плотности мощности до 4 кВт/дм³ [2]. На рис. 13 показана зависимость КПД реального швейцарского выпрямителя от тока нагрузки.

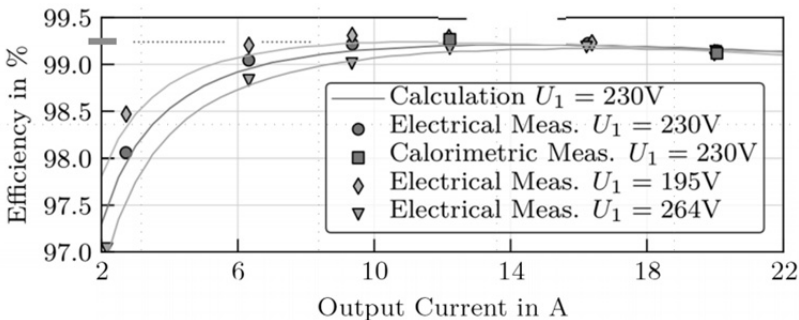


Рис. 13. График зависимости КПД от тока нагрузки

Библиографический список

1. *Soeiro T.B., Friedli T., Kolar J.W.* “Swiss rectifier – A novel three-phase buck-type PFC topology for Electric Vehicle battery charging,” 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Orlando, FL, 2012, pp. 2617–2624.
2. *Johann W. Kolar et al.* “VIENNA Rectifier & Beyond,” Presentation on Applied Power Electronics Conference (APEC), March 4–8, 2018.

5. МАЛОВЕНТИЛЬНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА НА ОСНОВЕ ИННОВАЦИОННОГО ПОНИЖАЮЩЕ- ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ТИПА КУКА

Цель раздела: исследование и анализ схемы повышающе-понижающего AC/DC -преобразователя, снятие энергетических характеристик схемы, составление математической модели, экономическая оценка.

Предложенная схема маловентильного выпрямителя [1] представлена на рис. 1.

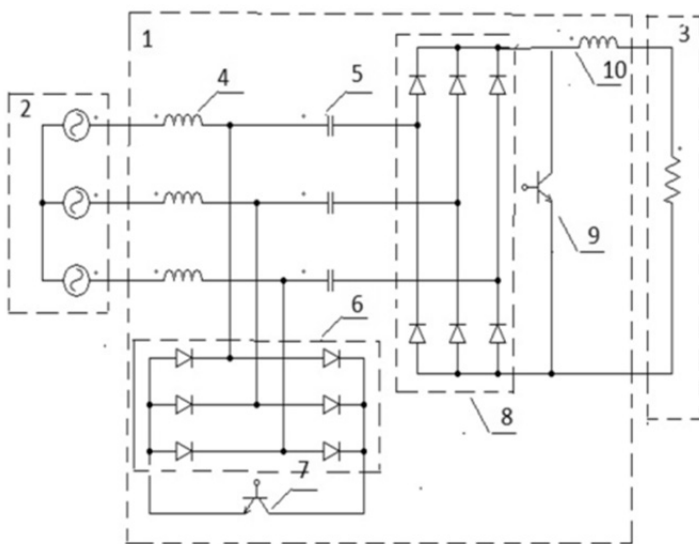


Рис. 1. Трехфазный повышающе-понижающий выпрямитель

Предлагаемый выпрямитель 1 на входе связан с источником питания 2, а на выходе – с нагрузкой 3. На входе каждая фаза выпрямителя состоит из последовательно соединенных входного реактора 4 и входного конденсатора 5, к точкам соединения которых подключена входная диодная мостовая схема 6. Параллельно выходу этой мостовой схемы включен первый транзистор 7. Вторые концы входных конденсаторов 5 подключены к входам второй диодной мостовой схемы 8. Параллельно выходу второй мостовой схемы включен второй транзистор 9, а последовательно с выходом подключен сглаживающий реактор 10, вторым концом подключенный к нагрузке 3.

Устройство работает следующим образом. Транзисторы 7 и 9 включаются попеременно, т. е. когда транзистор 7 находится в проводящем режиме, транзистор 9 находится в непроводящем режиме. Это первое состояние выпрямителя. В нем входные реакторы 4, выполняющие функцию накопительных элементов, подключены через мост 6 и транзистор 7 к источнику питания 2, и в них нарастают токи, увеличивая запасаемую энергию реакторов. Входные конденсаторы 5 при этом подключены к входам второго диодного моста 8, выпрямленным напряжением которого при этом питается нагрузка 3 через выходной сглаживающий реактор 10.

Во втором состоянии выпрямителя входные реакторы и входные конденсаторы во всех фазах, также выполняющие функцию накопительных энергообменных элементов, оказались включенными как *LC*-цепочки последовательно. При этом через диоды моста 8 и проводящий транзистор 7 передается накопленная в реакторах 4 энергия во входные конденсаторы 5, восполняя ее утрату в первом состоянии. Ток нагрузки при этом замыкается через проводящий транзистор 9, который создает нулевую паузу в выходном напряжении выпрямителя, позволяющую обеспечивать ШИМ выходного напряжения. Процессы здесь подобны процессам в *DC-DC*-преобразователе Кука, который, как известно, при изменении скважности импульсов обеспечивает возможность регулировать выходное напряжение как выше, так и ниже входного.

Таким образом, повышающе-понижающий ШИМ-выпрямитель имеет расширенные функциональные возможности и обеспечивает регулирование выпрямленного напряжения как в сторону увеличения, так и в сторону его уменьшения по сравнению с номинальным выпрямленным напряжением. Кроме того, он имеет высокое качество входного тока.

Модель в PSIM маловентильного выпрямителя представлена на рис. 2.

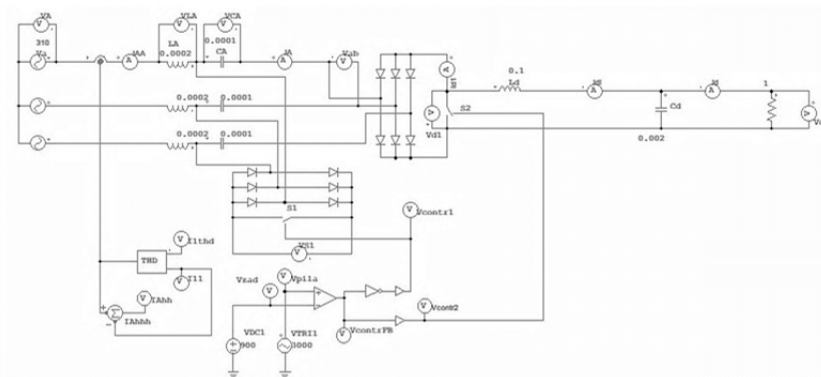


Рис. 2. Модель исследуемой схемы, собранная в PSIM

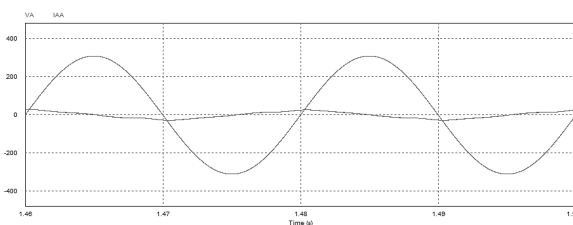


Рис. 3. Напряжение и ток фазы А при глубине модуляции $M = 0,1$

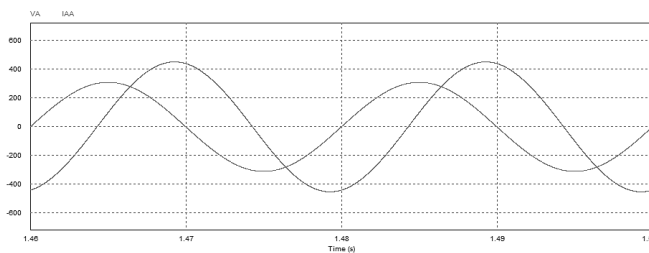


Рис. 4. Напряжение и ток фазы А при глубине модуляции $M = 0,9$

Ниже на рис. 5–11 показаны регулировочная характеристика, внешняя характеристика, коэффициент мощности и коэффициент гармоник сетевого тока, КПД.

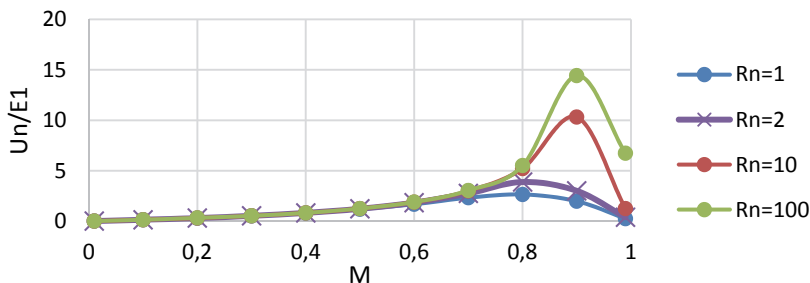


Рис. 5. Семейство регулировочных характеристик при постоянстве R_n

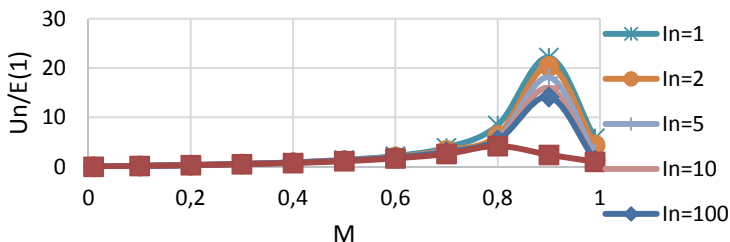


Рис. 6. Семейство регулировочных характеристик при постоянстве тока нагрузки

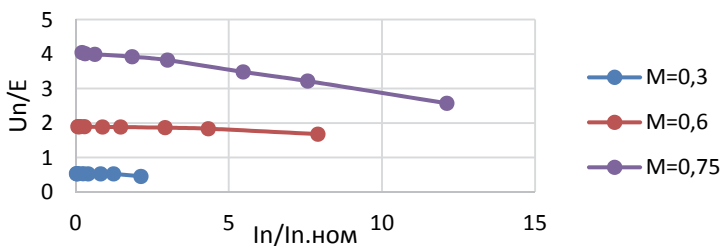


Рис. 7. Семейство внешних характеристик

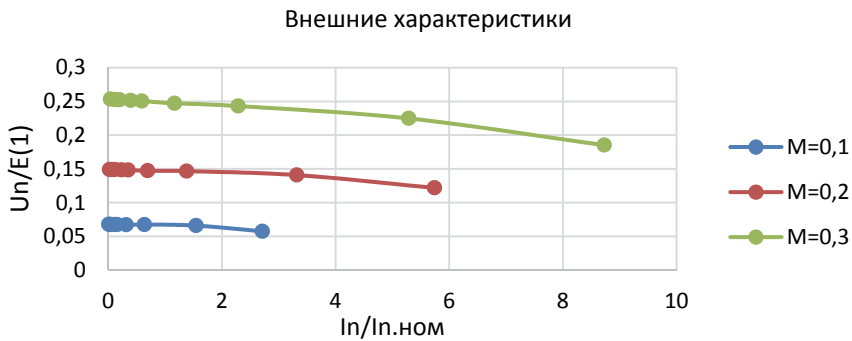


Рис. 8. Семейство внешних характеристик при малых модуляциях

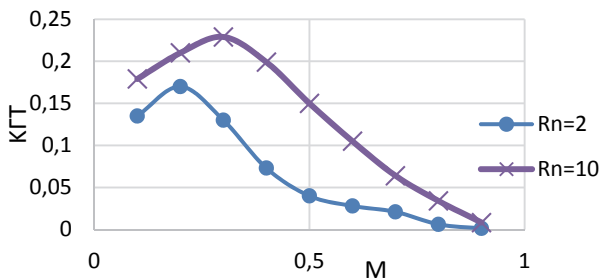


Рис. 9. Коэффициент гармоник сетевого тока

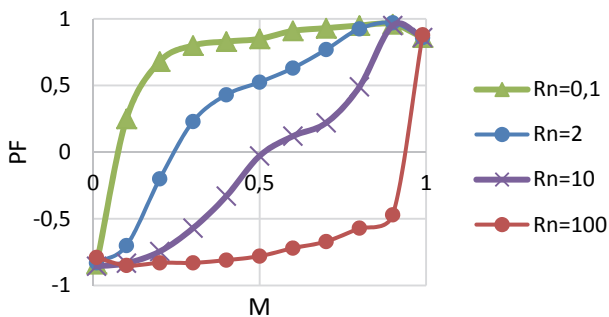


Рис. 10. Входной коэффициент мощности

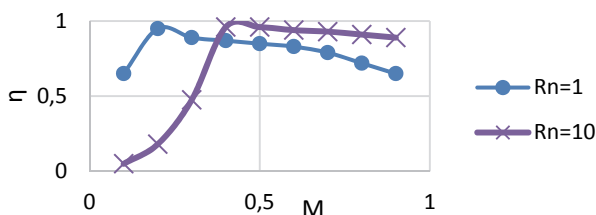


Рис. 11. КПД исследуемой схемы

При выпрямленном напряжении 750 В и заданной мощности в 50 кВт ток нагрузки составит 66,6 А. Для обеспечения защиты выберем коэффициент запаса транзисторов и диодов по току, равный двум.

Выбранные элементы:

диоды Д152-125-8 (125 А, 1500 В);

транзисторы CM100DY-34A (100 А, 1700 В).

Сводная таблица стоимости элементов

Элемент	Количество	Цена за шт., тыс. руб.
Диод Д152-125-8	12	1,63
Транзистор CM100DY-34A	2	5,57
Реактивные элементы	10	
Итого	40,7	

Заключение

Рассмотренная схема обладает следующими преимуществами:

- низкая стоимость относительно других вариантов схем с подобными характеристиками;
- простота в управлении и регулировании напряжения (всего два управляемых силовых ключа, что существенно упрощает систему управления);
- возможность как повышать, так и понижать выпрямленное выходное напряжение.

Но входной коэффициент мощности этой схемы уступает исследованным выше схемам с лучшими энергетическими показателями.

Библиографический список

1. *Зиновьев Г.С., Леус Г.С.* Повышающе-понижающий ШИМ выпрямитель. Патент РФ на полезную модель № 193360 от 07.05.2019.
2. *Зиновьев Г.С., Кочнев Д.* Маловентильный выпрямитель для заряда аккумуляторов // Науч-техн. конф. «Современные проблемы телекоммуникаций». – Новосибирск: СибГУТИ, 2019.

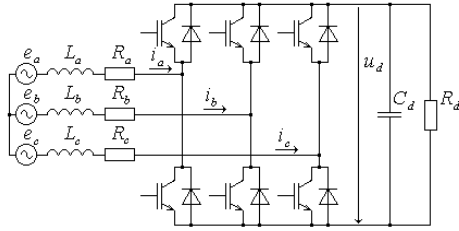
6. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА НА БАЗЕ ОБРАЩЕННЫХ АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ

Рассматриваются энергосберегающие регулируемые выпрямители с улучшенной электромагнитной совместимостью с сетью на базе транзисторных обращенных инверторов напряжения и тока, промоделированные в разделах 1 и 2 соответственно.. Прямым методом анализа методом АДУ в замкнутой аналитической форме получены выражения для их внешних, регулировочных и входных энергетических характеристик. Адекватность математических моделей проверена компьютерным моделированием.

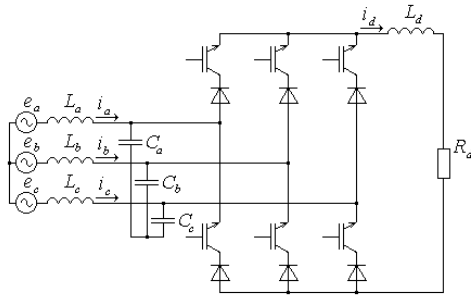
Потребность в регулируемом постоянном напряжении связана не только с регулируемым приводом постоянного тока, но и с обеспечением энергосбережения в регулируемом электроприводе переменного тока. При выполнении для него преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного напряжения по схеме управляемый выпрямитель–автономный инвертор (напряжения или тока) коммутационные потери при широтно-импульсной модуляции (ШИМ) в инверторе преобразователя могут быть существенно снижены при низких частотах выходного напряжения инвертора с условием регулирования напряжения в промежуточном звене [1]. Схемы автономных инверторов напряжения и тока, работающих в обращенном режиме, показаны на рис. 1, *а* и *б*.

Эти простые структуры позволяют формировать входные токи близкими к синусоидальным и синфазными с соответствующими ЭДС сети, применяя один из способов ШИМ.

Особенностью математических моделей обращенных инверторов напряжения (ОИН) и тока (ОИТ) является форма уравнений с переменными коэффициентами в виде коммутационных функций (КФ) [2].



a



б

Рис. 1. Выпрямители на базе обращенных автономных инверторов:

a – обращенный инвертор напряжения;
б – обращенный инвертор тока

Обращенный инвертор напряжения

Для ОИН (рис. 1, *a*) исходная система уравнений имеет вид

$$\begin{cases} f_a u_d + L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a = e_a, \\ f_b u_d + L_b \frac{di_b}{dt} + R_b i_b = e_b, \\ f_c u_d + L_c \frac{di_c}{dt} + R_c i_c = e_c, \\ C_d \frac{du_d}{dt} + \frac{1}{R_d} u_d - f_a i_a - f_b i_b - f_c i_c = 0, \end{cases} \quad (1)$$

где f_a , f_b и f_c – КФ соответствующих фазных напряжений. Ограничимся здесь рассмотрением случая симметрии фазных ЭДС и КФ, тогда при $L_a = L_b = L_c = L$ и $R_a = R_b = R_c = R$ система (1) после процедуры АДУ сведется к системе второго порядка относительно интегральных значений переменных.

Результаты представим в относительных величинах (отмечены звездочкой), приняв в качестве базовых следующие: $U_6 = E$ – действующее значение (ДЗ) ЭДС одной фазы, $R_6 = \omega L$, $I_6 = \frac{U_6}{R_6}$.

Выражение для среднего значения (СЗ) выпрямленного напряжения, полученное из рассмотрения процессов по первой гармонике (соответствующей частоте сети), имеет вид

$$U_d^* = \frac{1}{F_{(1)}^2 R^*} \left(F_{(1)a} R^* - F_{(1)p} - \frac{1}{3} [(R^*)^2 + 1] I_d^* \right) =$$

$$= \frac{1}{F_{(1)}} \left(\cos \psi_{f(1)} - \frac{1}{R^*} \sin \psi_{f(1)} \right) - \frac{1}{3 F_{(1)}^2} \left(R^* + \frac{1}{R^*} \right) I_d^*,$$

где $F_{(1)a}$, $F_{(1)p}$ и $F_{(1)}$ – ДЗ соответственно активной и реактивной составляющей и всей кривой первой гармоники КФ фазного напряжения $f_{(1)}$, $\psi_{f(1)}$ – ее начальная фаза; I_d^* – СЗ выпрямленного тока.

Коэффициент гармоник входного тока каждой фазы определяется выражением

$$K_{г.т} = \frac{I_{(в.г)}}{I_{(1)}} = \frac{I_{(в.г)}^*}{I_{(1)}^*}, \quad (2)$$

где $I_{(в.г)}$ и $I_{(1)}$ – ДЗ соответственно высших (в.г) и первой гармоники входного тока фазы;

$$I_{(1)}^* = \frac{\sqrt{\left(3 F_{(1)p}^2 U_d^* + R^* I_d^* \right)^2 + \left(3 F_{(1)a} F_{(1)p} U_d^* + I_d^* \right)^2}}{3 F_{(1)}^2 R^* U_d^* + [(R^*)^2 + 1] I_d^*} =$$

$$= \frac{\sqrt{\left(3F_{(1)}^2 \sin^2 \psi_{f(1)} U_d^* + R^* I_d^*\right)^2 + \left(3F_{(1)}^2 \sin \psi_{f(1)} \cos \psi_{f(1)} U_d^* + I_d^*\right)^2}}{3F_{(1)}^2 R^* U_d^* + [(R^*)^2 + 1] I_d^*}.$$

ДЗ в.г находится из рассмотрения уравнения системы (1), записанного для в.г входного тока фазы $i_{(в.г)}$ при принятии первого уровня асимптотического приближения $N=1$ метода АДУ

$$\left(\begin{array}{l} \text{для } q \geq N \\ i_{(в.г)}^{-(q)} = \int_{q\text{-раз}} \dots dt \int i_{(в.г)} dt = 0, \quad u_d \approx U_d \end{array} \right):$$

$$I_{(в.г)}^* = \bar{K}_{г.ф} F_{(1)} U_d^*,$$

где $\bar{K}_{г.ф}$ – интегральный коэффициент гармоник (ИКГ) первого порядка КФ фазного напряжения f , соответствующий общей формуле для ИКГ КФ фазного напряжения произвольного порядка q (аналогичной формуле определения ИКГ напряжения или тока [2]):

$$\bar{K}_{г.ф}^{-(q)} = \frac{F_{(в.г)}^{-(q)}}{F_{(1)}} \omega^q = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{F_{(k)}}{F_{(1)} k^q} \right)^2}. \quad (3)$$

Здесь $\bar{F}_{(в.г)}^{(q)}$ – ДЗ интеграла порядка q от составляющей по в.г $f_{(в.г)}$ КФ f , $F_{(k)}$ – ДЗ k -й гармоники последней.

Значение $F_{(1)}$, характеризующее глубину ШИМ, и значения $\psi_{f(1)}$ и $\bar{K}_{г.ф}^{(q)}$ зависят от конкретного вида ШИМ и предполагаются известными.

На рис. 2, а для фиксированных значений $F_{(1)}$ сплошными линиями показано семейство естественных внешних характеристик (ВХ) ОИН, а пунктирными – семейство зависимостей от выпрямленного тока коэффициента гармоник входного тока $K_{г.т}$ ОИН при $\bar{K}_{г.ф} = 0,01$;

на рис. 2, *б* – семейство регулировочных характеристик ОИН при фиксированных значениях I_d^* . Все графики соответствуют значениям

$$\Psi_{f(1)} = -\frac{\pi}{4} \text{ и } R^* = 0,5.$$

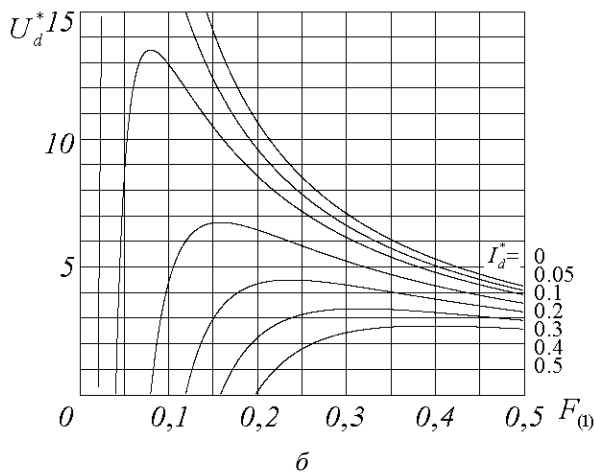
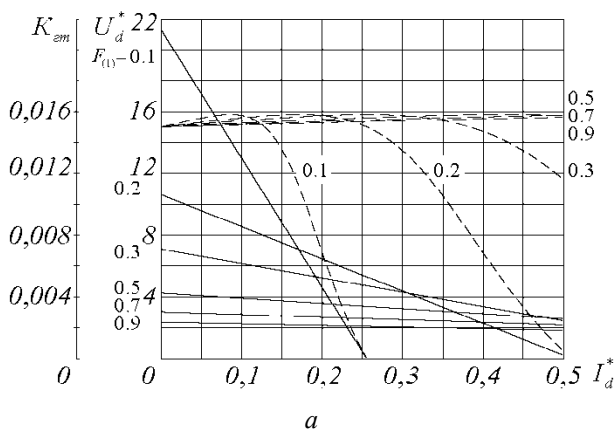


Рис. 2. Естественные характеристики ОИН:

a – внешние характеристики и коэффициент гармоник входного тока; *б* – регулировочные характеристики

В ОИН обеспечение $\cos \varphi_{(1)} = 1$ $\left(\text{возможное при } R_d^* \geq \frac{2}{3} \frac{1}{F_{(1)}^2} \right)$

наиболее просто достигается изменением глубины модуляции, соответствующим следующему закону изменения ДЗ КФ фазного напряжения:

$$F_{(1)} = \sqrt{-\frac{2}{3} \frac{1}{\sin 2\psi_{f(1)}} \frac{1}{R_d^*}}.$$

В этом случае выражение для СЗ выпрямленного напряжения принимает вид

$$U_d^* = -6 \sin 2\psi_{f(1)} \left(\frac{\cos \psi_{f(1)} - \frac{1}{R^*} \sin \psi_{f(1)}}{2 - (R^* + \frac{1}{R^*}) \sin 2\psi_{f(1)}} \right)^2 \frac{1}{I_d^*}.$$

При обеспечении $\cos \varphi_{(1)} = 1$ за счет изменения начальной фазы $\psi_{f(1)}$ первой гармоники КФ фазного напряжения $f_{(1)}$ ее значение должно удовлетворять условию

$$\sin 2\psi_{f(1)} = -\frac{2}{3F_{(1)}^2 R_d^*}.$$

При этом СЗ выпрямленных напряжения и тока определяются выражениями:

$$I_d^* = \frac{\cos \psi_{f(1)} - \frac{1}{R^*} \sin \psi_{f(1)}}{F_{(1)} R_d^* + \frac{1}{3F_{(1)}} \left(R^* + \frac{1}{R^*} \right)}, \quad U_d^* = I_d^* R_d^*.$$

Внешние характеристики ОИН в случае стабилизации $\cos \varphi_{(1)} = 1$ для $R^* = 0,5$ показаны на рис. 3, *a* и *б* соответственно при изменении

$F_{(1)}$ и фиксированных значениях $\psi_{f(1)}$, и при изменении $\psi_{f(1)}$ (в диапазоне $]-\pi/4; 0[$) и фиксированных значениях $F_{(1)}$.

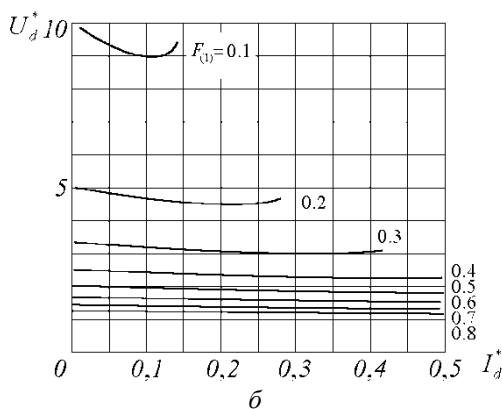
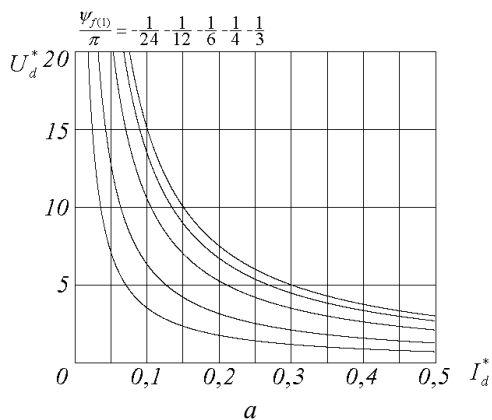


Рис. 3. Внешние характеристики ОИН при стабилизации $\cos \varphi_{(1)} = 1$:

a – путем изменения глубины модуляции ($F_{(1)}$);

b – путем изменения $\psi_{f(1)}$

Обращенный инвертор тока

Исходная система уравнений для ОИТ (см. рис. 1, б) имеет вид

$$\begin{cases} L_a \frac{di_a}{dt} + u_{ca} = e_a, \\ i_a - C_a \frac{du_{ca}}{dt} - f_a i_d = 0, \\ L_d \frac{di_d}{dt} + R_d i_d - f_a u_{ca} - f_b u_{cb} - f_c u_{cc} = 0, \end{cases}$$

где u_{ca} , u_{cb} и u_{cc} – напряжения на соответствующих емкостях входного фильтра.

Из тех же предположений, считая $C_a = C_b = C_c = C$, после преобразований получаем выражение для СЗ выпрямленного напряжения ОИТ:

$$U_d^* = \frac{3F_{(1)a}}{1 - n_0^2} = \frac{3F_{(1)} \cos \psi_{f(1)}}{1 - n_0^2},$$

где $n_0 = \frac{\omega}{\omega_0}$, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

Коэффициент гармоник входного тока фазы находим по (2), где

$$I_{(1)}^* = \frac{\sqrt{\left(n_0^2 + F_{(1)p} I_d^*\right)^2 + \left(F_{(1)a} I_d^*\right)^2}}{|1 - n_0^2|}, \quad I_{(в.г)}^* = K_{г.ф}^{(2)} F_{(1)} \frac{1}{n_0^2} I_d^*, \quad \bar{K}_{г.ф}^{(2)} \text{ соот-}$$

ветствует (3).

С учетом того, что в рабочем диапазоне регулирования $\psi_{f(1)}$ требуются значения $n_0 < 1$, окончательно имеем:

$$K_{г.т} = \left(\frac{1}{n_0^2} - 1 \right) \frac{\bar{K}_{г.ф}^{(2)} F_{(1)} I_d^*}{\sqrt{\left(n_0^2 + F_{(1)p} I_d^*\right)^2 + \left(F_{(1)a} I_d^*\right)^2}} =$$

$$= \left(\frac{1}{n_0^2} - 1 \right) \frac{\bar{K}_{\Gamma.\Phi}^{(2)} F_{(1)} I_d^*}{\sqrt{n_0^4 + 2n_0^2 F_{(1)} \sin \psi_{f(1)} I_d^* + (F_{(1)} I_d^*)^2}}.$$

На рис. 4, *a* и *б* соответственно показаны семейство регулировочных характеристик ОИТ при фиксированных значениях n_0 и семейство зависимостей от выпрямленного тока коэффициента гармоник входного тока $K_{\Gamma.\Gamma}$ ОИТ при $\bar{K}_{\Gamma.\Phi}^{(2)} = 0,001$, $n_0 = 0,3$ и фиксированных значениях $F_{(1)}$. Все графики соответствуют значению $\psi_{f(1)} = -\frac{\pi}{4}$.

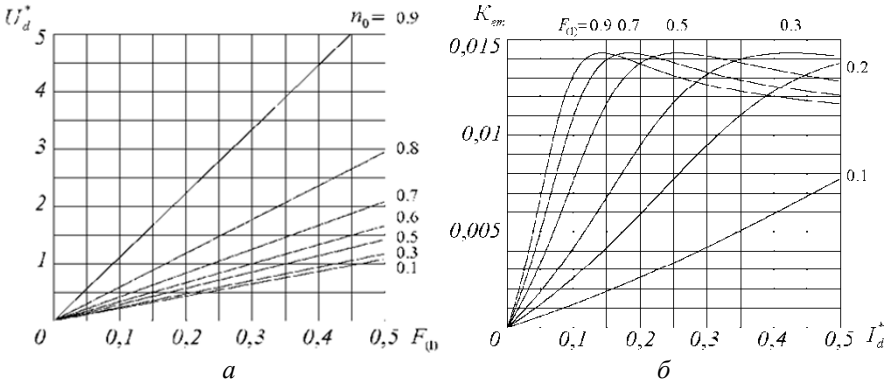


Рис. 4. Естественные характеристики ОИТ:

a – регулировочные характеристики; *б* – коэффициент гармоник входного тока

В ОИТ обеспечение $\cos \varphi_{(1)} = 1$ $\left(\text{возможное при } I_d^* \geq \frac{n_0^2}{F_{(1)}} \right)$ может быть достигнуто также или изменением ДЗ первой гармоники КФ фазного напряжения по закону

$$F_{(1)} = -\frac{n_0^2}{I_d^* \sin \psi_{f(1)}},$$

когда ВХ описывается выражением

$$U_d^* = -\frac{3n_0^2}{1-n_0^2} \frac{\operatorname{ctg} \psi_{f(1)}}{I_d^*}, \quad (4)$$

или изменением начальной фазы $\psi_{f(1)}$ первой гармоники КФ фазного напряжения $f_{(1)}$ по закону

$$\sin \psi_{f(1)} = -\frac{n_0^2}{F_{(1)} I_d^*},$$

когда ВХ описывается выражением

$$U_d^* = 3 \frac{\sqrt{F_{(1)}^2 - \left(\frac{n_0^2}{I_d^*}\right)^2}}{1-n_0^2}. \quad (5)$$

На рис. 5, *a* и *б* представлены семейства ВХ ОИТ при стабилизации $\cos \varphi_{(1)} = 1$, полученные соответственно по (4) и по (5) для $n_0 = 0,1$.

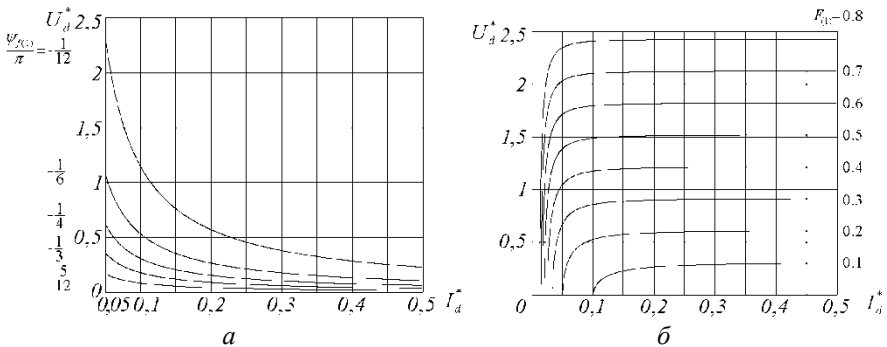


Рис. 5. Внешние характеристики ОИТ при стабилизации $\cos \varphi_{(1)} = 1$:

a – путем изменения $F_{(1)}$; *б* – путем изменения $\psi_{f(1)}$

Адекватность базовых математических моделей проверена компьютерным моделированием.

Проведенный анализ позволяет выбрать одну из двух рассмотренных схем в зависимости от качества энергии на входе. Таким же образом определяется и качество выходного (выпрямленного) напряжения.

Библиографический список

1. *Зиновьев Г.С., Лопаткин Н.Н.* Энергосберегающие выпрямители трехфазного тока на базе обращенных автономных инверторов // Вестник УГТУ-УПИ, № 5 (25), 2003, ч. 2.
2. *Зиновьев Г.С.* Прямые методы расчета энергетических показателей вентиляционных преобразователей. – Новосибирск: Изд-во НГУ, 1990. – 220 с.

7. ЗАДАНИЯ ДЛЯ ПРАКТИЧЕСКИХ ЗАНЯТИЙ И ДЛЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ МАГИСТРАНТОВ

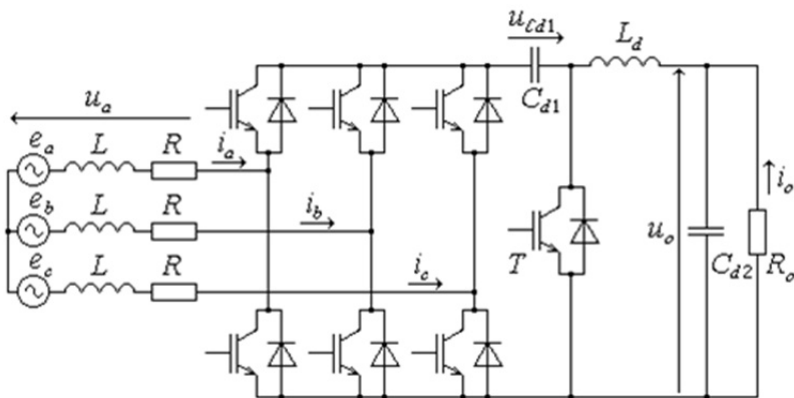
1. Исследовать повышающе-понижающий выпрямитель на базе обращенного инвертора напряжения и схемы Кука.

1.1. Построить математическую модель в программе PSIM.

1.2. Снять внешние характеристики.

1.3. Снять регулировочные характеристики.

1.4. Определить входной коэффициент мощности и коэффициент гармоник входного тока.



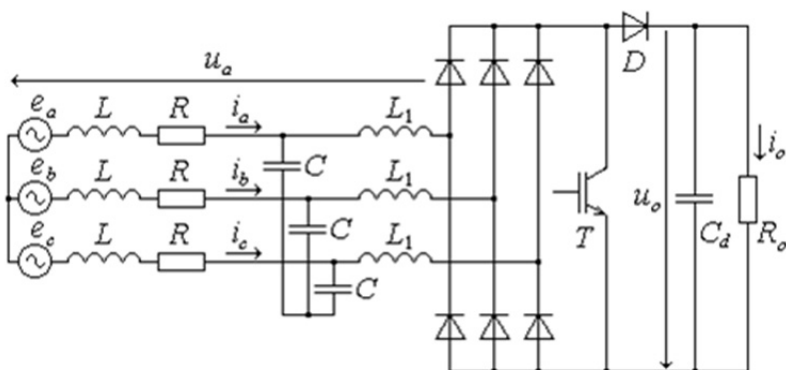
2. Исследовать маловентильный повышающий выпрямитель.

2.1. Построить математическую модель в программе PSIM.

2.2. Снять внешние характеристики.

2.3. Снять регулировочные характеристики.

2.4. Определить входной коэффициент мощности и коэффициент гармоник входного тока.



2.5. Методом АДУ получить формулы для расчета параметров входного фильтра.

3. Исследовать повышающе-понижающий выпрямитель на базе повышающего выпрямителя и схемы Кука.

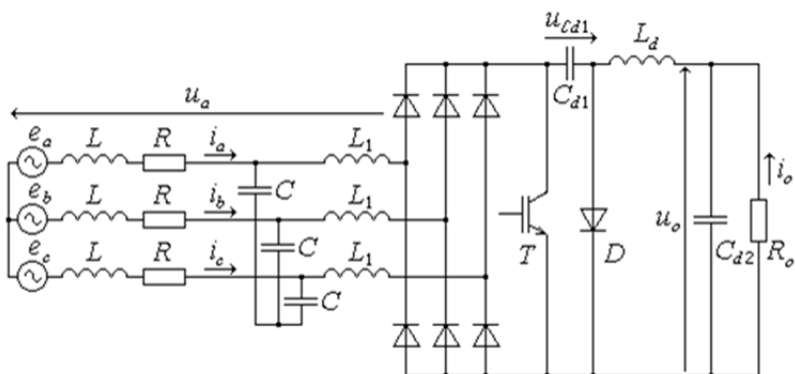
3.1. Построить математическую модель в программе PSIM.

3.2. Снять внешние характеристики.

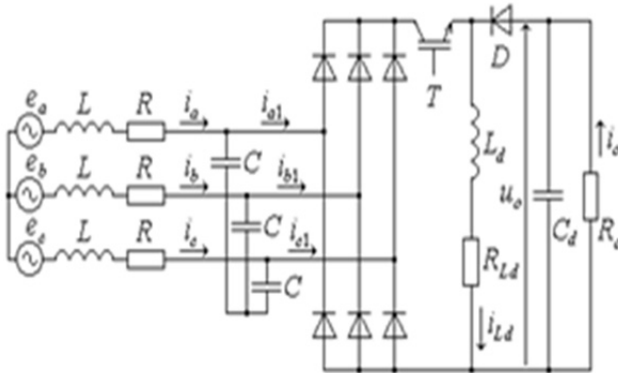
3.3. Снять регулировочные характеристики.

3.4. Определить входной коэффициент мощности и коэффициент гармоник входного тока.

3.5. Методом АДУ получить формулы для расчета параметров входного фильтра.



4.3. Снять регулировочные характеристики.



4.5. Методом АДУ получить формулы для расчета параметров входного фильтра.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В учебно-методическом пособии рассмотрены пять схем транзисторных, управляемых в полном диапазоне регулирования напряжения трехфазных выпрямителей с улучшенным входным коэффициентом сдвига и практически с синусоидальным входным током. Две другие схемы выпрямителей приведены в разделе «Задания для практических занятий». Рассмотренные схемы выпрямителей ориентированы прежде всего для систем частотного регулирования скорости асинхронных двигателей. Обычно в таких системах входной выпрямитель выполняется нерегулируемым, а регулирование выходного напряжения инвертора обеспечивается его ШИМ-регулированием. Входной ток трехфазного выпрямителя находится в фазе с входным напряжением, но содержит низкочастотные гармоники (пятую, седьмую и т. д.), неблагоприятно воздействующие на питающую сеть. Для устранения этого требуется дополнительное применение входных LC -фильтров.

В исследованных выпрямителях входные токи практически синусоидальные, а их способность регулировать выпрямленное напряжение позволяет перейти к амплитудному регулированию (АИМ) выходного напряжения инвертора, что улучшает качество выходного тока инвертора и уменьшает коммутационные потери в нем. Кроме того, все рассмотренные выпрямители имеют коэффициент преобразования по напряжению более единицы, что позволяет сохранять выходное напряжение инвертора (второго преобразователя) на номинальном уровне при сниженном напряжении сети. Номинальная мощность привода будет сохранена. К тому же, ряд рассмотренных структур активных выпрямителей имеет возможность рекуперации энергии торможения выходного двигателя в питающую сеть, что дополнительно повышает КПД системы электропривода. В целом эта проблема требует расширения исследования, начатого на кафедре ЭЭ НГТУ в бакалаврской диссертации Околович А.С., 2019 г.

Оглавление

Введение	3
1. Исследование схемы трехфазного регулируемого выпрямителя напряжения на основе обращенного инвертора напряжения и понижающего <i>DC-DC</i> -преобразователя	9
2. Исследование работы активного выпрямителя тока	20
3. Исследование выпрямителя на базе обращенного инвертора тока и понижающе-повышающего преобразователя Кука	30
4. Исследование трехфазного управляемого выпрямителя понижающего типа	35
5. Маловентильный выпрямитель трехфазного тока на основе инновационного понижающе-повышающего преобразователя типа Кука	47
6. Энергетический анализ выпрямителей трехфазного тока на базе обращенных автономных инверторов	54
7. Задания для практических занятий и для самостоятельной работы магистрантов	65
Заключение	68

**Г.С. Зиновьев, И.А. Александров, С.В. Заводина, Д.В. Кочнев,
Д.А. Курочкин, Н.Н. Лопаткин, Н.В. Севастьянов**

**ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ УСТРОЙСТВ
СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ
ТРЕХФАЗНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ С УЛУЧШЕННОЙ ЭМС**

Учебно-методическое пособие

Редактор *И.Л. Кескевич*
Выпускающий редактор *И.П. Брованова*
Дизайн обложки *А.В. Ладыжская*
Компьютерная верстка *С.И. Ткачева*

Налоговая льгота – Общероссийский классификатор продукции
Издание соответствует коду 95 3000 ОК 005-93 (ОКП)

Подписано в печать 05.12.2019. Формат 60 × 84 1/16. Бумага офсетная. Тираж 50 экз.
Уч.-изд. л. 4,18. Печ. л. 4,5. Изд. № 256. Заказ № 92. Цена договорная

Отпечатано в типографии
Новосибирского государственного технического университета
630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20