

д.т.н. ШавѐлкинА.А.
(ДонНТУ, г. Донецк, Украина
sha@dgtu.donetsk.ua)

АКТИВНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ ТОКА ДЛЯ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ С АВТОНОМНЫМ ИНВЕРТОРОМ ТОКА

Розглянуті можливості поліпшення показників активного випрямляча струму для високовольтного 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. При низьких частотах модуляції запропоновано використовувати складену схему з послідовним з'єднанням по виходу декількох випрямлячів.

Ключові слова: перетворювач частоти, активний випрямляч струму, автономний інвертор струму, просторовий вектор, гармонічний склад, коефіцієнт гармонік.

Рассмотрены возможности улучшения показателей активного выпрямителя тока для высоковольтного 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. При низких частотах модуляции предложено использовать составную схему с последовательным соединением по выходу нескольких выпрямителей.

Ключевые слова: преобразователь частоты, активный выпрямитель тока, автономный инвертор тока, пространственный вектор, гармонический состав, коэффициент гармоник.

Регулируемый электропривод (ЭП) является неотъемлемым элементом системы энергосбережения. В значительной степени это касается ЭП переменного тока большой мощности, где используются высоковольтные двигатели. При этом 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 высоковольтном ЭП применяются многоуровневые ПЧ (МПЧ) на базе автономных инверторов напряжения (АИН) и ПЧ на базе автономного инвертора тока (АИТ) [2]. ПЧ на базе АИТ с выходным емкостным фильтром имеют более простую схему силовых цепей и имеют возможность формирования практически синусоидального напряжения с минимальной скоростью нарастания напряжения. В схемах МПЧ для улучшения качества тока, потребляемого из сети переменного тока, применяют составные

многофазные схемы выпрямления, когда выпрямители питаются от отдельных комплектов вторичных обмоток многообмоточного трансформатора. Трансформатор используется как многофазный источник напряжения и напряжения комплектов вторичных обмоток сдвинуты по фазе. В схемах ПЧ на базе многоуровневых АИН применяются многоуровневые активные выпрямители напряжения (АВН), чем обеспечивается двусторонний обмен энергии с сетью.

В высоковольтных ПЧ (ВПЧ) на базе АИТ типа Power Flex 7000 (фирма «Rockwell Automation») также используются многофазные схемы управляемых выпрямителей или активный выпрямитель тока (АВТ). АВТ решает вопрос формирования синусоидального тока при $\cos\varphi \approx 1$ и выполнен по трехфазной мостовой схеме на запираемых по цепи управления высоковольтных тиристорах, для увеличения напряжения используется последовательное соединение нескольких тиристоров.

Высоковольтные тиристоры имеют большие потери на переключение и, соответственно, низкую рабочую частоту. Это ограничивает возможности формирования входного тока АВТ. Для снижения количества переключений 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.

Дополнительные возможности улучшения характеристик АВТ при низких частотах модуляции могут быть достигнуты при использовании составных схем. Этот вопрос, как и принцип формирования тока АВТ является предметом отдельного исследования. Некоторые вопросы 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, частота переключения ключей при этом меняется в широких пределах. 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.

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. Следует отметить, что принципы реализации АВТ существенно отличаются от АВН и практически не освещены в литературе.

Цель работы. Улучшение характеристик АВТ.

При этом необходимо решить следующие задачи:

- исследовать возможности использования в АВТ векторной ШИМ для снижения количества переключений ключей АВТ;
- разработать систему управления АВТ с регулятором выходного тока;
- исследовать возможности составных схем АВТ при последовательном соединении выпрямителей;
- разработать математическую модель и выполнить исследования по определению параметров схемы АВТ для обеспечения качества входного тока и приемлемых показателей АВТ как объекта регулирования.

Изложение основного материала. 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 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.

Формирование входного тока. В ТМВ ток, потребляемый из сети независимо от нагрузки, является несинусоидальным при длительности проводящего состояния $2/3$ периода. Для получения синусоидального входного тока необходимо 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_L . При этом ток течет в двух фазах сети. Равномерное распределение тока по фазам сети можно обеспечить при поочередном подключении к разным фазам при $u_L > 0$.

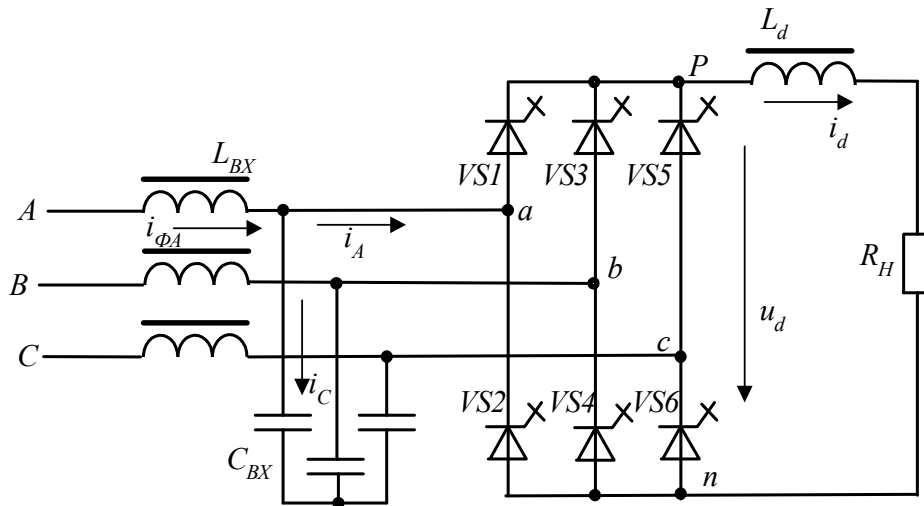


Рисунок 1 - Структура силовых цепей АВТ

Полагаем, что ток на выходе выпрямителя i_d 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.

Рассмотрим формирование входного тока АВТ с использованием метода пространственного вектора (векторной ШИМ), который обеспечивает минимальное количество переключений ключей схемы. Возможные состояния схемы выпрямителя представлены в табл.1, где отображены фазы сети, которые соединены с выводами p и n (рис.1), выпрямленное напряжение u_B , токи в фазах сети и угол поворота 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. При этом ось вещественных чисел совмещается с вектором напряжения фазы А сети. Результирующий вектор тока I_P отстает от вектора напряжения на угол 30° .

Временные диаграммы напряжений сети представлены на рис.3. Положения пространственного вектора тока представлены на рис.4,а. При этом нумерация положений вектора соответствует табл.1.

Таблица 1 - Возможные состояния схемы выпрямителя

№	p	n	u_B	i_A	i_B	i_C	$\beta, \text{град}$
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

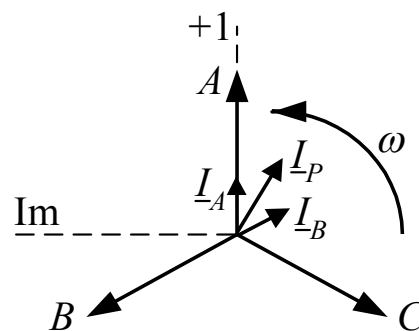


Рисунок 2 - Построение пространственного вектора тока на входе АВТ

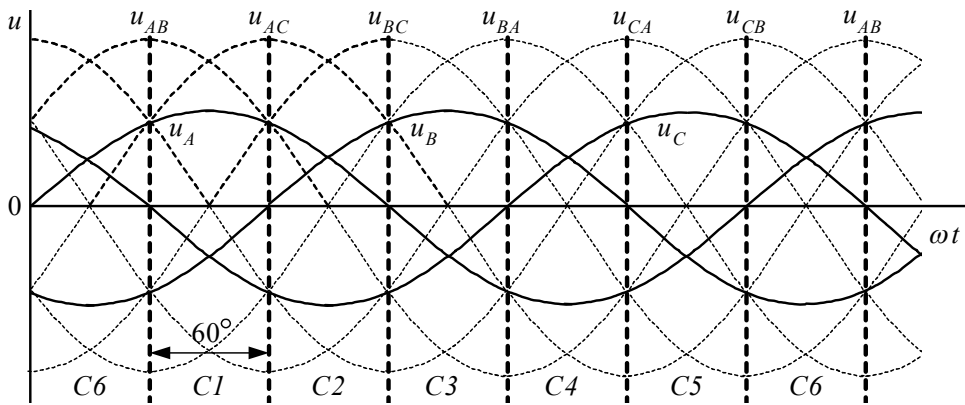


Рисунок 3 - Временные диаграммы напряжения сети

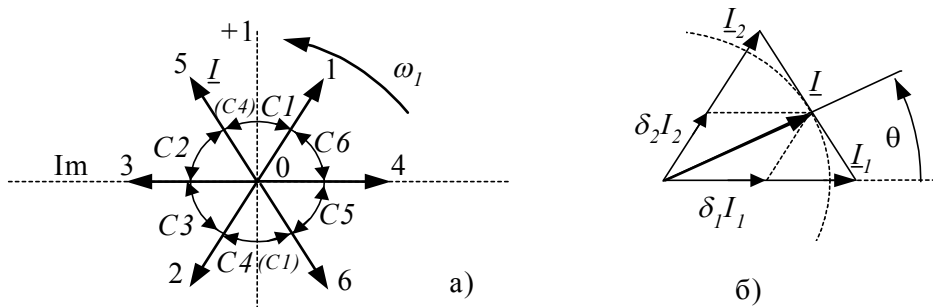


Рисунок 4 - Формирование пространственного вектора входного тока

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 и определяют положение пространственного вектора напряжения и тока в секторе, который составляет 60° . В инверторном режиме АВТ следует изменить порядок чередования секторов таким образом, чтобы сектор С1 занял положение С4 (рис.3 и рис.4,а) С2 - С5 и т.д., т.е. сдвинуть на половину периода напряжения сети.

Для определения относительных (к интервалу T , соответствующему времени нахождения вектора в определенном положении) продолжительностей нахождения схемы в состояниях, которые обеспечивают формирование синтезируемого вращающегося пространственного вектора \underline{I} (с траекторией, которая приближается к

окружности) для сектора в 60° (рис.4,б) можно использовать соотношение:

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

где θ – 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, интервал T соответствует 1, $\mu = (\theta - 1)$ – коэффициент модуляции по амплитуде (определяется как $\mu = I_d / I_{dMAX}$).

Для перехода от относительных продолжительностей $\delta_1, \delta_2, \delta_0$ к соответствующим временным интервалам t_1, t_2, t_0 (на интервале T) используется устройство сравнения модулирующего напряжения u_{TP} треугольной формы единичной амплитуды (с частотой $f_M = 1/2T$) с двумя уровнями срабатывания $K_1 = \delta_1$ и $K_2 = (\delta_1 + \delta_2)$. Значение T соответствует продолжительности нахождения вектора при заданном значении θ – такт модуляции. Принцип реализации иллюстрирует рис.5. В результате сравнения получаем логические перемен-

ные 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 первом такте) на T_{01} (на втором такте). Это верно и для T_1 . При этом один из ключей АВТ на интервале времени соответствующем сектору замкнут постоянно.

Если сектору (60°) соответствует n положений вектора (тактов модуляции) то количество переключений ключа $K=1+2n$. Так при выходной частоте $f=50\text{Гц}$ и дискретности перемещения вектора 6° ($n=10$, тактовая частота $f_T=3000\text{Гц}$, частота модуляции $f_M=1500\text{Гц}$) $K=21$, что соответствует частоте переключения $f_{IT}=1050\text{ Гц}$. При $\mu=1$ значение K_2 достигает 1 переключение ключа соответствующее T_0 и T_2 отсутствует (см. рис.5) и $K=2n-1$ (при $n=10$, $f_{IT}=950\text{Гц}$). Коэффициент модуляции по частоте $m_f = \frac{f_M}{f} = 30$. При дискретности перемещения вектора 12° ($n=5$, тактовая

частота $f_T=1500\text{Гц}$, частота модуляции $f_M=750\text{Гц}$) $K=11$, что соответствует частоте переключения $f_{IT}=550\text{ Гц}$ $m_f = \frac{f_M}{f} = 15$. При $\mu=1$ значение $f_{IT}=450\text{ Гц}$.

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_+, v_+, c_+). Символ 0 показывает, что замкнут нижний ключ (a_-, v_-, c_-). 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 $C1$ в плече, которое соединяется с фазой сети A постоянно замкнут ключ a_+ . В других плечах имеет место следующее: ключ v_- включается на интервале определяемом T_1 , ключ c_- включается на интервале определяемом T_2 , на интервале определяемом T_0 включается ключ a_- .

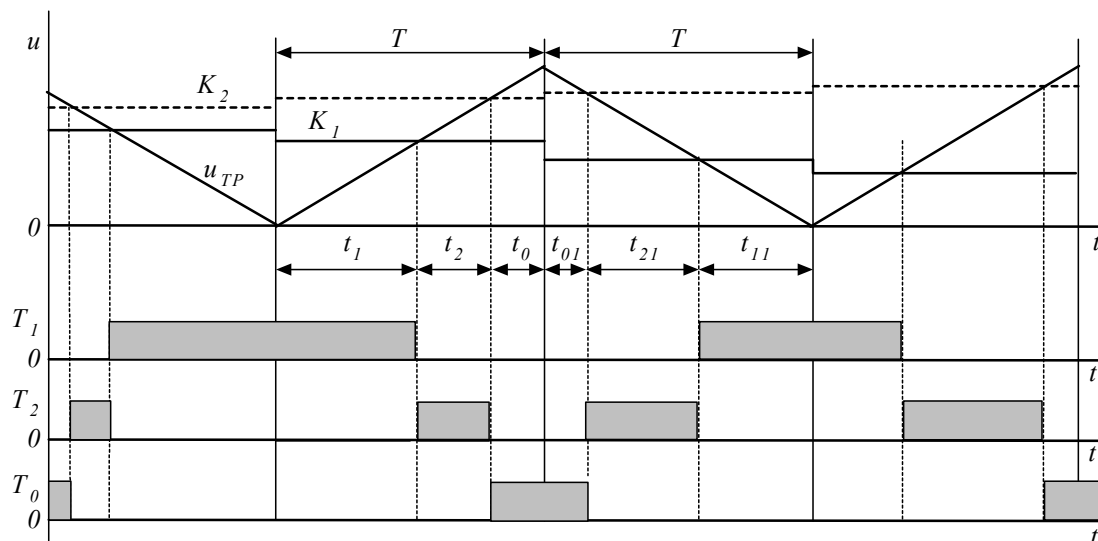


Рисунок 5 - Принцип реализации векторной ШИМ

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
T_1	1	0		1		0		1	0	0	1		0		1		0	1
T_2	1		0		1	0	0	1		0		1		0	1	1	0	
T_0	1,0					0,1		1		0,1					1,0		0,1	

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

$$a_+ = C1 + C2 \cdot T_1 + C4 \cdot T_0 + C6 \cdot T_2,$$

$$a_- = C4 + C1 \cdot T_0 + C3 \cdot T_2 + C5 \cdot T_1,$$

$$b_+ = C3 + C2 \cdot T_2 + C4 \cdot T_1 + C6 \cdot T_0,$$

$$b_- = C6 + C1 \cdot T_1 + C3 \cdot T_0 + C5 \cdot T_2,$$

$$c_+ = C5 + C2 \cdot T_0 + C4 \cdot T_2 + C6 \cdot T_1,$$

$$c_- = C2 + C1 \cdot T_2 + C3 \cdot T_1 + C5 \cdot T_0.$$

При использовании высоковольтных ключей с большими потерями энергии на переключение частоту переключения следует ограничивать. Очевидно, что для обеспечения требуемого гармонического состава тока, потребляемого из сети, в данном случае следует увеличивать индуктивность или емкость входного фильтра АВТ.

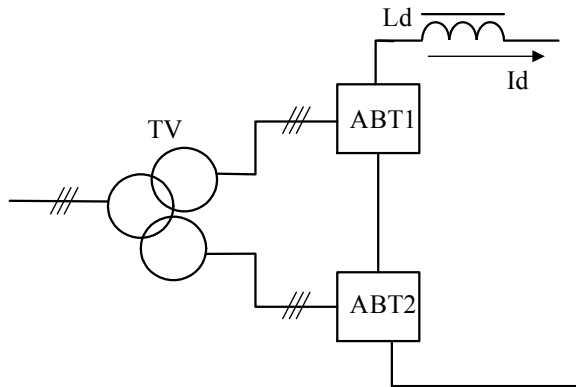


Рисунок 6 - Структурная схема составного АВТ

Улучшения гармонического состава тока, потребляемого АВТ при низких частотах модуляции, можно достигнуть при использовании составных схем при последовательном соединении нескольких (n) АВТ, которые питаются от изолированных комплектов вторичных обмоток трансформатора (рис.6). При этом: 1) снижается напряжение ключей, 2) появляется возможность улучшения результирующего тока на входе трансформатора (это позво-

ляет уменьшить частоту переключения ключей АВТ), а также снижения пульсаций выпрямленного тока (это позволяет уменьшить индуктивность выходного дросселя АВТ). Подавление модуляционных составляющих тока первичной обмотки трансформатора при этом обеспечивается сдвигом фаз напряжений вторичных обмоток или таким же сдвигом фаз формируемых АВТ токов. При $n=2$ сдвиг модуляционных гармоник для их взаимной компенсации составит π , при $n=3$ сдвиг $2\pi/3$, таким образом, сдвиг фаз по первой гармонике составит $\theta = \frac{2\pi}{n \cdot m_f}$, где

m_f - кратность частот модуляции f_M и напряжения сети f . Для $m_f=15$ и $n=2$ угол $\theta=12^\circ$. Для упрощения конструкции трансформатора (для получения $\theta=12^\circ$ необходимо использовать специальные решения по выполнению вторичной обмотки) лучше использовать сдвиг фаз формируемых АВТ токов. В этом случае вторичные обмотки трансформатора идентичны, а сдвиг фаз по первой гармонике токов АВТ реализуется сдвигом секторов синтезируемого вектора тока относительно вектора напряжения.

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 μ . Значение μ 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 $R_H = U_d / I_d$ (определяется АИТ) в процессе регулирования частоты и амплитуды выходного напряжения ПЧ изменяется в широких пределах, меняется и постоянная времени.

Результаты моделирования предложенных решений. Моделирование выполнено при использовании программного пакета MATLAB при работе АВТ на активную нагрузку. В процессе исследований рассматривалась отработка АВТ входного тока при различных значениях параметров схемы. Исследования проводились для отдельного АВТ и для составной схемы из двух АВТ. Структура модели с использованием двух АВТ с входными фильтрами и входным трехобмоточным трансформатором приведена на рис.7. Каждый из АВТ снабжен собственной системой управления SK, имеющей входы задания коэффициента модуляции m и режима работы G (выпрямительный /инверторный) и сдвига фаз. Система регулирования выходного тока на рис.7 не показана.

Существенным образом на гармонический состав тока $i_{\phi A}$, потребляемого из сети (на выходе фильтра) влияют параметры фильтра, который при подавлении высших гармоник тока высокого порядка (опреде-

ляемых m_f) вызывает усиление гармоник низкого порядка 5-й, 7-й и т.д. При высокой частоте f_M в спектре тока на входе АВТ i_A эти гармоники практически отсутствуют. Так для $f_M=1500$ Гц и $\mu=1$ относительное значение амплитуды 5-й гармоники тока i_A составляет $I^*_{m(5)}=0.3\%$, при параметрах фильтров $L_{BX}=4$ мГн, $C_{BX}=20$ мкФ (конденсаторы соединены по схеме «треугольник»), $L_d=20$ мГн значение амплитуды 5-й гармоники тока $i_{\phi A}$ составляет $I^*_{m(5)}=0.6\%$. Этому соответствует коэффициент гармоник тока $i_{\phi A}$ (с учетом порядка гармоник до 40-й) $\text{THD}=2.33\%$, амплитуда пульсаций выпрямленного тока $i_d - \Delta=2\%$. При тех же параметрах фильтров и $\mu=0.3$ значения $\text{THD}=4.24\%$, $\Delta=12.5\%$. При увеличении f_M до 3000 Гц и $\mu=1$ ($f_{IT}=1900$ 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 $\text{THD}=0.93\%$, $\Delta=2\%$.

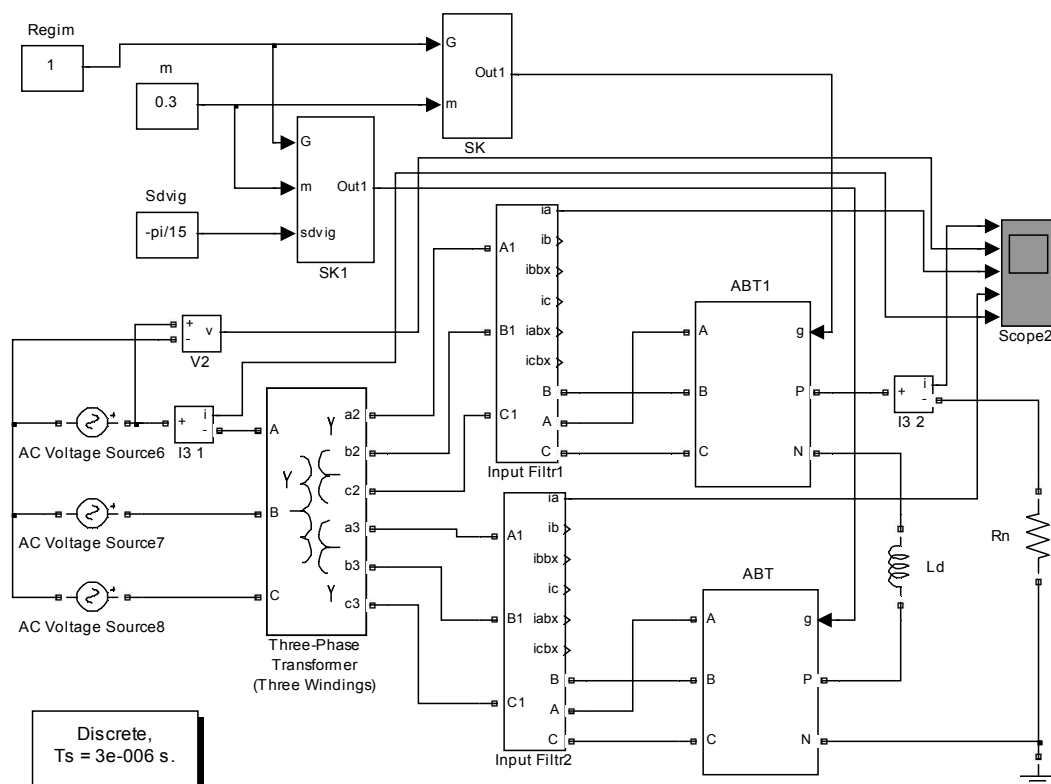


Рисунок 7 – Структура модели для исследования АВТ

При $f_M=750$ Гц значение $I_{m(5)}^*=0.55$ % для тока i_d . При тех же параметрах фильтров, что и для $f_M=1500$ Гц ($L_{BX}=4$ мГн, $C_{BX}=20$ мкФ, $L_d=20$ мГн) и $\mu=1$ для тока $i_{\Phi A}$ значения $I_{m(5)}^*=3.5\%$, $\text{THD}=13.5\%$, $\Delta=6$ %.

Таким образом, чем выше f_M , тем лучше качество сглаживания тока i_d и гармонический состав входного тока АВТ i_{Φ} . При этом требуются меньшие значения L_{BX} , C_{BX} , L_d .

Снижение f_M предполагает смещение частоты среза фильтра в область более низких частот и соответствующее увеличение значений L_{BX} , C_{BX} . При $L_{BX}=8$ мГн, $C_{BX}=40$ мкФ для тока $i_{\Phi A}$ значение $\text{THD}=2.82\%$. В этом плане эффективным решением является использование составной схемы АВТ, которая наряду с подавлением модуляционных гармоник обеспечивает частичное подавление гармоник низкого порядка. Так при $f_M=750$ Гц ($L_{BX}=4$ мГн, $C_{BX}=40$ мкФ и $\mu=1$) для тока АВТ1 $\text{THD}_1=7\%$, $I_{m(5)1}^*=5\%$, а для результирующего тока (на входе трансформатора) $\text{THD}_0=3.85\%$, $I_{m(5)0}^*=3.5\%$ (при $\mu=0.3$,

$\text{THD}_1=7.8\%$, $\text{THD}_0=2.3\%$). Осциллограммы i_d , токов АВТ1 $i_{\Phi A1}$, АВТ2 $i_{\Phi A2}$, результирующего тока $i_{\Phi A0}$ и коэффициента модуляции μ при обработке АВТ заданного значения $I_d=30$ А для $R_H=10$ Ом и использовании пропорционально-интегрального регулятора выходного тока приведены на рис.8. Это подтверждает приемлемые динамические характеристики АВТ по быстродействию.

ВЫВОДЫ

Результаты исследований подтверждают эффективность использования метода пространственного вектора тока для формирования входного тока АВТ. Использование составной схемы АВТ позволяет улучшить гармонический состав тока, потребляемого из сети переменного тока без увеличения фильтров на входе и выходе. При этом система имеет достаточно высокое быстродействие.

Направление дальнейших исследований – разработка методики расчета параметров фильтров при работе АВТ совместно с АИТ в системе электропривода.

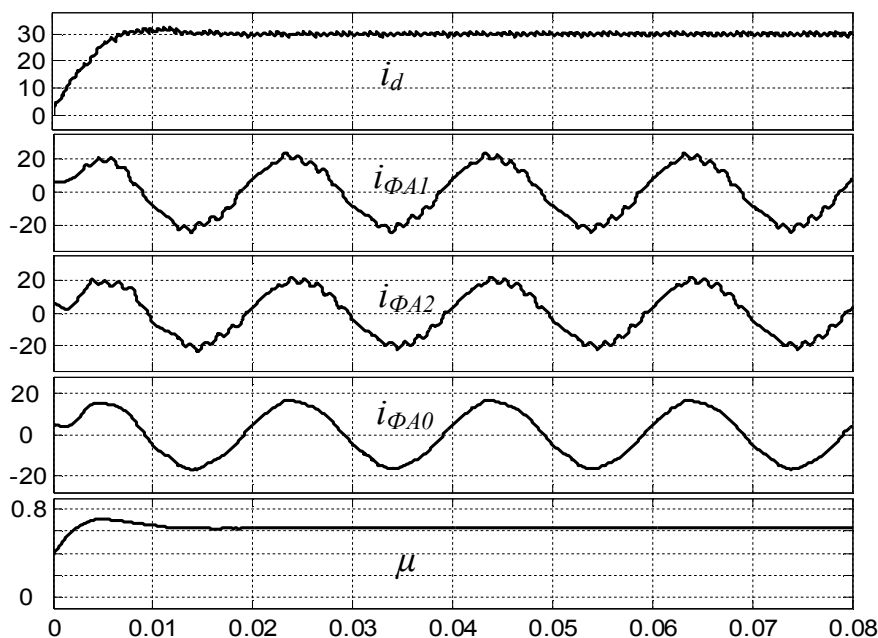


Рисунок - 8 Осциллограммы обработки заданного значения тока i_d

Библиографический список

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. – 654с.
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».– Київ: ІЕД НАНУ. - 2012. – Тематичний вип., Ч. 4. - С.75-80.

Рекомендована к печати к.т.н., проф. Паэрандом Ю.Э.