

УДК 62-83:621.314:621.382

doi:10.15217/issn1684-8853.2018.2.49

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ В СКОЛЬЗЯЩЕМ РЕЖИМЕ АКТИВНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ТОКА

А. А. Ефимов^а, доктор техн. наук, профессор, efa33@aanet.ru

^аСанкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения,
Б. Морская ул., 67, Санкт-Петербург, 190000, РФ

Постановка проблемы: традиционные алгоритмы широтно-импульсной модуляции и прогнозирующего релейно-векторного управления активными преобразователями тока не в полной мере отвечают требованиям практического применения. Так, например, при использовании в векторных системах регулирования первые алгоритмы характеризуются существенной колебательностью сетевых и выходного токов, а вторые излишне сложны. Совместить простоту реализации системы автоматического управления с обеспечением ее робастности и устойчивости позволяет принцип разрывного управления в скользящем режиме. **Цель:** разработка единого алгоритма разрывного управления в скользящем режиме фазовым сдвигом сетевых токов относительно сетевых напряжений, сетевыми и выходными токами трехфазного активного преобразователя тока, работающего в режимах активного выпрямителя тока и сетевого инвертора тока, а также синтез его системы управления и моделирование динамических режимов работы этой системы. **Результаты:** на основании предложенного алгоритма управления для трехфазного мостового активного преобразователя тока разработана функциональная схема системы с разрывным управлением в скользящем режиме, благодаря которой унифицированы ее регуляторы и упрощена структура системы автоматического управления. В среде MatLab/Simulink создана моделирующая программа, позволяющая анализировать динамические показатели функционирования синтезированной системы автоматического управления активного преобразователя тока, работающего в режимах активного выпрямителя и сетевого инвертора тока. Математическое моделирование показало, что разработанный алгоритм управления обеспечивает динамические показатели работы синтезированной системы автоматического управления, не уступающие традиционным алгоритмам, существенное уменьшение реактивных элементов активного преобразователя тока и значительное улучшение формы сетевых токов. Использование в активном преобразователе тока единого алгоритма разрывного управления в скользящем режиме вместо алгоритмов широтно-импульсной модуляции и прогнозирующего релейно-векторного управления упрощает структуру системы автоматического управления и обеспечивает ее робастность. **Практическая значимость:** разработанная процедура синтеза единого разрывного регулятора сетевых и выходного токов является простой, хорошо адаптированной для микропроцессорной реализации. Активный преобразователь тока может успешно применяться для модернизации традиционных тиристорных электроприводов постоянного тока в целях повышения их динамических показателей путем замены в них тиристорных выпрямителей с системами импульсно-фазового управления на активные преобразователи.

Ключевые слова — активный преобразователь тока, алгоритмы и системы управления, разрывное управление, скользящие режимы, математическое моделирование.

Цитирование: Ефимов А. А. Моделирование системы управления в скользящем режиме активным преобразователем тока // Информационно-управляющие системы. 2018. № 2. С. 49–59. doi:10.15217/issn1684-8853.2018.2.49

Citation: Efimov A. A. Simulation of Sliding Mode Control System for Active Current Converter. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2018, no. 2, pp. 49–59 (In Russian). doi:10.15217/issn1684-8853.2018.2.49

Введение

Наиболее перспективной возможностью обеспечения энергосбережения и повышения экономичности использования электрической энергии в полупроводниковых преобразователях систем генерирования электроэнергии и регулируемого электропривода как постоянного, так и переменного тока является применение в них схем активных преобразователей [1].

Изучению режимов работы, свойств, возможностей и применения активных преобразователей, а также построения замкнутых систем автоматического управления (САУ) в различных электромеханических системах уделялось и уделяется значительное внимание как у нас в стране, так и за рубежом. Однако наиболее широко представлены работы, в которых анализируются

принципы построения, математическое описание и системы управления активных преобразователей напряжения, а также электромеханических систем на их основе. Построение активных преобразователей тока (АПТ), работающих в режиме источника тока, — активных выпрямителей тока (АВТ), а также сетевых инверторов тока, изучение их свойств, математическое описание и синтез систем управления разработаны в меньшей степени [1–9]. И только в последние годы внимание к этим преобразователям существенно возросло [10–15]. Особенно актуальны за рубежом вопросы построения разрывных и прогнозирующих релейно-векторных (ПРВ) систем управления [16–20]. Традиционно в системах управления АПТ при регулировании сетевых и выходного токов (СВТ), а также фазы сетевых токов относительно сетевых напряжений используются алгоритмы широтно-

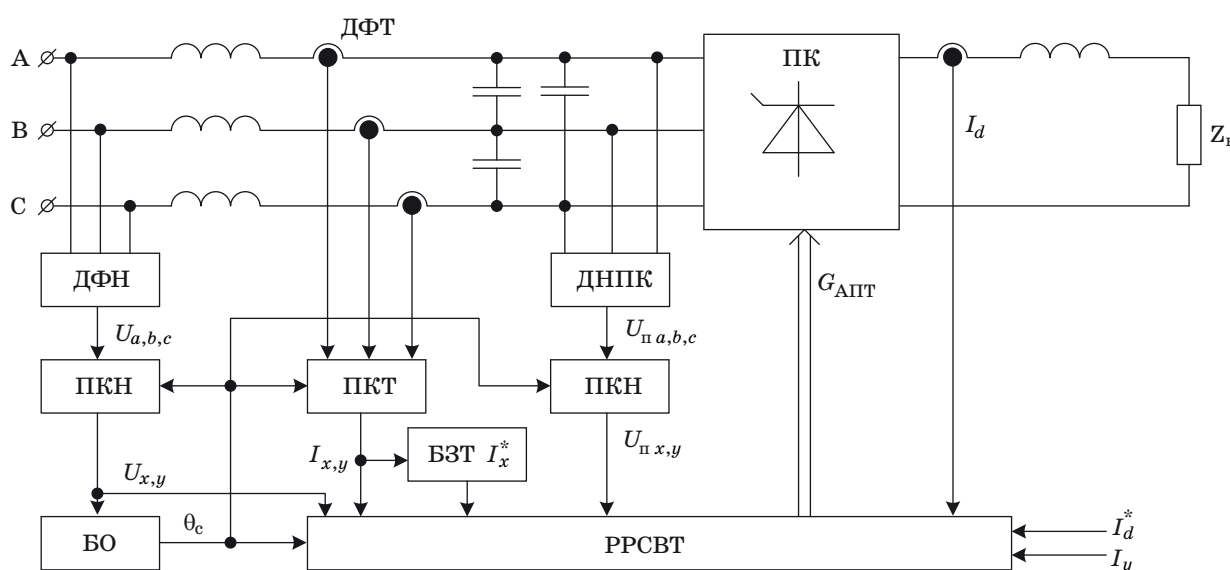
импульсной модуляции (ШИМ) и векторные САУ, основанные на координатном подходе. В данном случае характерна значительная колебательность переходных процессов, вызванная последовательным включением с полупроводниковым коммутатором АПТ сетевого LC-фильтра. Для демпфирования этих колебаний приходится вводить в САУ АПТ обратные связи по производным сетевых токов, что усложняет структуру системы [1–4, 7, 10]. Использование алгоритмов ПРВ-управления, хорошо адаптированного для микропроцессорной реализации, позволяет решить проблему устранения колебаний СВТ, но поиск оптимального управления требует расчета всех возможных состояний проводящих ключей АПТ, что усложняет реализацию этого алгоритма [6, 11, 12]. В теории автоматического управления известен принцип разрывного управления в скользящем режиме, характеризующийся простотой реализации и робастностью процессов. Этот принцип был реализован в алгоритме разрывного (релейного) регулирования сетевых токов, а для регулирования выходного тока использовался ПИ-регулятор [8, 9, 15]. Для унификации регуляторов и упрощения САУ целесообразно создать единый разрывной регулятор, работающий в скользящем режиме.

Целью данного исследования является разработка единого алгоритма разрывного управления в скользящем режиме фазовым сдвигом сетевых токов относительно сетевых напряжений, СВТ трехфазного АПТ, работающего в режимах АВТ и сетевого инвертора тока, а также синтез САУ АПТ и моделирование динамических режимов работы этой системы.

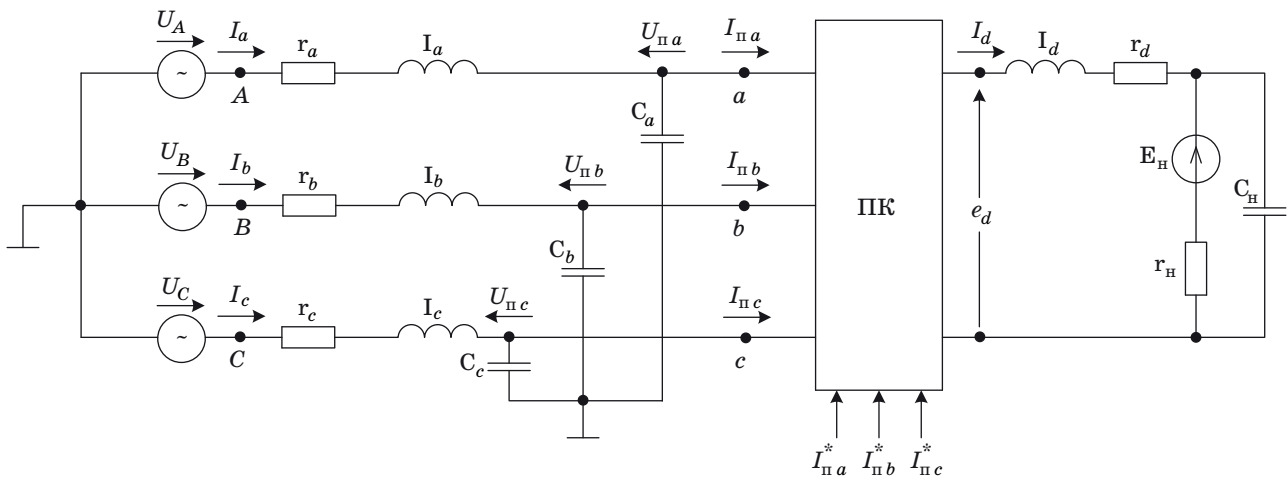
Функциональная схема САУ трехфазного мостового АПТ

Функциональная схема САУ трехфазного мостового АПТ, реализующая алгоритм единого разрывного регулятора сетевых и выходного токов (РРСВТ), работающего в скользящем режиме, представлена на рис. 1.

В силовой схеме АПТ блок полупроводникового коммутатора *ПК* представляет собой трехфазную мостовую схему, реализованную на полностью управляемых ключах с односторонней токовой проводимостью. Каждый ключ реализован либо на GTO-тиристорах, либо на IGBT-транзисторах с последовательно включенным диодом. Для реализации анализируемого алгоритма работы в состав САУ АПТ входят следующие датчики и блоки. Сетевое напряжение и напряжение на входе *ПК* измеряются датчиками фазных напряжений *ДФН* и датчиками напряжений полупроводникового коммутатора *ДНПК*, а фазные токи — датчиками фазных токов *ДФТ*. Измеренные переменные с помощью двух преобразователей координат напряжений *ПКН* и преобразователя координат тока *ПКТ* преобразуются в двухфазную синхронно вращающуюся с результирующим вектором питающего напряжения координатную систему (x, y) . Блок ориентации *БО* вычисляет угол поворота синхронно вращающейся координатной системы θ_c относительно оси фазы А. Задание на активную составляющую задающего вектора сетевого тока I_x^* формируется по текущему состоянию, т. е. сетевой ток стабилизируется на уровне, который обеспечивает заданный выпрямленный ток, который пропорционален I_x . Для получения



■ **Рис. 1.** Функциональная схема САУ АПТ с единым РРСВТ, работающим в скользящем режиме
 ■ **Fig. 1.** Functional diagram of ACS ACS with united discontinuous regulator of network and output currents (DRNOC), working in sliding mode



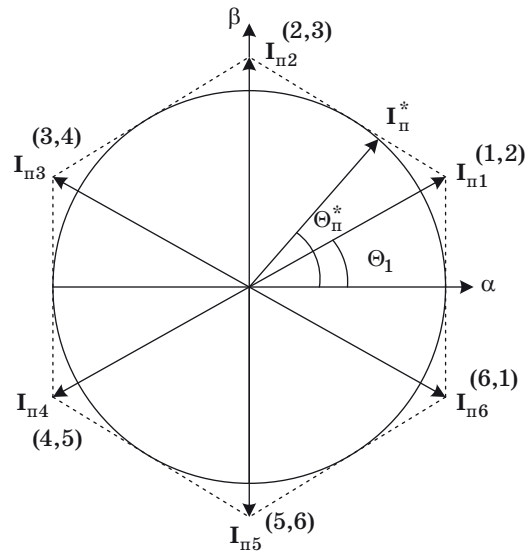
■ **Рис. 2.** Схема замещения АПТ в режиме АВТ
 ■ **Fig. 2.** The substitution scheme of ACC in the mode of ACR

его в САУ включен блок задания тока БЗТ I_x^* , в котором реализовано усреднение текущего значения тока I_x фильтром первого порядка с постоянной времени T_x .

Силовой схеме АПТ соответствует его схема замещения (рис. 2) [1–4]. Помимо ПК, в состав АПТ входит трехфазный сетевой фильтр с параметрами $r_i, l_i, C_i, i = a, b, c$, емкости которого преобразованы в эквивалентную звезду, а также индуктивный фильтр выпрямленного тока l_d, r_d . Нагрузка представлена активным сопротивлением r_H и противо-ЭДС E_H , с емкостью C_H . Питается АПТ от трехфазной симметричной сети напряжением 220/380 В, частота которого равна 50 Гц. Условно-положительные направления токов силовой схемы АПТ соответствуют режиму работы схемы в качестве АВТ и отражают процесс преобразования энергии сети переменного тока в энергию постоянного тока. В трехфазной мостовой схеме АПТ существует всего девять состояний, когда ток проводят только два ключа (один в анодной, другой в катодной группе).

Нумерация ключей стандартная (1, 3, 5 — в катодной и 4, 6, 2 — в анодной группе). В зависимости от комбинации замкнутых ключей существует шесть ненулевых результирующих векторов тока неизменной амплитуды, равной $I = \frac{2}{\sqrt{3}} i_d$, с фазовыми углами Θ_i , принимающими в неподвижной системе координат (α, β) дискретные значения: $\Theta_i = (2i - 1) \frac{\pi}{6}$, где $i = 1...6$ — номер сектора (рис. 3) [1–3].

Кроме того, в трехфазном АПТ существует три нулевых результирующих вектора сетевого тока, характеризующих одновременную проводимость ключей в одном из плеч ПК и соответствующих



■ **Рис. 3.** Вектор задания (задающий вектор) I_π^* и результирующие векторы $I_{\pi(i)}$ АПТ
 ■ **Fig. 3.** The vector of the task (the setting vector) I_π^* and the space vectors $I_{\pi(i)}$ ACC

началу координат. Отсчет секторов начинается от вещественной оси α . Их номера совпадают с индексом (номером) результирующего вектора тока, расположенного в конце соответствующего сектора. Номера проводящих ключей у результирующих векторов указаны в круглых скобках.

Алгоритм разрывного управления в скользящем режиме

В алгоритме векторной ШИМ АПТ [2, 3] среднее за период ШИМ значение вектора тока на входе ПК, равное модулю вектора задания I_π^* , полу-

чается за счет использования двух ненулевых и одного нулевого результирующих векторов, наиболее близких к требуемому среднему значению тока. В алгоритмах разрывного и прогнозирующего релейно-векторного управления [5–9] на интервале дискретизации Δt , который называется также интервалом управления, реализуется только одно значение результирующего вектора. При разрывном управлении выбор его заранее определен алгоритмом, а при ПРВ-управлении требуется поиск оптимального. Выбор необходимого для реализации результирующего вектора в каждом из алгоритмов осуществляется по-разному, на основании своих правил [2, 3, 6, 8, 9, 11–13].

Отличие предложенного в данной работе алгоритма управления по сравнению с алгоритмом, представленным в работах [8, 9], заключается в организации регулирования в координатной системе (x, y) , вращающейся синхронно и синфазно с результирующим вектором сетевого фазного напряжения, что позволило реализовать единый РРСВТ, исключив пропорционально-интегральный регулятор выходного тока АПТ. При этом идея метода разрывного управления [5, 8, 9] сохраняется, но скользящий режим создается по границе поверхности разрыва, заданной уравнениями $S_x = 0, S_y = 0$. Функции $S_j, j = x, y$ зависят от порядка системы и, в частности для LC-фильтра, имеющего второй порядок, определяются как линейная комбинация ошибки управления и ее производной. При возникновении скользящего режима координаты ошибки и ее производной стремятся к нулю с постоянной времени τ , величина которой выбирается при синтезе регулятора.

При этом основная задача синтезируемого разрывного РРСВТ заключается в установлении такой последовательности переключения силовых ключей ПК, при которой потребляемые из сети токи были бы близки к синусоидальным, регулировалась фаза сетевых токов относительно сетевых напряжений, а выходной ток стабилизировался на заданном уровне. Поверхность скольжения при этом определяется следующими выражениями функций переключения, которые следуют из дифференциальных уравнений, описывающих процессы во входной цепи АПТ в синхронно вращающейся координатной системе (x, y) [1–3]:

$$\begin{cases} S(e_x, e_{\Theta_x}, t) = K_d(I_d^* - I_d) + K_i(I_x^* - I_x) + \\ + \tau_x \left(-\omega_c I_y^* - \frac{U_x - r_\Phi I_x - U_{\Pi x}}{l_\Phi} \right) = 0; \\ S(e_y, e_{\Theta_y}, t) = (I_y^* - I_y) + \\ + \tau_y \left(\omega_c I_x^* - \frac{U_y - r_\Phi I_y - U_{\Pi y}}{l_\Phi} \right) = 0, \end{cases} \quad (1)$$

где обозначенные заглавными буквами напряжения и токи — постоянные проекции результирующих векторов этих переменных на оси координатной системы (x, y) ; K_i и K_d — коэффициенты, определяющие степень предпочтения в регулировании сетевых или выходного токов; $r_\Phi = r_i, l_\Phi = l_i$; $I_x^* = \text{Re}(\mathbf{I}_\Pi^*), I_y^* = \text{Im}(\mathbf{I}_\Pi^*)$; ω_c — циклическая частота питающей сети; τ_x, τ_y — параметры, зависящие от постоянной времени желаемой реакции входных токов и определяющие скорость затухания переходного процесса в скользящем режиме, выбранные равными $\tau_x = \tau_y = \tau = 0,00003$ с. Эти параметры рассчитывались по соотношениям

$$\tau_x = l_\Phi \tau_\alpha; \quad \tau_y = l_\Phi \tau_\beta,$$

где τ_α и τ_β — аналогичные коэффициенты, определяющие скорость затухания переходного процесса скользящего режима в алгоритме релейного векторного управления АПТ, реализованного в неподвижной координатной системе (α, β) [8, 9]. Это обеспечивало сопоставимое быстродействие разрабатываемого алгоритма и алгоритма, представленного в работах [8, 9].

Для определения порядка включения силовых ключей используется следующее правило, аналогичное представленному в [8, 9]:

- если $S_x > 0$, то надо включить такие ключи, чтобы i_x увеличивался;
- если $S_x < 0$, то надо включить такие ключи, чтобы i_x уменьшался;
- если $S_y > 0$, надо включить такие ключи, чтобы i_y увеличивался;
- если $S_y < 0$, то надо включить такие ключи, чтобы i_y уменьшался.

Данный набор правил, который образует алгоритм функционирования единого РРСВТ, можно представить таблицей, где указаны номера ре-

- Выбор результирующего вектора по номеру сектора и знаку S_x и S_y
- The choice of the space vector by sector numbers and sign S_x and S_y

№ сектора	S_x	S_y	Вектор/ключи	№ сектора	S_x	S_y	Вектор/ключи
1	< 0	< 0	4/4, 5	4	< 0	< 0	1/1, 2
	< 0	> 0	3/3, 4		< 0	> 0	6/6, 1
	> 0	< 0	6/6, 1		> 0	< 0	3/3, 4
	> 0	> 0	1/1, 2		> 0	> 0	4/4, 5
2	< 0	< 0	5/5, 6	5	< 0	< 0	2/2, 3
	< 0	> 0	4/4, 5		< 0	> 0	1/1, 2
	> 0	< 0	1/1, 2		> 0	< 0	4/4, 5
	> 0	> 0	2/2, 3		> 0	> 0	5/5, 6
3	< 0	< 0	6/6, 1	6	< 0	< 0	3/3, 4
	< 0	> 0	5/5, 6		< 0	> 0	2/2, 3
	> 0	< 0	2/2, 3		> 0	< 0	5/5, 6
	> 0	> 0	3/3, 4		> 0	> 0	6/6, 1

зультирующих векторов и ключей АПТ, которые необходимо включать в зависимости от номера сектора, в котором находится задающий вектор сетевого тока, и значений функций S_x и S_y , рассчитанных на текущем интервале управления.

Моделирование САУ АПТ в среде MatLab/Simulink

Для рассмотренной выше функциональной схемы САУ АПТ и предложенного алгоритма управления была разработана соответствующая схема моделирования в среде MatLab/Simulink (рис. 4).

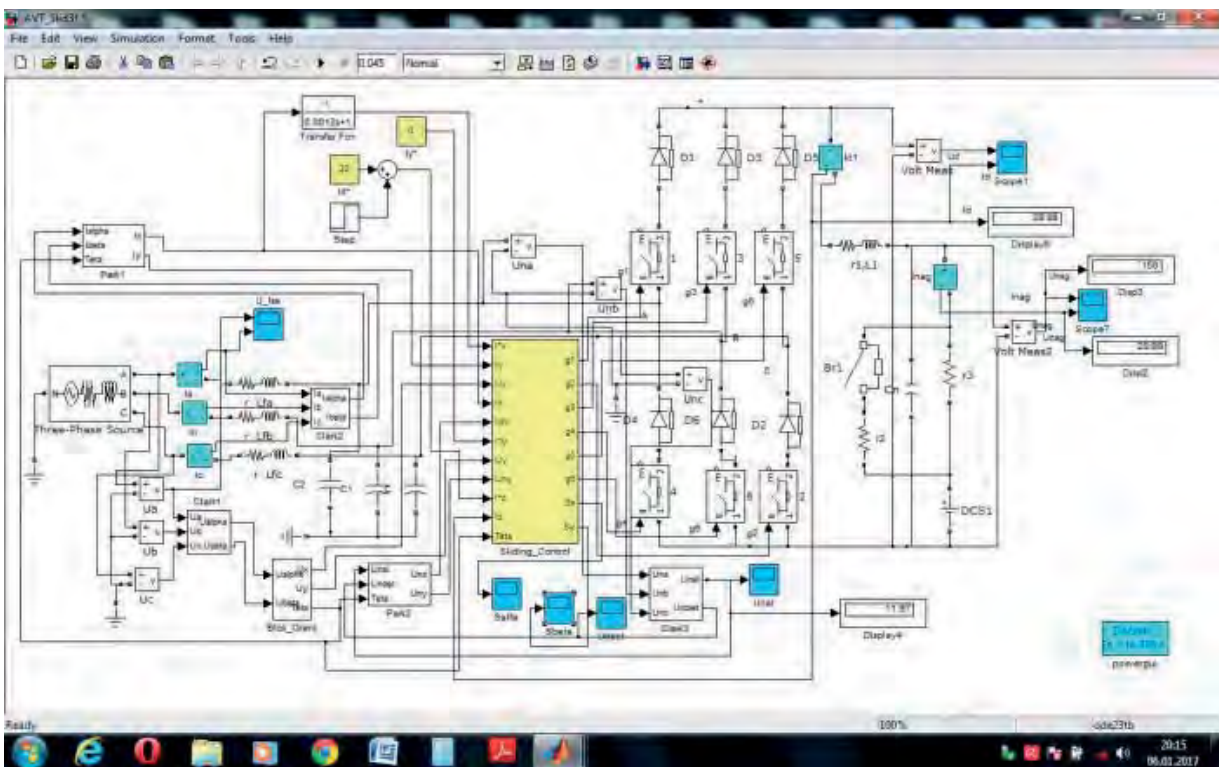
Моделирование осуществлялось при следующих параметрах: фазное напряжение $U_c = 220$ В, частота $f = 50$ Гц, параметры сетевого фильтра: $r_i = 0,057$ Ом, $l_i = 0,003$ Гн, $C_i = 14,1$ мкФ (звезда). Параметры выходного дросселя: $l_d = 0,037$ Гн, $r_d = 0,32$ Ом, $r_H = 10$ Ом, $C_H = 50$ мкФ, $E_H = 0$ В. Параметры силовой схемы были рассчитаны по традиционной методике, применяемой при реализации широтно-импульсного способа управления АПТ. Эти параметры были использованы в макетном образце АПТ и публикациях автора [8, 9]. В [8] представлено сопоставление показателей переходных процессов АВТ, полученных

в макете и при моделировании с использованием алгоритма ПРВ-управления, а в [9] — экспериментальных данных, полученных в макете при алгоритмах векторной ШИМ и ПРВ-управления.

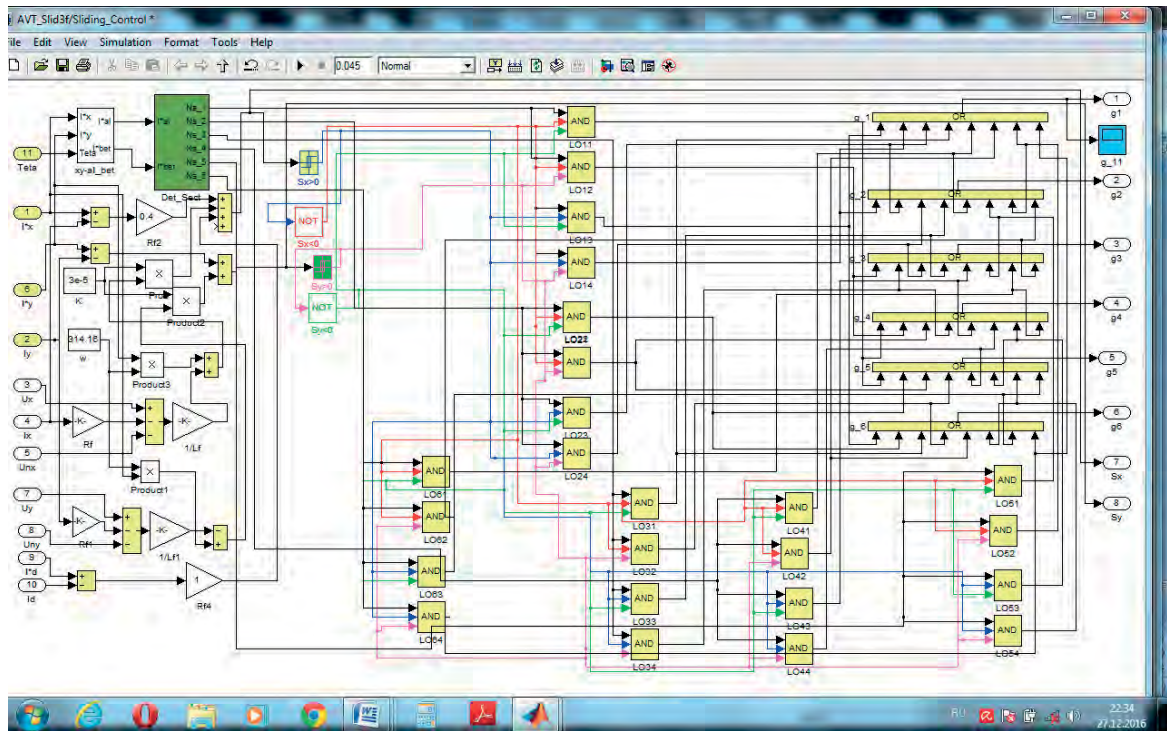
Моделировался режим уменьшения сопротивления нагрузки в два раза в момент времени $t = 0,015$ с и увеличения в момент времени $t = 0,03$ с задающего сигнала на величину выпрямленного тока I_d^* с 20 до 30 А. Задание на реактивную составляющую вектора сетевого тока установлено равным нулю, поэтому моделировался режим с единичным коэффициентом сдвига между сетевыми фазными напряжениями и токами в режиме выпрямителя. Постоянная времени $T_x = 0,0012$ с.

Разрывный регулятор сетевых и выходного токов, на схеме моделирования обозначенный как Sliding_Control, реализован в соответствии с выражениями (1) ($K_i = 0,4$ и $K_d = 1,0$) и алгоритмом переключения ключей АПТ, представленным в таблице. Схема реализации разработанного алгоритма приведена на рис. 5.

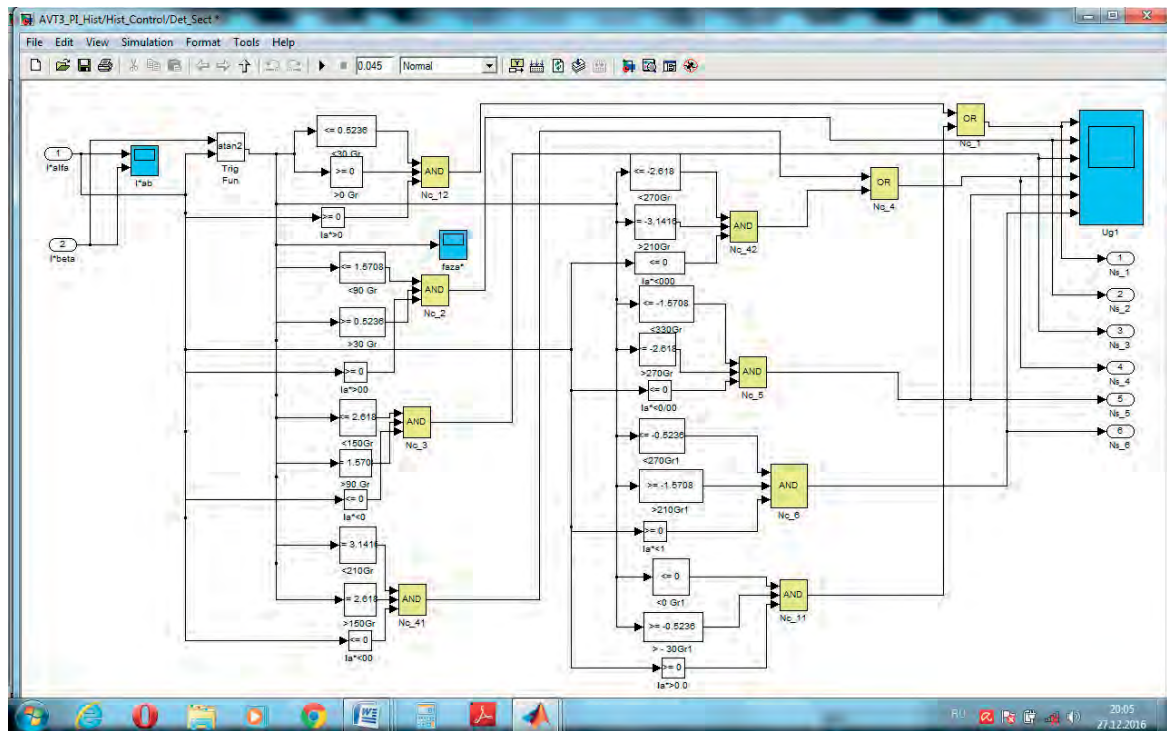
Для реализации этого алгоритма работы необходима информация о номере сектора, в котором находится вектор задания (задающий вектор) I_{Π}^* . Эта информация получается с помощью блока Det_Sect (см. рис. 5), схема реализации которого в схеме моделирования представлена на рис. 6.



■ **Рис. 4.** Схема моделирования САУ АПТ с ПРВТ в среде MatLab /Simulink
 ■ **Fig. 4.** Scheme of modeling ACC ACS with DRNOC in MatLab / Simulink environment



■ *Рис. 5.* Схема реализации алгоритма PPCBT АПТ (Sliding_Control)
 ■ *Fig. 5.* Scheme of the implementation of the DRNOC algorithm ACC (Sliding_Control)

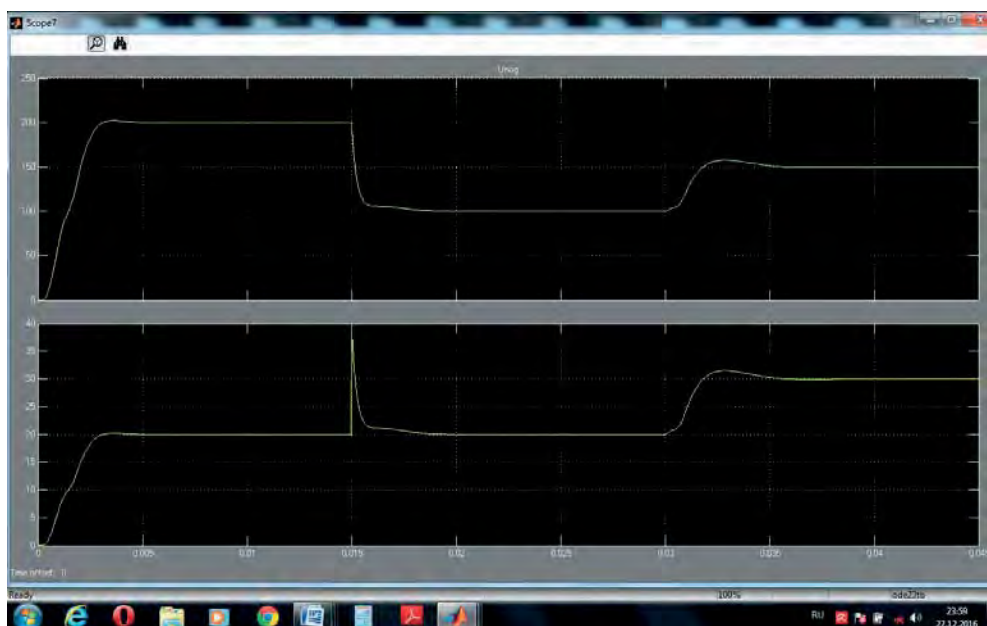


■ *Рис. 6.* Реализация в модели блока определения сектора, в котором находится вектор задания (задающий вектор) I_s^*
 ■ *Fig. 6.* The implementation in the model of the sector definition block, in which vector of the task (the setting vector) I_s^* to be

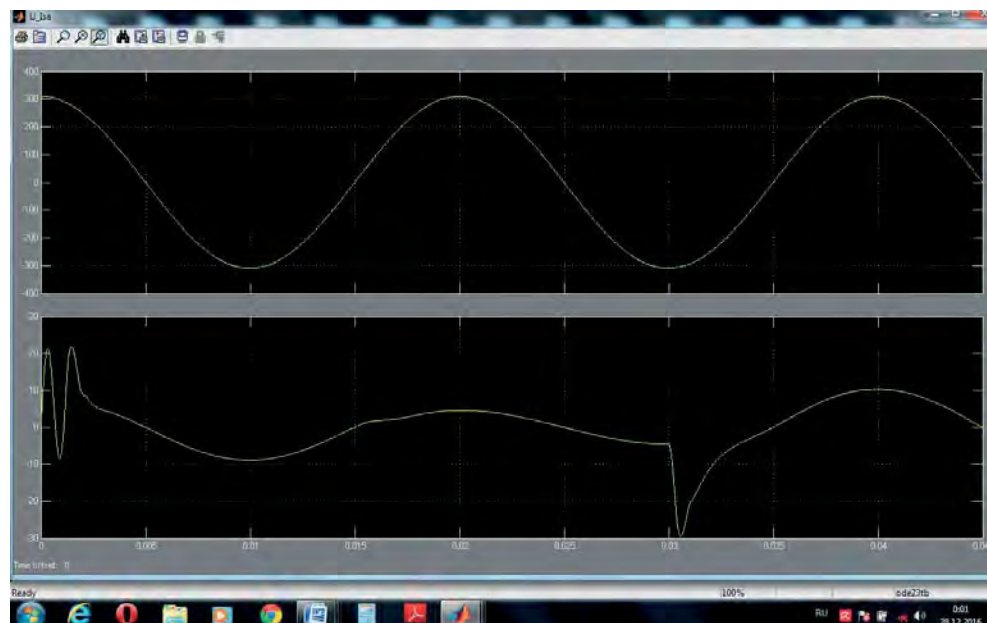
Определитель сектора Det_Sect определяет номер сектора в неподвижной системе координат, поэтому в блок Sliding_Control добавлен блок x, y_al_bet , реализующий преобразование активной и реактивной составляющих задающего вектора тока из синхронно вращающейся координатной системы (x, y) в неподвижную систему координат (α, β) . Выходные и сетевые напряже-

ния и токи АПТ в режиме АВТ при реализации анализируемых режимов работы представлены на рис. 7 и 8 соответственно.

Сравнение полученных результатов с аналогичными результатами из работ [8, 9] показывает, что длительность отработки задания на величину выпрямленного тока 3 мс совпадает. Коэффициент гармоник сетевого тока при ПРВ-



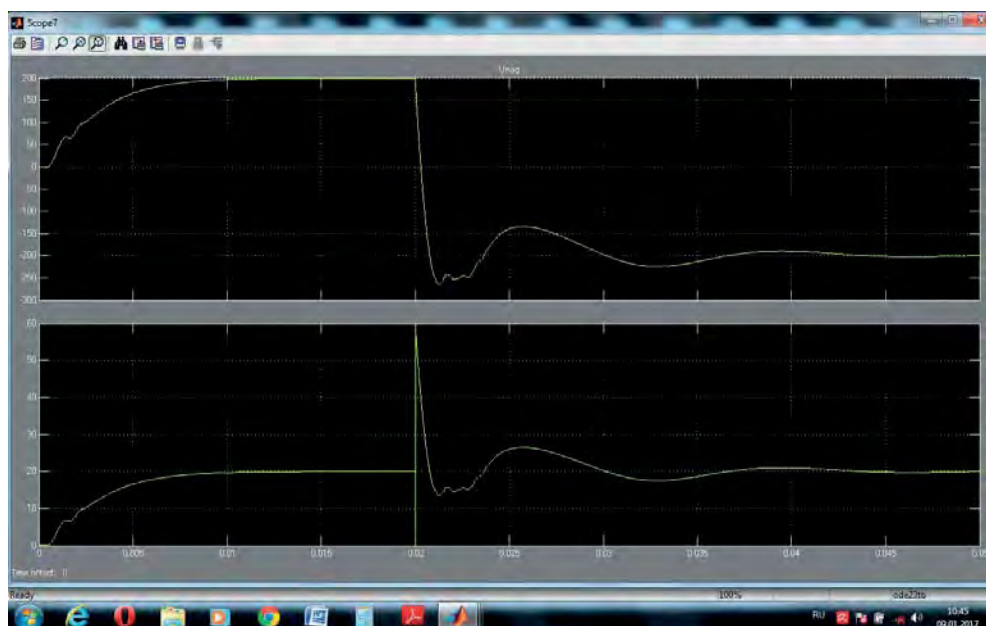
■ **Рис. 7.** Выходное напряжение и ток нагрузки в режиме АВТ
 ■ **Fig. 7.** Output voltage and load current in ACR mode



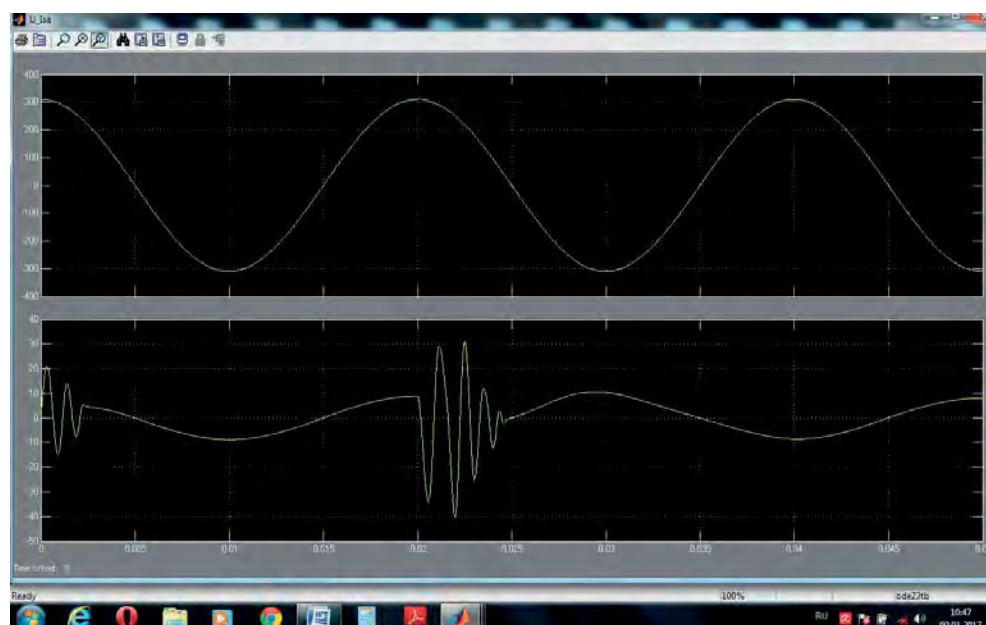
■ **Рис. 8.** Сетевое фазное напряжение и ток фазы А в режиме АВТ
 ■ **Fig. 8.** Mains phase voltage and phase A current in ACR mode

управлении, полученный ранее при моделировании, составил 10 %, экспериментально — 9 %, а при векторной ШИМ, экспериментально — 12 % при тактовой частоте 4 кГц. При анализируемом алгоритме в установившихся режимах сетевые токи синусоидальны, их коэффициент гармоник практически равен нулю. Они синфазны с напря-

жениями питания. Это свидетельствует о том, что индуктивности сетевых фильтров завышены и могут быть уменьшены. Однако их оптимизация не входила в круг решаемых задач, как и анализ энергетических показателей работы АПТ, что является направлением дальнейших исследований. Путем изменения в алгоритме управления (1) ко-



■ *Рис. 9.* Выходное напряжение и ток нагрузки при переводе АПТ из выпрямительного в инверторный режим работы
 ■ *Fig. 9.* Output voltage and load current when ACC switch from rectifier to inverter operation



■ *Рис. 10.* Сетевые фазное напряжение и ток фазы А при переводе АПТ из выпрямительного в инверторный режим работы
 ■ *Fig. 10.* Mains phase voltage and phase A current during the transition of ACC from rectifier to inverter operation

эффицентом K_i и K_d возможно влиять на показатели качества регулирования СВТ нагрузки. Изменением задания на реактивную составляющую вектора сетевых токов можно регулировать коэффициент сдвига сетевых токов относительно питающих напряжений.

Разработанная САУ позволяет также анализировать работу схемы АПТ в режиме сетевого инвертора тока. Однако в схеме АПТ перевод из выпрямительного в инверторный режим более сложен, в отличие от схемы активного преобразователя напряжения (АПН). Благодаря двухсторонней токовой проводимости каждого силового ключа при изменении направления тока нагрузки при постоянной полярности выходного напряжения схема АПН переходит в инверторный режим автоматически, без изменения алгоритма управления.

В схеме АПТ для перевода из выпрямительного в инверторный режим требуется, во-первых, изменение знака и величины противо-ЭДС в цепи нагрузки при сохранении направления выходного тока и, во-вторых, изменение алгоритма управления. В разработанной САУ это изменение алгоритма управления реализуется путем скачкообразного изменения на 180° фазы задающего вектора тока I_{Γ}^* в блоке $xy - al_bet$. При этом в установившемся режиме работы сетевые токи будут также гармоническими, находящимися в противофазе с сетевыми напряжениями. Процессы в выходной и входной цепях АПТ при переводе его в момент времени $t = 0,02$ с из выпрямительного в инверторный режим работы представлены на рис. 9 и 10. Параметры силовой схемы сохранены неизменными, противо-ЭДС нагрузки $E_H = 400$ В, $\tau_x = \tau_y = \tau = 0,00005$ с, $K_i = 1,0$, $K_d = 0,4$, что несколько увеличивает длительность переходных процессов по сравнению с представленными на рис. 7 и 8. Эти значения τ , K_i и K_d для инверторного режима работы являются наиболее предпочтительными. Длительность переходных процессов в выходной цепи АПТ определяется ее параметрами и составляет 15 мс.

Во входной цепи длительность перевода из выпрямительного в инверторный режим работы чуть меньше 5 мс. В установившемся режиме работы фазные сетевые токи находятся в противофазе с фазными сетевыми напряжениями.

Заключение

Полученные результаты моделирования свидетельствуют об отличных динамических показателях работы единого разрывного алгоритма управления и разработанной САУ АПТ, реализующей скользящий режим.

Возможности разрывного управления АПТ в режимах высокочастотных переключений перспективны в плане уменьшения его реактивных элементов, что создает предпосылки его применения как в системах электропривода, так и, особенно, в системах генерирования электроэнергии автономных объектов, требующих наиболее существенного снижения их массо-габаритных показателей.

Реализация предложенного алгоритма управления гораздо проще, чем алгоритма ПРВ-управления, так как отпадает необходимость поиска оптимального (одного из девяти) состояний проводящих ключей АПТ, что позволяет упростить создание его микропроцессорной системы регулирования.

Активный преобразователь может успешно применяться для модернизации традиционных тиристорных электроприводов постоянного тока в плане замены в них тиристорных выпрямителей с системами импульсно-фазового управления на активные преобразователи в целях повышения их динамических и энергетических показателей.

Полученные в работе результаты при условии проведения дополнительных исследований энергетических показателей работы и сравнения их с экспериментальными испытаниями рассмотренной САУ АПТ в дальнейшем предполагается применить при разработке авиационных систем генерирования электроэнергии.

Литература

1. Ефимов А. А., Шрейнер Р. Т. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока. — Новоуральск: Изд-во НГТИ, 2001. — 250 с.
2. Шрейнер Р. Т., Ефимов А. А., Калыгин А. И. Математическое описание и алгоритмы ШИМ активных выпрямителей тока // Электротехника. 2000. № 10. С. 42–49.
3. Shreiner R. T., Efimov A. A., Kalygin A. I. Active Current Converter Mathematical Model // Proc. of 9th Intern. Conf. and Exhibition on Power Electron-

- ics and Motion Control (EPE PESC-2000), Kosice, Slovakia, September 5–7, 2000. Vol. 2. P. 2-188–2-193.
4. Doval-Gandoy J., Castro C., Penalver C. M. Dynamic and Steady — State Analysis of a Three Phase Buck Rectifier // Proc. of 9th Intern. Conf. and Exhibition on Power Electronics and Motion Control (EPE PESC-2000), Kosice, Slovakia, September 5–7, 2000. Vol. 2. P. 2-134–2-137.
5. Pires V. E., Fernando Silva J. Sliding Mode Current Controller for Three — Phase Single — State AC/DC Buck — Boost Converters // Proc. of 9th Intern. Conf. and Exhibition on Power Electronics and Motion Con-

- trol (EPE PEMS-2000), Kosice, Slovakia, September 5–7, 2000. Vol. 2. P. 1-151–1-156.
6. Шрейнер Р. Т., Ефимов А. А., Зиновьев Г. С., Корюков К. Н., Мухаматшин И. А., Калыгин А. И. Прогнозирующее релейно-векторное управление активными преобразователями частоты в системах электропривода переменного тока // Электротехника. 2004. № 10. С. 43–50.
 7. Wiseman J. C., Wu B. Active Damping Control of a High-Power PWM Current-Source Rectifier for Line-Current THD Reduction // IEEE Transactions on Industrial Electronics. June 2005. Vol. 52. Iss. 3. P. 758–764.
 8. Ефимов А. А., Мухаматшин И. А. Управление активными преобразователями в системах электропитания и электропривода // Изв. РАН. Энергетика. 2005. № 4. С. 91–112.
 9. Шрейнер Р. Т., Ефимов А. А., Мухаматшин И. А. Релейное управление активными токовыми преобразователями частоты // Электротехника. 2005. № 9. С. 47–53.
 10. Adzic M. S., Adzic E. M., Katic V. A. Space Vector Modulated Three-Phase Current Source Converter for DC Motor Drive // 14th Intern. Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMS 2010), Macedonia, 2010. P. T5-52–T5-59.
 11. Ефимов А. А. Управление активными преобразователями в составе электромеханических систем // Изв. ГУАП. Аэрокосмическое приборостроение. Вып. 2. СПб.: ГУАП, 2012. С. 58–67.
 12. Ефимов А. А., Косулин В. Д., Мельников С. Ю. Прогнозирующее релейно-векторное управление активными токовыми преобразователями // Информационно-управляющие системы. 2014. № 4. С. 48–53.
 13. Ефимов А. А. Управление активными преобразователями тока // Завалишинские чтения: сб. докл. СПб.: ГУАП, 2014. С. 61–67.
 14. Волков А. Г. Многозонные электронные конвертеры для автономных систем генерирования электрической энергии: автореф. дис. ... канд. техн. наук. — Новосибирск: НГТУ, 2016. — 21 с.
 15. Ефимов А. А., Мельников С. Ю. Управление активным однофазным выпрямителем тока // Завалишинские чтения: сб. докл. СПб.: ГУАП, 2017. С. 157–162.
 16. Michalik Jan, Molnar Jan, Peroutka Zdenek. Optimal Control of Traction Single-Phase Current-Source Active Rectifier // 14th Intern. Power Electronics and Motion Control Conf. (EPE-PEMS 2010), Macedonia, 2010. P. T9-82–T9-88.
 17. Choi D. Dynamic Performance Improvement of AC/DC Converter Using Model Predictive Direct Power Control with Finite Control Set // IEEE Trans. Ind. Electron. 2015. Vol. 62. N 2. P. 757–767.
 18. Zhang Y. Performance Improvement of Two Vectors Based Model Predictive Control of PWM Rectifier // IEEE Trans. Power Electron. 2016. Vol. 31. N 8. P. 6016–6030.
 19. Kwak S. Model-Predictive Direct Power Control with Vector Preselection Technique for Highly Efficient Active Rectifiers // IEEE Transactions on Industrial Informatics. 2015. Vol. 11. N 1. P. 44–52.
 20. Tingting He, Li Li, Jianguo Zhu, Linfeng Zheng. A Novel Model Predictive Sliding Mode Control for AC/DC Converters with Output Voltage and Load Resistance Variations // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). 2016. P. 422–431.

UDC 62-83:621.314:621.382

doi:10.15217/issn1684-8853.2018.2.49

Simulation of Sliding Mode Control System for Active Current Converter

Efimov A. A.^a, Dr. Sc., Tech., Professor, efa33@aanet.ru

^aSaint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaya St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

Introduction: Conventional algorithms for pulse width modulation or predictive relay-vector control over active current converters do not fully meet the requirements of practical application. For example, when used in vector control systems, the first algorithms presume significant fluctuations in the network and output currents, while the second ones are unnecessarily complicated. The principle of sliding-mode discontinuous control combines the simplicity of automatic control system implementation with ensuring its robustness and stability. **Purpose:** Developing a unified algorithm for sliding-mode discontinuous control by a phase shift of the network currents in reference to the network voltages, by the network and output currents of a three-phase active current converter operating in the modes of an active current rectifier and a network current inverter; also synthesis of their control system and simulation of its dynamic operation modes. **Results:** Based on the proposed control algorithm for an active three-phase bridge current converter, a functional scheme was developed for a system with discontinuous control in a sliding mode. It allows you to unify the regulators and simplify the structure of the automatic control system. In MATLAB/Simulink environment, a simulation program was created which you can use to analyze the dynamic performance of the synthesized automatic control system for an active current converter operating in the modes of an active rectifier or a network current inverter. Mathematical modeling showed that the developed control algorithm provides dynamic performance indicators of the synthesized automatic control system not inferior to the conventional algorithms, a significant reduction in the reactive elements of the active current converter, and a much better shape of the network currents. This unified algorithm of discontinuous control in a sliding mode instead of pulse-width modulation algorithms, along with predictive relay-vector control provides the opportunity to simplify the structure of the automatic control system and ensure its robustness. **Practical relevance:** The developed procedure for the synthesis of a single discontinuous regulator of the network and output currents is simple and well adapted

for microprocessor implementation. An active current converter can be successfully used to modernize traditional thyristor DC electric drives in order to improve their dynamic performance through replacing their thyristor rectifiers with pulse-phase controllers by active transducers.

Keywords — Active Current Converter, Control Algorithms and Systems, Discontinuous Control, Sliding Modes, Mathematical Modeling.

Citation: Efimov A. A. Simulation of Sliding Mode Control System for Active Current Converter. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2018, no. 2, pp. 49–59 (In Russian). doi:10.15217/issn1684-8853.2018.2.49

References

1. Efimov A. A., Schreiner R. T. *Aktivnye preobrazovateli v reguliruemyykh elektroprivodakh peremennogo toka* [The Active Converters in Alternative Electric Drivers]. Novouralsk, NGTI Publ., 2001. 250 p. (In Russian).
2. Schreiner R. T., Efimov A. A., Kalygin A. I. Algorithms and Mathematical Description of the Active PWM Rectifiers. *Elektrotehnika* [Electrical Engineering], 2000, no. 10, pp. 42–49 (In Russian).
3. Schreiner R. T., Efimov A. A., Kalygin A. I. Active Current Converter Mathematical Model. *Proc. of 9th Intern. Conf. and Exhibition on Power Electronics and Motion Control (EPE PEMS-2010)*, Kosice, Slovakia, September 5–7, 2000, vol. 2, pp. 2-188–2-193.
4. Doval-Gandoy J., Castro C., Penalver C. M. Dynamic and Steady — State Analysis of a Three Phase Buck Rectifier. *Proc. of 9th Intern. Conf. and Exhibition on Power Electronics and Motion Control (EPE PEMS-2000)*, Kosice, Slovakia, September 5–7, 2000, vol. 2, pp. 2-134–2-137.
5. Pires V. E., Fernando Silva J. Sliding Mode Current Controller for Three — Phase Single — State AC/DC Buck-Boost Converters. *Proc. of 9th Intern. Conf. and Exhibition on Power Electronics and Motion Control (EPE PEMS-2000)*, Kosice, Slovakia, September 5–7, 2000, vol. 2, pp. 1-151–1-156.
6. Schreiner R. T., Efimov A. A., Zinoviev G. S., Koryukov K. N., Muhamatshin I. A., Kalygin A. I. Predictive Ladder Vector Control Frequency Converters Active in the AC Drive Systems. *Elektrotehnika* [Electrical Engineering], 2004, no. 10, pp. 43–50 (In Russian).
7. Wiseman J. C., Wu B. Active Damping Control of a High-Power PWM Current-Source Rectifier for Line-Current THD Reduction. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, June 2005, vol. 52, iss. 3, pp. 758–764.
8. Efimov A. A., Muhamatshin I. A. Control Active Converters in Energy Supply Systems and Electric Drive. *Izvestiia RAN. Energetika*, 2005, no. 4, pp. 91–112 (In Russian).
9. Schreiner R. T., Efimov A. A., Muhamatshin I. A. Relay Control Active Current Frequency Converters. *Elektrotehnika* [Electrical Engineering], 2005, no. 9, pp. 47–53 (In Russian).
10. Adzic M. S., Adzic E. M., Katic V. A. Space Vector Modulated Three-Phase Current Source Converter for DC Motor Drive. *14th Intern. Power Electronics and Motion Control Conf. (EPE-PEMS 2010)*, Macedonia, 2010, pp. T5-52–T5-59.
11. Efimov A. A. Control Active Converters Consisting of Electromechanical Systems. *Izvestiia GUAP. Aerokosmicheskoe priboroostroenie*, Saint-Petersburg, GUAP Publ., 2012, iss. 2, pp. 58–67 (In Russian).
12. Efimov A. A., Kosulin V. D., Melnikov S. Y. Predicts Relay-Vector Control of Active Current Converters. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2014, no. 4, pp. 48–53 (In Russian).
13. Efimov A. A. Control Active Current Converters. *Zavalishinskie chteniia* [Zavalishin Reading], Saint-Petersburg, GUAP Publ., 2014, pp. 61–67 (In Russian).
14. Volkov A. G. *Mnogozonnye elektronnye konvertory dlia avtonomnykh sistem generirovaniia elektricheskoi energii*. Dis. kand. tehn. nauk [Multi-Zone Electronic Converters for Autonomous Systems Generate Electrical Energy. PhD tech. sci. diss.]. Novosibirsk, NGTU Publ., 2016. 21 p. (In Russian).
15. Efimov A. A., Melnikov S. Y. Control Active Single-Phase Rectifier. *Zavalishinskie chteniia* [Zavalishin Reading], Saint-Petersburg, GUAP Publ., 2017, pp. 157–162 (In Russian).
16. Michalik Jan, Molnar Jan, Peroutka Zdenek. Optimal Control of Traction Single-Phase Current-Source Active Rectifier. *14th Intern. Power Electronics and Motion Control Conf. (EPE-PEMS 2010)*, Macedonia, 2010, pp. T9-82–T9-88.
17. Choi D. Dynamic Performance Improvement of AC/DC Converter Using Model Predictive Direct Power Control with Finite Control Set. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2015, vol. 62, no. 2, pp. 757–767.
18. Zhang Y. Performance Improvement of Two Vectors Based Model Predictive Control of PWM Rectifier. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2016, vol. 31, no. 8, pp. 6016–6030.
19. Kwak S. Model-Predictive Direct Power Control with Vector Preselection Technique for Highly Efficient Active Rectifiers. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2015, vol. 11, no. 1, pp. 44–52.
20. Tingting He, Li Li, Jianguo Zhu, Linfeng Zheng. A Novel Model Predictive Sliding Mode Control for AC/DC Converters with Output Voltage and Load Resistance Variations. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2016, pp. 422–431.