

## АКТИВНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ ТОКА ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ НА БАЗЕ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА ТОКА

Шавёлкин А. А.

Рассмотрены возможности улучшения показателей активного выпрямителя тока для преобразователя частоты на базе автономного инвертора тока. Показано, что при использовании широтно-импульсной модуляции эффективным является применение метода пространственного вектора тока. Это позволяет уменьшить количество переключений ключей при фиксированной частоте модуляции. Результаты моделирования подтверждают, что гармонический состав тока, потребляемого из сети переменного тока, на уровне стандартов достигается при частотах переключения ключей до 2 кГц при относительно небольших значениях индуктивности и емкости фильтров. При использовании пропорционально-интегрального регулятора система регулирования выходного тока активного выпрямителя тока имеет достаточно высокое быстродействие при различных сопротивлениях нагрузки.

Розглянуті можливості поліпшення показників активного випрямляча струму для перетворювача частоти на базі автономного інвертора струму. Показано, що при використанні широтно-імпульсної модуляції ефективним є застосування методу просторового вектора струму. Це дозволяє зменшити кількість перемикачів ключів при фіксованій частоті модуляції. Результати моделювання підтверджують, що гармонічний склад струму, що споживається з мережі змінного струму, на рівні стандартів досягається при частотах перемикачів ключів до 2 кГц при відносно невеликих значеннях індуктивності і ємності фільтрів. При використанні пропорційно-інтегрального регулятора система регулювання вихідного струму активного випрямляча струму має достатньо високу швидкодію при різних опорах навантаження.

Opportunities of improvement of parameters of the active rectifier of a current for the converter of frequency on the basis of the independent inverter of a current are considered. It is shown, that at use of pulse-width modulation application of a method of a space vector of a current is effective. It allows reducing quantity of switching of switches at the fixed frequency of modulation. Results of modeling confirm that harmonious structure of the current consumed from a main of an alternating current, at a level of standards is achieved at frequencies of switching of switches up to 2 kHz at rather small values of inductance and capacity of filters. At use of a proportional-integral controller the system of control of an output current of the active rectifier of a current has high enough speed at various resistance of loading.

Шавёлкин А. А.

д-р техн. наук, доц., проф. ДонНТУ  
[sha@dgtu.donetsk.ua](mailto:sha@dgtu.donetsk.ua)

ДонНТУ – Донецкий национальный технический университет, г. Донецк.

УДК 621.314.26

Шавёлкин А. А.

## АКТИВНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ ТОКА ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ НА БАЗЕ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА ТОКА

Регулируемый электропривод (ЭП) является неотъемлемым элементом системы энергосбережения. При этом наряду с высокими показателями регулирования на первый план выходят вопросы качества преобразования энергии и для преобразователя частоты (ПЧ) предъявляются повышенные требования к выходному напряжению и входному току [1].

В настоящее время в ЭП переменного тока «классическим» решением является ПЧ на базе автономного инвертора напряжения (АИН) с ШИМ. Качество выходного напряжения достигается использованием выходного «синусного» LC фильтра. Применение на входе ПЧ активного выпрямителя напряжения (АВН) обеспечивает синусоидальную форму тока, потребляемого из сети при двухсторонней передаче энергии.

«Обделена» вниманием разработчиков схема ПЧ на базе автономного инвертора тока (АИТ). Хотя в классе высоковольтных ПЧ (ВПЧ) преобразователи типа Power Flex 7000 (фирма «Rockwell Automation») достаточно успешно конкурируют с ВПЧ на базе АИН [2]. Современные методы управления АИТ с выходным емкостным фильтром [2, 3] обеспечивают формирование практически синусоидального выходного напряжения с минимальной скоростью нарастания.

Использование на входе АИТ активного выпрямителя тока (АВТ) решает вопрос формирования синусоидального входного тока при двустороннем обмене энергией с сетью. Следует отметить, что принципы реализации АВТ существенно отличаются от АВН и практически не освещены в литературе. В ВПЧ типа Power Flex 7000 используется избирательная ШИМ [2] с подавлением высших гармоник низкого порядка (5-й, 7-й, 11-й). Однако возможности такого решения весьма ограничены. Некоторые моменты по использованию в АВТ ШИМ рассмотрены в [3], использование релейного регулятора для формирования входного тока АВТ рассмотрено в [4, 5]. Применение релейного принципа формирования тока осуществляется с учетом параметров входного LC фильтра (колебательное звено) и проблематично. При использовании ШИМ формируется ток на входе АВТ до фильтра и его параметры никак не влияют на работу АВТ. Естественно, что параметры фильтра рассчитываются с учетом частоты модуляции. Проблемным является также использование на выходе АВТ дросселя с достаточно большой индуктивностью, что ухудшает динамические показатели схемы.

Таким образом, вопрос использования АВТ во входной цепи ПЧ на данный момент времени изучен недостаточно. Проблема упрощения силовых цепей и улучшения показателей качества выходного напряжения и входного тока ВПЧ на данное время остается актуальной. Ее решение будет способствовать расширению областей применения ВПЧ. Перспективным является использование ПЧ на базе АИТ с АВТ и в низковольтном ЭП, где они при соответствующей доработке вполне смогут конкурировать с «классическим» решением на базе двухуровневого АИН с АВН.

Цель работы – улучшение показателей активного выпрямителя тока.

При этом необходимо решить следующие задачи:

- возможности использования в АВТ векторной ШИМ для снижения количества переключений ключей АВТ и обеспечения качества входного тока;
- разработать математическую модель и выполнить исследования по определению параметров схемы АВТ для обеспечения качества входного тока и приемлемых показателей АВТ как объекта регулирования.

АВТ представляет собой трехфазный мостовой выпрямитель (ТМВ) на полностью управляемых ключах с односторонней проводимостью (запираемые по цепи управления тиристоры на рис. 1) и подключается к сети переменного тока через  $LC$  – фильтр ( $L_{BX}$ ,  $C_{BX}$ ). Дроссель в цепи нагрузки  $L_d$  задает режим работы источника тока.

Работает АВТ в режиме регулируемого источника постоянного тока с активным формированием тока, потребляемого от источника переменного напряжения. Он обеспечивает регулирование выходного напряжения ниже значения напряжения для неуправляемого мостового выпрямителя и функционирует при неизменном направлении выпрямленного тока, но допускает изменение полярности и регулирование выпрямленной ЭДС.

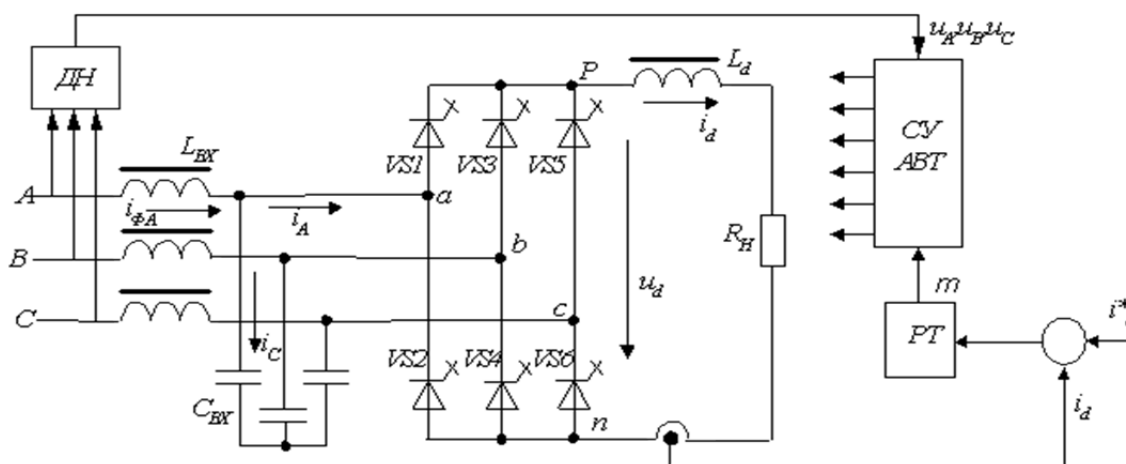


Рис. 1. Структурная схема АВТ

Оценим предельные возможности АВТ. Активная мощность, потребляемая АВТ  $P_1 = 3U_{\Phi(1)}I_{\Phi(1)} \cos \varphi$  ( $U_{\Phi(1)}$ ,  $I_{\Phi(1)}$  – соответственно, действующие значения первых гармоник фазного напряжения и тока). Исходим из того, что формируемый ток совпадает по фазе с напряжением сети ( $\cos \varphi = 1$ ) и напряжение сети синусоидальное. Если пренебречь потерями мощности в силовых цепях АВТ  $P_1 = P_d = U_d I_d$  ( $U_d$ ,  $I_d$  – среднее значение выпрямленного напряжения и тока). При постоянном значении  $I_d$  предельное значение амплитуды первой гармоники фазного тока  $I_{\Phi m(1)} = I_d$  или  $I_{\Phi(1)} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}$ . Таким образом, предельное значение

$U_d = \frac{3}{\sqrt{2}} U_{\Phi} = 2,12 U_{\Phi}$ , в то время как для неуправляемого ТМВ  $U_d = 2,34 U_{\Phi}$ . Предельное значение  $I_d$  определяется сопротивлением нагрузки.

**Формирование входного тока.** В ТМВ ток, потребляемый из сети независимо от нагрузки, является несинусоидальным при длительности проводящего состояния ключей  $2/3$  периода. Для получения синусоидального входного тока необходимо, как минимум, обеспечить равномерное во времени потребление тока по фазам сети. В любой момент времени выводы  $p$  и  $n$  (рис. 1) подключаются к двум фазам сети на линейное напряжение  $u_{Л}$ . При этом ток течет в двух фазах сети. Равномерное распределение тока по фазам сети можно обеспечить при поочередном подключении к разным фазам при  $u_{Л} > 0$ .

Полагаем, что ток на выходе выпрямителя постоянный. Тогда токи в фазах сети за счет периодического переключения ключей ТМВ будут иметь форму импульсов постоянной амплитуды. При использовании ШИМ можно обеспечить изменение их среднего значения по синусоидальному закону. Ток на входе фильтра (потребляемый из сети переменного тока), подавляющего высшие гармоники будет практически синусоидальным.

Следует отметить, что использование синусоидальной ШИМ в «классическом» представлении, как это имеет место в схеме АИН (АВН), невозможно. Так в схеме АИН переключения ключей в плечах моста независимое, причем всегда открыт один из ключей каждого плеча, и формирование сигналов управления по фазам может осуществляться независимо. Работа АВТ имеет ряд особенностей. Для протекания тока в двух входных фазах в схеме АВТ необходимо открыть по одному ключу в двух плечах, в отключенном состоянии (входной ток равен нулю) – отпираются два ключа в одном плече для замыкания тока в цепи нагрузки с индуктивностью.

Рассмотрим формирование синусоидального входного тока АВТ с использованием метода пространственного вектора (векторной ШИМ), который обеспечивает минимальное количество переключений ключей. Возможные состояния схемы АВТ представлены в табл. 1, где отображены фазы сети, которые соединены с выводами  $p$  и  $n$  АВТ (рис. 1), выпрямленное напряжение  $u_B$ , токи в фазах сети и угол сдвига пространственного вектора тока. При этом получаем 6 ненулевых векторов и три нулевых, когда выпрямитель от сети отключен и замкнуты оба ключа в одном из плеч схемы.

Построение вектора 1 (первая строка табл. 1) иллюстрирует рис. 2, а. При этом ось вещественных чисел совмещается с вектором напряжения фазы  $A$  сети. Результирующий вектор тока  $I_p$  отстает от вектора напряжения на угол  $30^\circ$ .

Таблица 1

Возможные состояния схемы АВТ

№ вектора	$p$	$n$	$u_B$	$i_A$	$i_B$	$i_C$	$\beta, ^\circ$
1	A	B	$u_{AB}$	$i$	$-i$	0	$-30$
2	B	A	$u_{BA}$	$-i$	$i$	0	$150$
3	B	C	$u_{BC}$	0	$i$	$-i$	$90$
4	C	B	$u_{CB}$	0	$-i$	$i$	$-90$
5	A	C	$u_{AC}$	$i$	0	$-i$	$30$
6	C	A	$u_{CA}$	$-i$	0	$i$	$-150$
0			0	0	0	0	0

Временные диаграммы напряжений сети представлены на рис. 3. Положения пространственного вектора тока представлены на рис. 2, б. При этом нумерация положений вектора соответствует табл. 1.

Рассмотрим случай, когда  $\cos\varphi = 1$  и пространственные вектора напряжения и тока сети совпадают по фазе. Разделим период на шесть интервалов (рис. 3) соответственно моментам изменения полярности фазного напряжения сети. При этом интервалы соответствуют максимумам фазного напряжения сети и определяют положение пространственного вектора напряжения и тока в секторе, который составляет  $60^\circ$ . В инверторном режиме АВТ следует изменить порядок чередования секторов таким образом, чтобы сектор С1 занял положение С4 (рис. 3 и рис. 2, б) С2–С5 и т. д., т. е. сдвинуть на половину периода напряжения сети.

Для определения относительных (к периоду модуляции  $T$ ) продолжительностей нахождения схемы в состояниях, которые обеспечивают формирование синтезируемого вращающегося пространственного вектора  $\underline{I}$  (с траекторией, которая приближается к окружности) для сектора в  $60^\circ$  (рис. 2, в) можно использовать соотношение:

$$\delta_1 = \mu \sin(60 - \theta); \quad \delta_2 = \mu \sin\theta; \quad \delta_0 = 1 - \delta_1 - \delta_2, \quad (1)$$

где  $\theta$  – угол поворота синтезируемого вектора;

$\delta_1, \delta_2, \delta_0$  – относительная продолжительность (к  $T$ ) нахождения схемы в состояниях, соответствующих ненулевым векторам  $\underline{I}_1$  и  $\underline{I}_2$  и нулевому, когда АВТ отключен от сети, период модуляции соответствует 1;

$\mu = (0 - 1)$  – коэффициент модуляции по амплитуде (определяется как  $\mu = I_d / I_{dMAX}$ ).

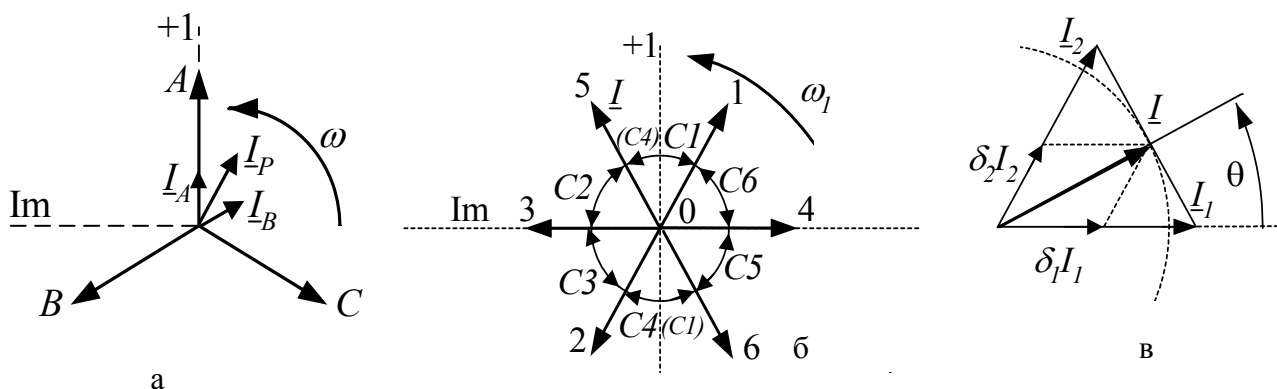


Рис. 2. Формирование пространственного вектора тока на входе АВТ

Для перехода от относительных продолжительностей  $\delta_1, \delta_2, \delta_0$  к соответствующим временным интервалам  $t_1, t_2, t_0$  (при периоде модуляции  $T$ ) используется устройство сравнения модулирующего напряжения  $u_{TP}$  треугольной формы единичной амплитуды (с частотой  $f_{TP} = 1/2T$ ) с двумя уровнями срабатывания  $K_1 = \delta_1$  и  $K_2 = (\delta_1 + \delta_2)$ . Принцип реализации иллюстрирует рис. 4. В результате получаем логические переменные  $T_1, T_2, T_0$ , определяющие продолжительность нахождения схемы АВТ в соответствующих состояниях. Данный алгоритм обеспечивает минимальное количество переключений ключей АВТ, поскольку переход на очередной такт модуляции (положение вектора) осуществляется без переключения, например, с  $t_0$  на  $t_{01}$ ). Это верно и для  $T_1$ . При этом один из ключей АВТ на интервале времени соответствующем сектору замкнут постоянно.

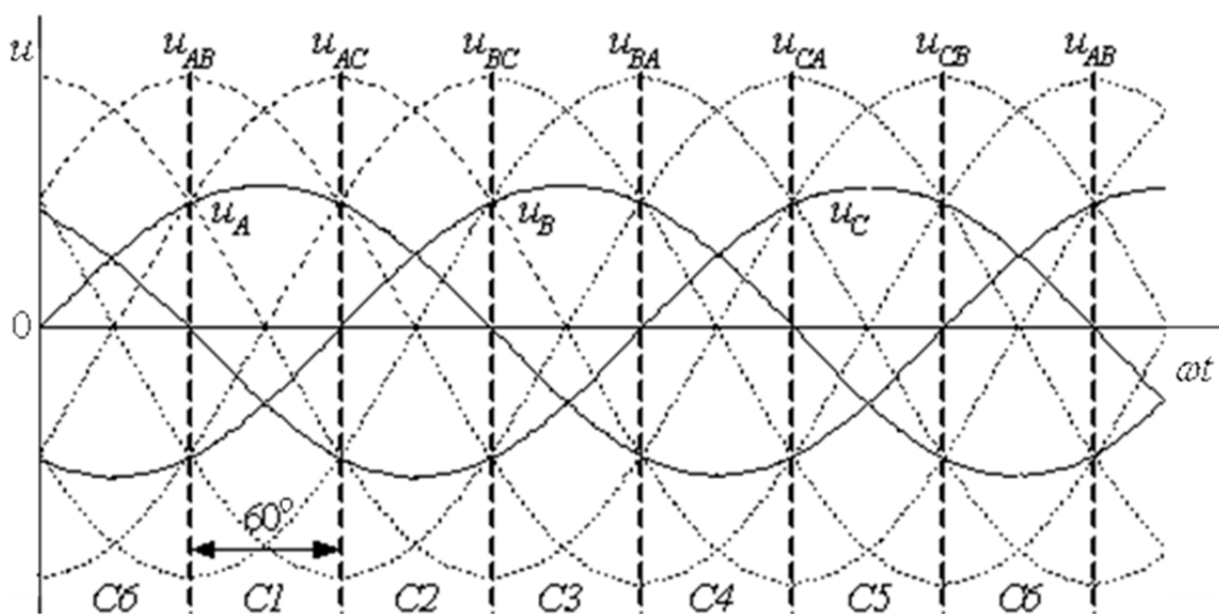


Рис. 3. Временные диаграммы напряжения сети переменного тока

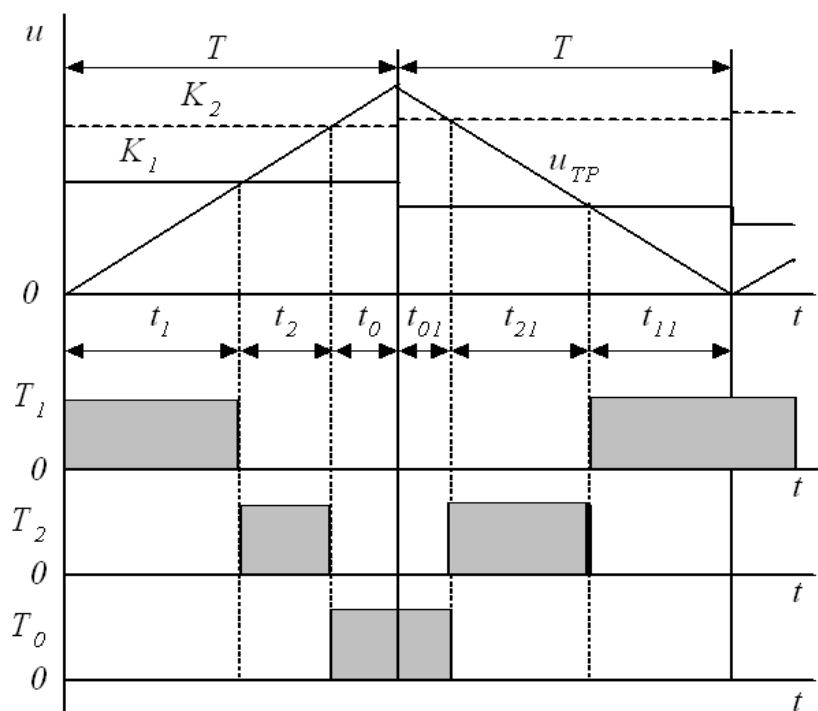


Рис. 4. Принцип реализации векторной ШИМ

Комбинации состояний ключей схемы (соответственно в плечах АВТ *A, B, C*) для соответствующих секторов пространственного вектора представлены в табл. 2. Символ 1 показывает, что замкнут верхний ключ (*a<sub>+</sub>, v<sub>+</sub>, c<sub>+</sub>*). Символ 0 показывает, что замкнут нижний ключ (*a<sub>-</sub>, v<sub>-</sub>, c<sub>-</sub>*). Символы 0,1 показывают, что в данной фазе замкнуты оба ключа – верхний и нижний, что соответствует нулевому вектору.

Анализируя табл. 2, нетрудно определить логику работы схемы. Так в секторе С1 в плече, которое соединяется с фазой сети *A*, постоянно замкнут ключ *a<sub>+</sub>*. В других плечах имеет место следующее: ключ *v<sub>-</sub>* включается на интервале, определяемом *T<sub>1</sub>*, ключ *c<sub>-</sub>* включается на интервале, определяемом *T<sub>2</sub>*, на интервале, определяемом *T<sub>0</sub>*, включается ключ *a<sub>-</sub>*.

Секторам С1 – С6 соответствуют логические сигналы *C1 – C6*, определяемые напряжениями питающей сети. Согласно этому можно составить логические уравнения, которые определяют состояние соответствующих ключей схемы инвертора:

$$\begin{aligned}
 a_+ &= C1 + C2 \cdot T_1 + C4 \cdot T_0 + C6 \cdot T_2, & a_- &= C4 + C1 \cdot T_0 + C3 \cdot T_2 + C5 \cdot T_1, \\
 b_+ &= C3 + C2 \cdot T_2 + C4 \cdot T_1 + C6 \cdot T_0, & b_- &= C6 + C1 \cdot T_1 + C3 \cdot T_0 + C5 \cdot T_2, \\
 c_+ &= C5 + C2 \cdot T_0 + C4 \cdot T_2 + C6 \cdot T_1, & c_- &= C2 + C1 \cdot T_2 + C3 \cdot T_1 + C5 \cdot T_0.
 \end{aligned}$$

Таблица 2

Состояния ключей схемы АВТ

№ сектора	C1			C2			C3			C4			C5			C6		
	a	v	c	a	v	c	a	v	c	a	v	c	a	v	c	a	v	c
<i>T<sub>1</sub></i>	1	0		1		0		1	0	0	1		0		1		0	1
<i>T<sub>2</sub></i>	1		0		1	0	0	1		0		1		0	1	1	0	
<i>T<sub>0</sub></i>	1,0					0,1		1		0,1					1,0		0,1	

Если сектору ( $60^\circ$ ) соответствует  $n$  положений вектора (тактов модуляции) то количество переключений ключа  $K = 1 + 2n$ . Так при выходной частоте  $f = 50$  Гц и дискретности перемещения вектора  $6^\circ$  ( $n = 10$ , частота модуляции  $f_M = 3000$  Гц)  $K = 21$ , что соответствует частоте переключения  $f_{II} = 1050$  Гц. При  $\mu = 1$  значение  $K_2$  достигает 1 переключение ключа соответствующее  $T_0$  и  $T_2$  отсутствует (см. рис. 4) и  $K = 2n - 1$  (при  $n = 10$ ,  $f_{II} = 950$  Гц).

Рассмотренный принцип формирования тока реализует система управления СУ АВТ, входными сигналами для нее являются напряжения сети (с датчика напряжения ДН) и коэффициент модуляции по амплитуде  $\mu$ . Значение  $\mu$  задается регулятором выходного тока РТ.

Проблемным элементом в схеме АВТ является сглаживающий дроссель, индуктивность которого  $L_d$ , с одной стороны, определяет качество выходного, а при использовании ШИМ и входного тока АВТ, с другой стороны, определяет постоянную времени выходной цепи и повышение  $L_d$  увеличивает инерционность АВТ как объекта регулирования. При этом необходимо учитывать, что сопротивление нагрузки АВТ  $R_H = U_d / I_d$ , которое определяется АИТ в процессе регулирования частоты и амплитуды выходного напряжения ПЧ изменяется в широких пределах. Соответственно меняется и постоянная времени.

*Результаты моделирования предложенных решений.* Моделирование выполнено при использовании программного пакета MATLAB для выпрямительного (с передачей энергии в нагрузку) и инверторного режимов работы АВТ. В процессе исследований рассматривалась отработка АВТ входного тока при различных значениях параметров схемы и работе на активную нагрузку.

Структура модели приведена на рис. 5 и включает в себя трехфазный источник переменного тока, входную цепь АВТ (Input Filtr), коммутатор АВТ на шести ключах, систему управления АВТ (SU АВТ) и систему автоматического регулирования выходного тока АВТ (САР АВТ). САР АВТ воздействует на вход  $m$  системы управления АВТ – задает коэффициент модуляции по амплитуде.

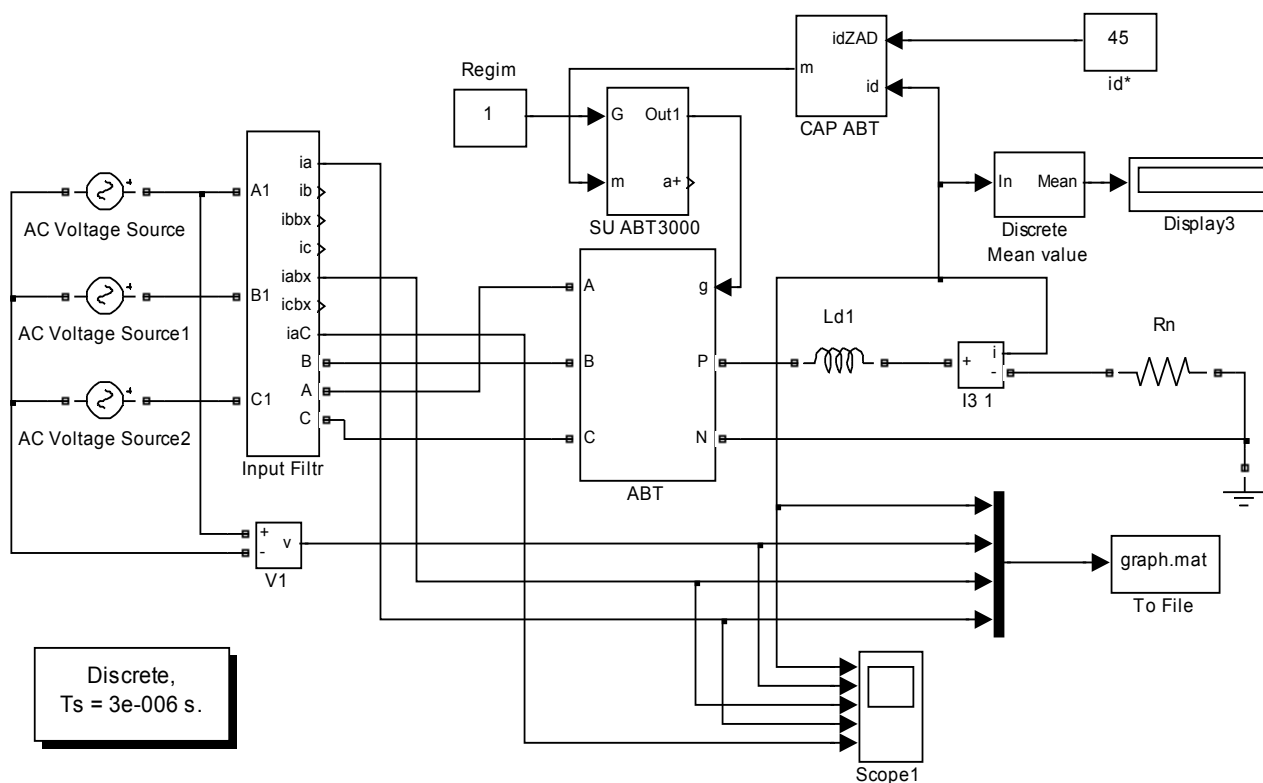


Рис. 5. Структура модели АВТ

Определяющим фактором работы схемы является частота модуляции  $f_M$ , чем выше ее значение, тем лучше качество сглаживания выпрямленного тока ( $i_d$ ) и гармонический состав входного тока АВТ (ток в фазе сети  $i_{\phi A}$ ). При этом требуются меньшие значения  $L_{BX}$ ,  $C_{BX}$ ,  $L_d$ . Так при частоте  $f_M = 3000$  Гц и коэффициенте модуляции по амплитуде  $\mu = 1$  коэффициент гармоник входного тока (с учетом порядка гармоник до 40-й) составляет  $\text{THD} = 2,33\%$ , амплитуда пульсаций выпрямленного тока  $i_d - \Delta = 2\%$  при  $L_{BX} = 4$  мГн,  $C_{BX} = 20$  мкФ (конденсаторы соединены по схеме «треугольник»),  $L_d = 20$  мГн. Осциллограммы токов  $i_d$ ,  $i_{\phi A}$ ,  $i_{\phi A}$  и напряжения фазы сети  $u_A$  приведены на рис. 6. При тех же параметрах фильтров и  $\mu = 0,3$  значения  $\text{THD} = 4,24\%$ ,  $\Delta = 12,5\%$ .

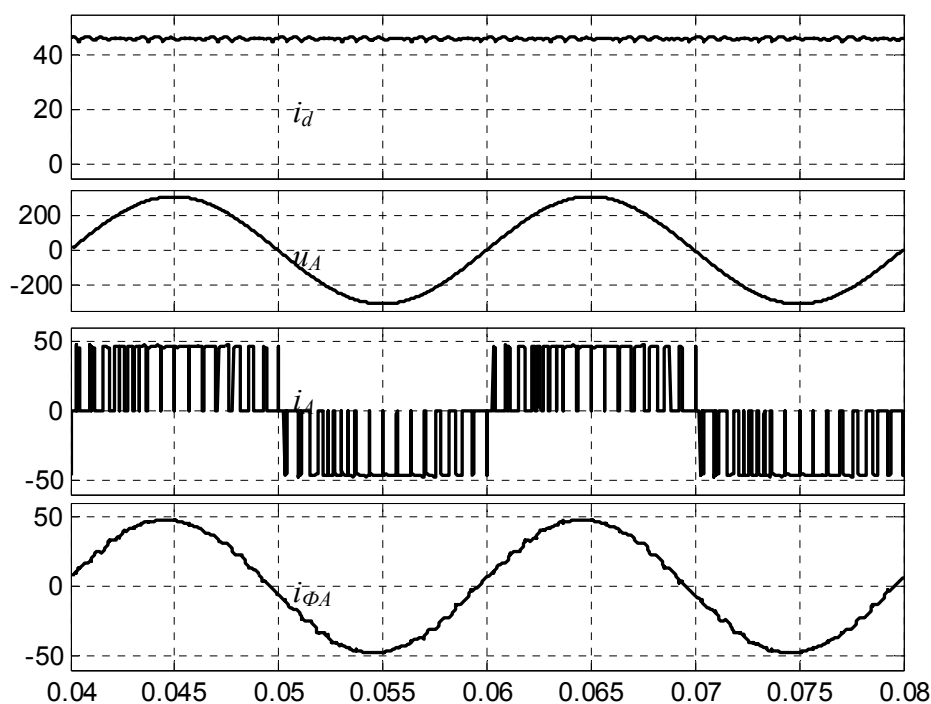


Рис. 6. Осциллограммы напряжения сети и токов в схеме активного выпрямителя тока при  $f_M = 3000$  Гц и  $\mu = 1$

При тех же параметрах фильтров и снижении частоты модуляции  $f_M$  до 1500 Гц при  $\mu = 1$  значения  $\text{THD} = 13,5\%$ ,  $\Delta = 6\%$ . Это предполагает соответствующее увеличение значений  $L_{BX}$ ,  $C_{BX}$ . Так при  $L_{BX} = 8$  мГн,  $C_{BX} = 40$  мкФ значение  $\text{THD} = 2,82\%$ .

При увеличении частоты модуляции до значения  $f_M = 6000$  Гц и  $\mu = 1$  ( $f_{II} = 1900$  Гц) значения  $\text{THD} = 0,77\%$ ,  $\Delta = 1\%$ . Это позволяет уменьшить  $L_d = 10$  мГн и  $L_{BX} = 2$  мГн,  $C_{BX} = 20$  мкФ при этом  $\text{THD} = 0,93\%$ ,  $\Delta = 2\%$ .

В меньшей степени влияет на работу схемы значение  $L_d$ . Так при  $L_{BX} = 4$  мГн,  $C_{BX} = 20$  мкФ ( $f_M = 3000$  Гц,  $\mu = 1$ ) и  $L_d = 80$  мГн –  $\text{THD} = 2,29\%$ ,  $\Delta = 0,5\%$ . Ощутимое ухудшение имеет место только при  $L_d = 5$  мГн –  $\text{THD} = 3,3\%$ ,  $\Delta = 9\%$ .

Приемлемые динамические характеристики АВТ по быстрдействию могут быть получены при использовании пропорционально-интегрального регулятора выходного тока, который позволяет компенсировать постоянную времени АВТ и обеспечивает астатизм системы по выходному току. Осциллограммы процессов при отработке АВТ заданного значения  $I_d = 30$  А для  $R_H = 1$  Ом и  $R_H = 10$  Ом приведены на рис. 7, а и рис. 7, б ( $L_{BX} = 4$  мГн,  $C_{BX} = 20$  мкФ,  $L_d = 20$  мГн). Время регулирования при этом не превышает 0,01 с, что допустимо для использования в системе регулирования ЭП на базе ПЧ с АИТ.



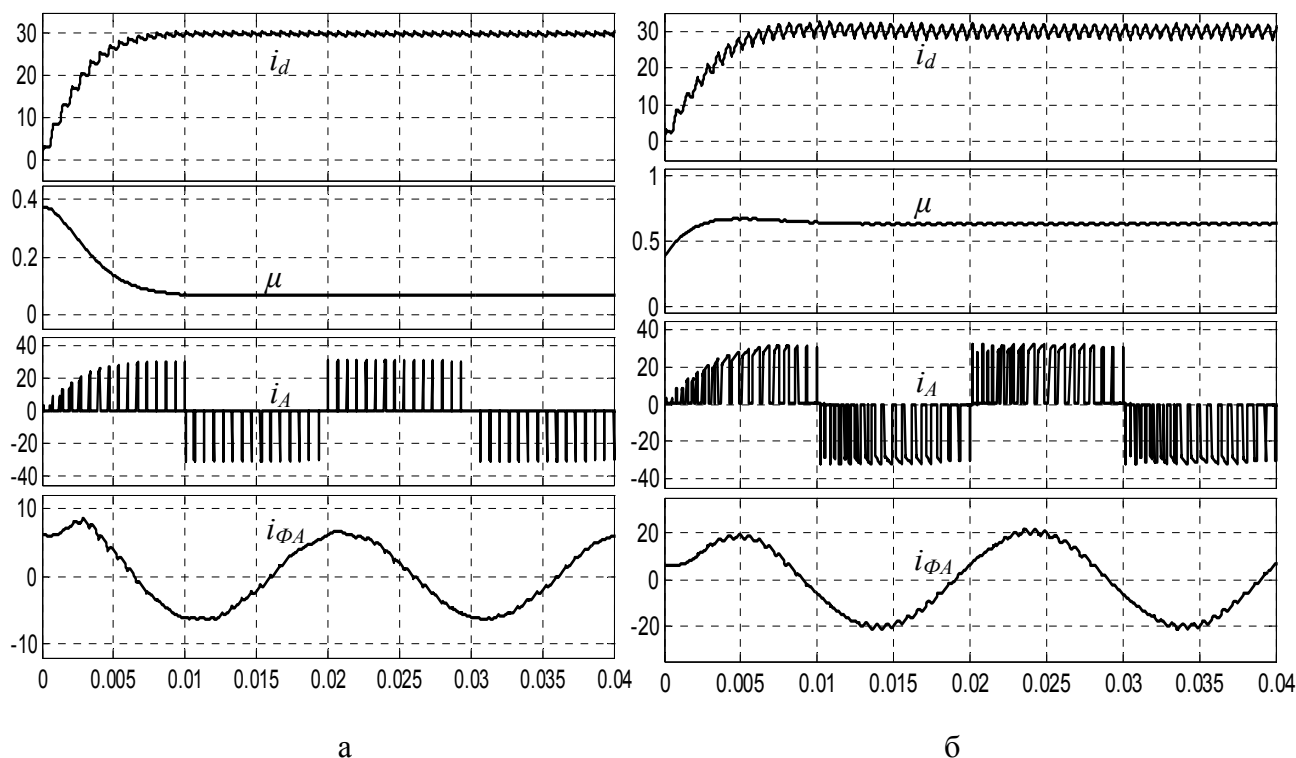


Рис. 7. Осциллограммы переходных процессов в схеме АВТ

### ВЫВОДЫ

Результаты исследований подтверждают эффективность использования метода пространственного вектора тока для формирования входного тока активного выпрямителя тока. Применительно низковольтных преобразователей частоты, где используются полупроводниковые ключи класса 1,2–1,7 кВ, высокое качество входного тока активного выпрямителя тока достигается при частотах переключения до 2 кГц при относительно небольших значениях индуктивности и емкости фильтров. При этом система имеет достаточно высокое быстродействие.

Направление дальнейших исследований – исследование работы активного выпрямителя тока совместно с автономным инвертором тока в системе электропривода с векторным управлением двигателем переменного тока.

### СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, IEEE Standard 519-1992, Jun. 1992.
2. Лазарев Г. Преобразователи для частотно-регулируемого электропривода / Г. Лазарев // Силовая Электроника. – 2008. – № 8 (132). – С. 14–23.
3. Шрейнер Р. Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р. Т. Шрейнер. – Екатеринбург : УРО РАН. – 2000. – 654 с.
4. Волков А. В. Исследование энергетических показателей асинхронного электропривода на основе автономного инвертора тока / А. В. Волков, А. И. Косенко // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – К. : Техніка, 2011. – № (03) 79. – С. 40–41.
5. Шавёлкин А. А. Преобразователь частоты на базе автономного инвертора тока / А. А. Шавёлкин // Техн. електродинаміка : темат. вип. – Київ : ІЕД НАНУ, 2012. – Ч. 4. – С. 75–80.