

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТРЕХУРОВНЕВОЙ ТОПОЛОГИИ ИНВЕРТОРОВ В АКТИВНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЯХ НАПРЯЖЕНИЯ И ФИЛЬТРАХ

В настоящее время существенно изменился характер потребления электрической энергии в промышленном и бытовом секторе. Это связано с широким применением полупроводниковых преобразователей энергии и других нелинейных нагрузок, которые наряду с потреблением реактивной мощности генерируют в сеть переменного тока высшие гармоники.

Поэтому актуальными являются вопросы обеспечения электромагнитной совместимости новых устройств и компенсации влияния существующих. Тем более, что ужесточаются и требования стандартов [1, 2]. В последнее время решение этих вопросов связывают с использованием активных выпрямителей напряжения (АВН), которые обеспечивают синусоидальную форму тока, потребляемого из сети при регулируемом коэффициенте мощности, и параллельных активных фильтров (АФ), обеспечивающих подавление высших гармоник тока и компенсацию реактивной мощности в точке подключения к сети. На данный момент времени доминирующими являются решения АВН и АФ на базе схемы трехфазного мостового двухуровневого автономного инвертора напряжения (АИН).

В настоящее время фирмой «Semikron» и другими серийно выпускаются трехуровневые силовые модули на IGBT (на ток 400А, 600-1200 В). Они имеют меньшие потери энергии [3] в сравнении с двухуровневыми. Это особенно проявляется с увеличением частоты переключения. При вдвое большем количестве ключей стоимость таких модулей примерно такая же, как и двухуровневых. Это обстоятельство открывает широкие перспективы для их низковольтных применений. Вместе с тем, вопросы использования в АВН и АФ трехуровневой топологии инверторов на данный момент времени изучены недостаточно и мало представлены в отечественной литературе.

**Цель работы.** Изучение особенностей использования трехуровневой топологии инверторов в активных выпрямителях напряжения и фильтрах.

При этом следует решить следующие задачи:

- сформулировать алгоритм управления ключами трехуровневого инвертора с фиксирующими диодами и системы управления АВН и АФ;
- обосновать выбор параметров схем АВН и АФ на базе трехуровневого АИН (ТАИН);
- разработать математические модели и выполнить исследования предложенных решений.

**Изложение основного материала.** Структура силовых цепей трехфазного трехуровневого АВН (ТАВН) приведена на рис. 1. Используется схема ТАИН с фиксирующими диодами. Каждое плечо содержит че-

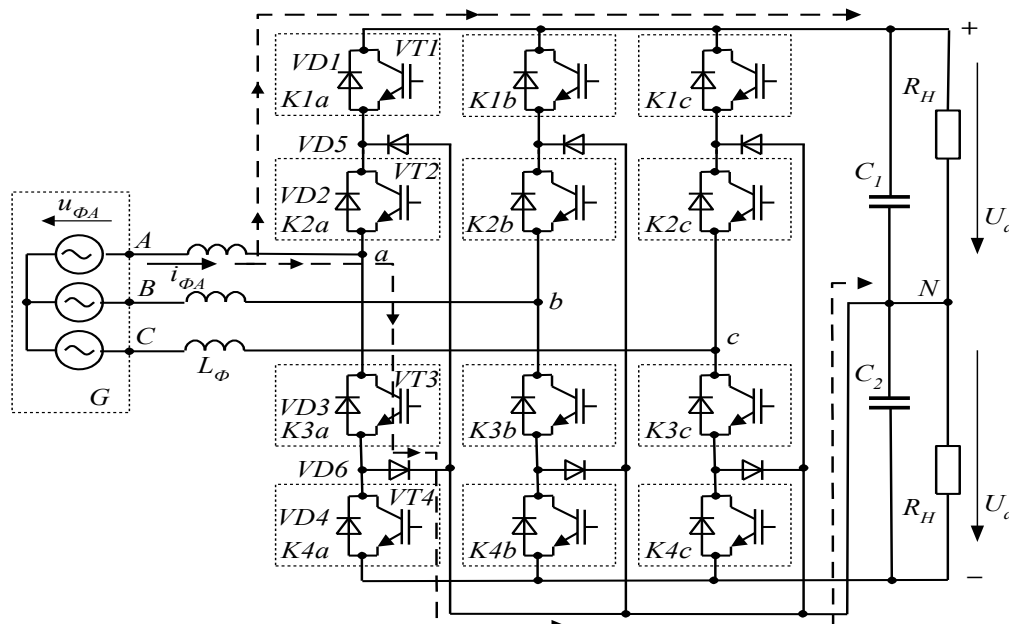


Рис. 1. Структурная схема силовых цепей ТАВН

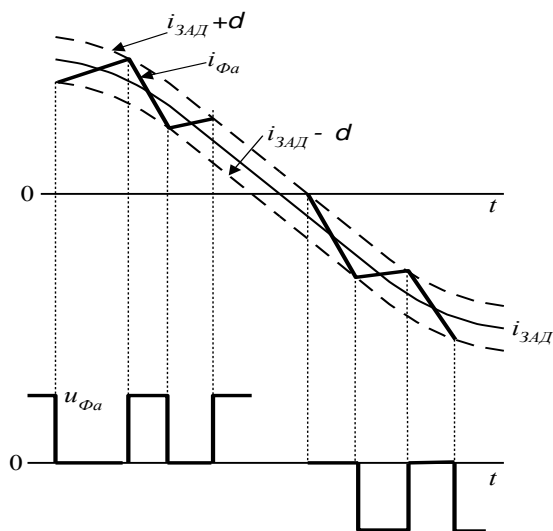
тыре ключа (K1-K4) и два фиксирующих диода (VD5, VD6). Подключается ТАВН к источнику переменного напряжения  $G$  посредством дросселей с индуктивностью  $L$ . На выходе ТАВН формируется три уровня напряжения  $0, \pm U_d$ . Использование ТАИН в сравнении с двухуровневым АИН позволяет существенно улучшить гармонический состав напряжения, формируемого АВН. Улучшается и гармонический состав тока, формируемого АВН, что позволяет в несколько раз уменьшить индуктивность дросселей.

Управление АВН возможно двумя методами: с использованием ШИМ при фиксированной частоте модуляции, когда задается напряжение, которое должен обрабатывать АВН, чтобы получить желаемый ток на входе; с использованием релейного принципа формирования входного тока АВН.

Реализация управления ТАВН с использованием релейного регулятора тока (PPT) имеет определенные особенности. Рассмотрим принцип действия ТАВН в выпрямительном режиме при использовании релейных (гистерезисных) регуляторов тока для формирования синусоидального тока, потребляемого от источника переменного напряжения (полагаем, что  $\cos\varphi=1$ ). Как и в других схемах, в АВН используется принцип работы повышающего импульсного преобразователя, т.е. для обеспечения возможности управления входным током напряжение в звене постоянного тока  $U=2U_d$  должно быть больше амплитуды линейного напряжения источника переменного тока  $2U_d > U_{ЛСм}$ . В противном случае управляемость током возможна только на интервалах, где выходное напряжение больше напряжения сети. С учетом допустимого отклонения напряжения сети  $+10\%$  получаем условие  $2U_d > 1.1U_{ЛСм}$ .

**Формирование положительной полуволны входного тока фазы АВН ( $i_{\phi A} > 0$ ).**

PPT имеет два выхода  $P$  и  $N = \bar{P}$ . Направление тока  $i_{\phi A}$  соответствует направлению, показанному на рис. 1. При значении тока  $i_{\phi A} \leq i_{3АД} - \delta$  ( $\delta$  – заданное значение отклонения) PPT переключается в состояние  $N=1(P=0)$  – ключи K2 и K3 замкнуты. Ток  $i_{\phi A}$  под действием ЭДС источника через VT3 и фиксирующий диод VD6 протекает к выходному зажиму АВН  $N$  (на рис. 1 показано пунктиром), что соответствует состоянию АВН «0» (напряжение, формируемое АВН  $u_{\phi A}=0$ ) и нарастанию тока  $i_{\phi A}$  (рис. 2). При этом энергия запасается в электромагнитном поле входного дросселя. При значении  $i_{\phi A} \geq i_{3АД} + \delta$  PPT переключается в состояние  $P=1(N=0)$ , что соответствует состоянию «+1» (напряжение, формируемое АВН,  $u_{\phi A}=U_d$ ) и замыкаются ключи K1(VD1) и K2 (VD2). Ток протекает через конденсатор C1 в нагрузку и конденсатор заряжается. Энергия, запасенная во входном дросселе, отдается АВН на выход – формируется спад тока.



**Рис.2. Кривая формирования входного тока ТАВН**

источника постоянного тока и условию, что  $2U_d > 1.1U_{Лм}$ .

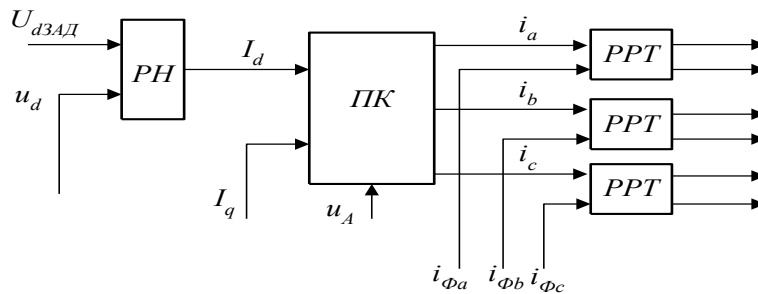
**Формирование положительной полуволны входного тока фазы АВН ( $i_{\phi A} > 0$ ).** При значении тока  $i_{\phi A} \leq i_{3АД} - \delta$  PPT переключается в состояние  $N=1(P=0)$  –ключи K3 и K4 замкнуты. Ток  $i_{\phi A}$  под действием ЭДС источника постоянного тока через VD3 и VD4 протекает к выходному зажиму АВН (-), что соответствует состоянию АВН «-1» – формируется нарастание тока. При переключении PPT в состояние  $P=1$  ключи K2 и K3 замыкаются (состояние АВН «0») и ток убывает. Для отрицательной полуволны входного тока ( $i_{\phi A} < 0$ ) значению  $P=1$  соответствует состояние АВН «1» (ключи K1, K2 замыкаются) и ток нарастает, при переключении PPT в состояние  $N=1$  ключи K2, K3 замыкаются (состояние АВН «0») и ток убывает.

В общем случае, если ток формируется при  $\cos\varphi$ , отличном от 1, имеет место чередование интервалов времени, соответствующих выпрямительному (совпадение направлений тока и напряжения источника) и инверторному (направления тока и напряжения источника противоположны) режимам работы. Поэтому схема формирования импульсов управления содержит элементы определения полярности напряжения источника и задания тока с соответствующей логикой распределения.

Индуктивность входного дросселя. Следует отметить, что АВН формирует гармонический сигнал – синусоиду. Чем больше значение скорости изменения формируемого АВН тока и чем меньше отклонение  $\delta$  для РРТ, тем точнее воспроизводится  $i_{3\Delta D}$ . Однако при этом возникает достаточно высокая частота переключения ключей АВН и растут потери энергии на нагрев в силовых цепях. Скорость изменения тока определяется напряжением  $U$  и индуктивностью входного дросселя  $L$ . Максимальную индуктивность определим из условия, что фазное напряжение АВН  $U_{\phi a}$  превышает напряжение сети  $U_{\phi C}$  на 15%. В соответствии с прямоугольным треугольником, который образуют векторы  $U_{\phi C}$ , первых гармоник напряжений АВН  $U_{\phi a(1)}$  и входного дросселя  $U_{L(1)}$ , получаем  $U_{L(1)} = U_{\phi C} \sqrt{1.15^2 - 1} = 0.568U_{\phi C}$ . Это значение соответствует максимальному действующему значению входного тока АВН  $I_{MAX}$ . Тогда  $L_{MAX} = U_{L(1)} / I_{MAX} = 0.568U_{\phi C} / I_{MAX}$ . Минимальное значение  $L$  можно принять при условии, что напряжение  $U_{L(1)}$  составляет 3–5% от напряжения сети, т.е.  $L_{MIN} = U_{L(1)} / I_{MAX} = (0.03 - 0.05)U_{\phi C} / I_{MAX}$ . Таким образом, возможное значение  $L_{MIN} < L < L_{MAX}$  находится в широких пределах и ее конечная величина определяется частотой переключений ключей АВН, которая увеличивается с уменьшением индуктивности. Для АВН среднего напряжения (3 – 6кВ), где используются высоковольтные ключи, частота их переключений ограничена, а поэтому следует выбирать соответствующие значения  $U$ ,  $L$  (при минимально возможной скорости изменения тока) и  $\delta$  (в соответствии с требуемым гармоническим составом тока).

Емкость конденсаторов выходного фильтра АВН определяется в соответствии с коэффициентом пульсаций выпрямленного напряжения аналогично трехуровневому инвертору напряжения [4]. При этом речь идет о высокочастотных пульсациях.

Структурная схема системы управления АВН с использованием релейного принципа формирования тока в фазах показана на рис. 3. Система управления АВН содержит три внутренних контура регулирования фазных токов АВН с РРТ, на входы которых подаются заданные синусоидальные значения токов  $i_a, i_b, i_c$ , образующие трехфазную симметричную систему. На другие входы РРТ подаются сигналы  $i_{\phi a}, i_{\phi b}, i_{\phi c}$  с датчиков тока, расположенных во входных фазах АВН. Каждый РРТ управляет переключением ключей соответствующего плеча моста. Заданные значения токов формируются внешним ПИ – регулятором напряжения (РН), который обеспечивает стабилизацию напряжения на выходе АВН  $u_d$  на заданном уровне  $u_{d3\Delta D}$ . РН формирует активную составляющую входного тока, которая преобразователем координат (ПК) преобразуется в трехфазную систему сигналов задания токов. ПК имеет также вход задания реактивной составляющей тока, что позволяет формировать входной ток с заданным значением коэффициента мощности.



**Рис. 3. Структурная схема системы управления АВН**

Трехуровневый АФ (ТАФ). Сигналы, соответствующие току нелинейной нагрузки  $i_H$ , ТАФ  $i_{\phi}$ , напряжению сети  $u_l$ , а также напряжению АФ в звене постоянного тока  $u_d$  посредством датчиков вводятся в систему управления ТАФ. Внешним по отношению к контуру регулирования тока являются ПИ – регулятор, регулятор напряжения в цепи постоянного тока и ПК, которые обеспечивают формирование сигнала  $i_{13\Delta D}$  (для каждой из трех фаз АФ), совпадающего с фазным напряжением и пропорционального активной составляющей тока нагрузки  $I_a$  (может также задаваться реактивная составляющая  $I_p$ ). Нарушение этого условия приводит к циркуляции активной мощности между сетью и цепью постоянного тока АФ и, поскольку нагрузка у него отсутствует, к заряду или разряду конденсатора  $C$  (изменению напряжения  $u_d$ ). Работа же РН и заключается в поддержании напряжения на заданном уровне  $u_d = U_{d3\Delta D}$ . Сигналы заданного тока сети  $i_{13\Delta D}$  и фактического значения тока  $i_H$  поступают в вычитающее устройство (ВУ), которое определяет задание на ток фаз АФ ( $i_{\phi 3\Delta D} = i_{13\Delta D} - i_H$ ). Сигналы с выхода ВУ вместе с фактическими значениями тока АФ поступают на входы РРТ каждой из фаз.

Значение емкости конденсатора выбирается из условия сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения  $u_d$ . Для определения характера и амплитуды пульсаций воспользуемся балансом мгновенной мощности между сетью  $p(t)$ , активным фильтром  $p_{\phi}(t)$  и нагрузкой  $p_H(t)$ , т.е. запишем  $p(t) = p_H(t) + p_{\phi}(t)$ .

Считаем, что частота переключений ключей АФ достаточно большая, индуктивность дросселей при этом мала и энергией, накапливаемой в них, можно пренебречь. Емкость конденсатора  $C$  достаточно высокая, чтобы напряжение на конденсаторе считать постоянным ( $u_d = U_d$ ). Напряжение  $U_1$  (фазное) и ток  $I_1$ , потребляемый из сети, считаем синусоидальными. Пренебрегаем также активными сопротивлениями сети и потерями энергии в схеме АФ. Мощность, передаваемая из сети при коэффициенте мощности, равном 1,  $p(t) = P = 3U_1 \cdot I_1$ . Мощность нагрузки является суммой мгновенных мощностей фаз нагрузки, т. е.  $p_H(t) = p_a(t) + p_b(t) + p_c(t)$ . Для одной фазы (фаза  $a$ )

$$p_a(t) = u_1 \cdot i_H = U_{1m} \sin \omega t \cdot I_{Hm(1)} \sin(\omega t - \varphi_{(1)}) + U_{1m} \sin \omega t \left( \sum_{k=2}^{\infty} I_{Hm(k)} \sin(k\omega t + \psi_k) \right), \quad (1)$$

где  $I_{Hm(1)}$ ,  $I_{Hm(k)}$  – амплитуда 1-й и  $k$ -й гармоник тока нагрузки,  $\varphi_{(1)}$ ,  $\psi_k$  – сдвиг по фазе 1-й гармоники тока и начальная фаза  $k$ -й гармоники тока нагрузки.

Первая составляющая (1) равна  $U_1 I_{H(1)} \cos \varphi_{(1)} - U_1 I_{H(1)} \cos(2\omega t - \varphi_{(1)})$ . Сумма этих составляющих для трех фаз при симметричной нагрузке равняется активной мощности, т. е.  $P = 3U_1 I_{H(1)} \cos \varphi_{(1)}$ .

Вторая составляющая (1) определяется суммой произведений 1-й гармоники напряжения  $u_1$  на соответствующие гармоники тока нагрузки; они после известных тригонометрических преобразований дают косинусоиды с амплитудой  $0.5U_{1m} I_{Hm(k)}$ , фаза которых  $((k-1)\omega t + \psi_k)$  и  $((k+1)\omega t + \psi_k)$ . При сложении их для трех фаз нагрузки остаются лишь составляющие нулевой последовательности с  $k=6, 12, 18$ . Наибольшая из них при  $k=6$  определяется 5-й и 7-й гармониками тока нагрузки. Таким образом,  $p_H(t) = P + p_6(t)$ , где  $p_6(t) = 3 \cdot 0.5U_{1m} (I_{Hm(7)} \cos(6\omega t + \psi_7) - I_{Hm(5)} \cos(6\omega t + \psi_5))$ .

Если пренебречь разницей фаз значений амплитуды 6-й гармоники  $I_{Hm(6)} = I_{Hm(5)} - I_{Hm(7)}$ , то соответственно  $p_6(t) = 3 \cdot 0.5U_{1m} \cdot I_{Hm(6)} \cos(6\omega t + \psi_5) = 3 \cdot U_1 \cdot I_{H(6)} \cos(6\omega t + \psi_5)$ . Мгновенная мощность, передаваемая в цепь постоянного тока АФ  $p_\Phi(t) = U_d \cdot i_c$  ( $i_c$  – ток конденсатора), является разницей между  $p(t)$  и  $p_H(t)$  и равняется  $p_6(t)$ .

Таким образом, мощность в цепи постоянного тока АФ пульсирует с шестикратной к частоте сети частотой. Амплитуда колебаний  $P_{m6} = 3 \cdot U_1 \cdot I_{H(6)}$ .

Ток конденсатора, соответственно, имеет амплитуду  $I_{Cm(6)} = 3 \cdot U_1 \cdot I_{H(6)} / U_d$ .

Соответствующее значение напряжения пульсаций в цепи постоянного тока (на конденсаторе) относительно постоянной составляющей  $U_d$   $u_{\Pi}(t) \approx \frac{1}{C} \int i_c(t) dt = -\frac{3 \cdot U_1 I_{H(6)}}{U_d \cdot 6\omega \cdot C} \sin 6\omega t = -U_{\Pi m} \sin 6\omega t$ .

Значение емкости  $C$  выбирается исходя из необходимого коэффициента пульсаций  $K_{\Pi} = U_{\Pi m} / U_d$  (обычно 1–5%), т. е.  $C = \frac{3U_1 \cdot I_{H(6)}}{6\omega \cdot K_{\Pi} \cdot U_d^2}$ . Таким образом, для определения емкости  $C$  необходимо предва-

рительно определить гармонический состав тока нагрузки.

Использование АФ предусматривает определенные особенности выбора параметров схемы: индуктивности дросселя  $L$  и напряжения  $U_d$ . К нелинейным нагрузкам с высокой скоростью изменения тока, потребляемого из сети, относятся управляемые и неуправляемые выпрямители в составе полупроводниковых преобразователей электропривода, сварочных аппаратов и др. В их входных цепях, обычно, используются трансформаторы или реакторы, индуктивное сопротивление которых ограничивает скорость изменения тока АФ  $i_\Phi$ , которая растет с уменьшением  $L$  и увеличением  $U_d$ . При выборе значения  $U_d$  для ключей схемы следует учитывать ограничения по напряжению в звене постоянного тока (с учетом коммутационных перенапряжений), так его как стандартное значение для ключей класса 1700 В составляет лишь 900 В (для класса 1200 В – 600 В). Как показано, для ТАВН в этом плане трехуровневая топология имеет преимущества – вдвое меньше напряжение ключей и значение  $L$ .

Рассмотрим применение АФ на входе тиристорного преобразователя (ТП) постоянного тока. Считаем, что АФ подключен на входе трансформатора. Тогда индуктивность входной фазы ТП  $L_{\Phi H} = X_T / \omega$ . Максимальная скорость изменения  $i_H$  имеет место на интервале коммутации  $\gamma$ , длительность которого  $t_k = \gamma / \omega$ . Если ток изменяется по линейному закону, то  $di_H / dt = I_d / t_k$ . В первом приближении скорость изменения тока  $i_\Phi$  принимаем  $di_\Phi / dt = U_d / L$ . Таким образом, при условии  $di_\Phi / dt > di_H / dt$  значение индуктивности дросселя  $L < U_d / (di_H / dt)$ . Следует отметить, что неоправданное завышение  $U_d$  приводит к увеличению частоты переключений ключей АФ.

**Моделирование предложенных решений.** Моделирование выполнено при использовании программного пакета MATLAB. Разработаны математические модели ТАВН и ТАФ, а также двухуровнево-

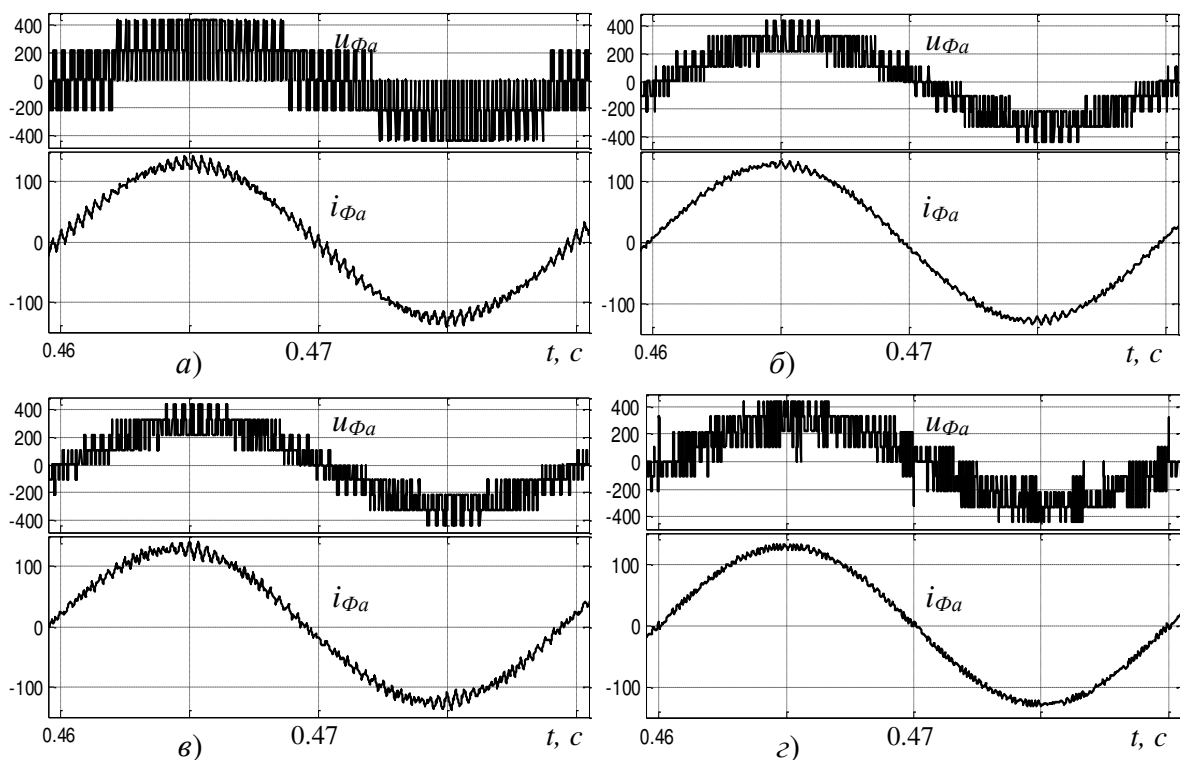
го АВН для сопоставления показателей схем. Модель системы содержит также источник переменного напряжения с учетом сопротивлений сети. В качестве нелинейной нагрузки АФ использовались модели ТП с активно-индуктивной нагрузкой и неуправляемого выпрямителя с выходным емкостным фильтром.

На рис. 4, а показаны осциллограммы напряжения на входе  $u_{\phi a}$  и входного тока  $i_{\phi a}$  для двухуровневого АВН в выпрямительном режиме с использованием ШИМ. При этом напряжение сети  $U_{ЛС}=380$  В,  $U_d=650$  В,  $I_{\phi}=100$  А, индуктивность дросселя  $L=1$  мГн, частота модуляции (ШИМ) – 3 кГц, коэффициент гармоник тока (с учетом порядка гармоник до 200)  $THD_{200}=6,08$  %, а с учетом всех гармоник  $THD = 6, 15$  %. Амплитуда пульсаций  $i_{\phi a}$  в течение периода при этом существенно изменяется.

На рис. 4, б показаны осциллограммы  $u_{\phi a}$  и  $i_{\phi a}$  для ТАВН при тех же параметрах схемы, при этом  $THD_{200}=2,9$  % и  $THD=2,95$  %, что свидетельствует об улучшении гармонического состава тока АВН.

При уменьшении  $L$  до 0,5 мГн в схеме ТАВН (рис. 4, в) получаем примерно такие же показатели, что и в схеме двухуровневого АВН –  $THD_{200}=5,77$  %, а  $THD=5,83$  %.

На рис. 4, г показаны осциллограммы  $u_{\phi a}$  и  $i_{\phi a}$  для ТАВН с использованием РРТ ( $\delta=3,3$  % от амплитуды входного тока). При этом  $U_{ЛС}=380$  В,  $U=650$  В,  $I_{\phi}=100$  А,  $L=1$  мГн,  $THD_{200}=2,3$  %,  $THD=2,8$  %. Частота переключений ключей  $f_{П}$  составляет порядка 3 кГц, как и в случае с использованием ШИМ (рис. 4, б). Разница в том, что спектр тока более широкий и в нем отсутствуют явно выраженные гармоники, их амплитуда не превышает одного процента.



**Рис. 4. Осциллограммы напряжения и входного тока фазы АВН:**

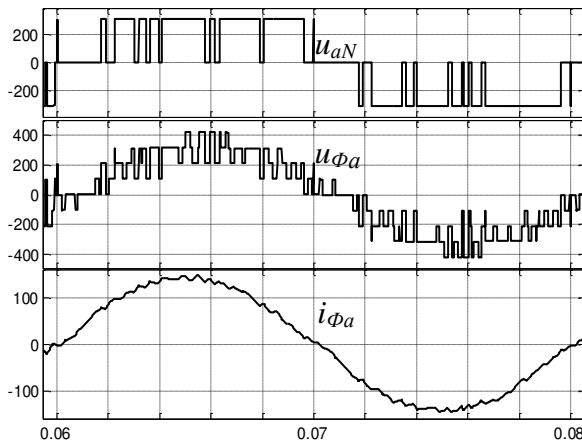
- а) двухуровневый АВН с ШИМ 3 кГц,  $L=1$  мГн; б) трехуровневый АВН с ШИМ 3 кГц,  $L=1$  мГн;  
в) трехуровневый АВН с ШИМ 3 кГц,  $L=0,5$  мГн; г) трехуровневый АВН с РРТ,  $L=1$  мГн

Таким образом, для низковольтных АВН, где  $f_{П}$  существенно не лимитируется, трехуровневая структура по сравнению с двухуровневой позволяет в два и более раз уменьшить индуктивность буферного дросселя  $L$  без повышения напряжения в звене постоянного тока. Что касается высоковольтных схем АВН, где имеют место значительные потери энергии в ключах, желательно величину  $f_{П}$  ограничить. Это возможно за счет согласования скорости изменения тока АВН с законом его задания (при максимальной амплитуде). Достигается это при минимально возможном  $U=2U_d$  путем увеличения  $L$ . На рис. 5 приведены осциллограммы  $u_{\phi a}$ ,  $u_{aN}$ ,  $i_{\phi a}$  при  $U_{ЛС}=380$  В,  $I_{\phi}=100$  А,  $2U_d=1,15U_{ЛСm}=618$  В, индуктивности дросселя  $L=1,75$  мГн (25% от значения  $L=U_{\phi c}/(I_{\phi} \cdot \omega)$ ) и  $\delta=3,5$  %. При этом  $THD_{200}=3,4$  %,  $THD=4,2$  %. В соответствии с напряжением плеча моста  $u_{aN}$  частота переключений ключей К1, К2  $f_{П}=10 \cdot 50=500$  Гц. Следует отметить, что частота переключений ключей К2, К3  $f_{П}=50$  Гц, поскольку К2, К3 открыты полпериода.

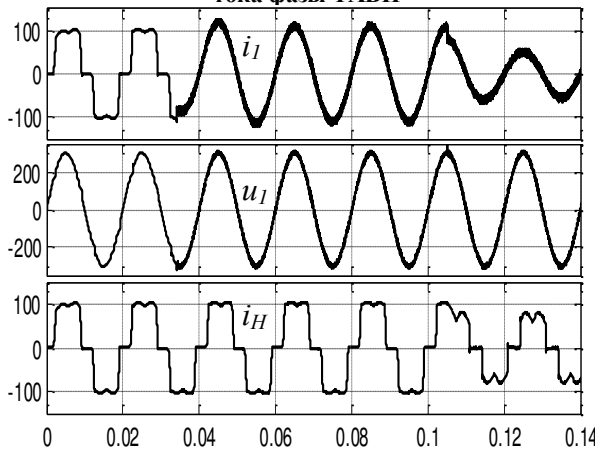
На рис. 6 приведены осциллограммы тока  $i_l$  и напряжения сети  $u_l$ , а также тока нагрузки  $i_H$  при подключении ТАФ с предварительно заряженными конденсаторами к сети с ТП и изменении угла управления тиристорами скачком с  $\alpha=5^\circ$  до  $\alpha=45^\circ$  (нагрузка ТП неизменная). При  $\alpha=5^\circ$  ( $\gamma=8^\circ$ ) для  $i_l$  THD<sub>200</sub>=1,13 % (амплитуда 1-й гармоники тока  $I_{m(1)}=110$  А), при  $\alpha=45^\circ$  ( $\gamma=2^\circ$ ) THD<sub>200</sub>=2,76 % ( $I_{m(1)}=58$  А). Для  $u_l$  THD<sub>200</sub>=0,8 %. Таким образом, при рассмотренном принципе управления ТАФ обеспечивает хорошие динамические показатели. На рис. 7 показаны  $i_l$ ,  $u_l$ ,  $i_H$ ,  $i_\phi$ ,  $u_{A\phi}$  и напряжение плеча ТАФ  $u_{A\phi(AN)}$  относительно среднего вывода звена постоянного тока  $u_d$ . Напряжение  $U=325 \cdot 2=650$  В. Для тока  $i_l$  THD<sub>200</sub>=2,8 %.

**Выводы**

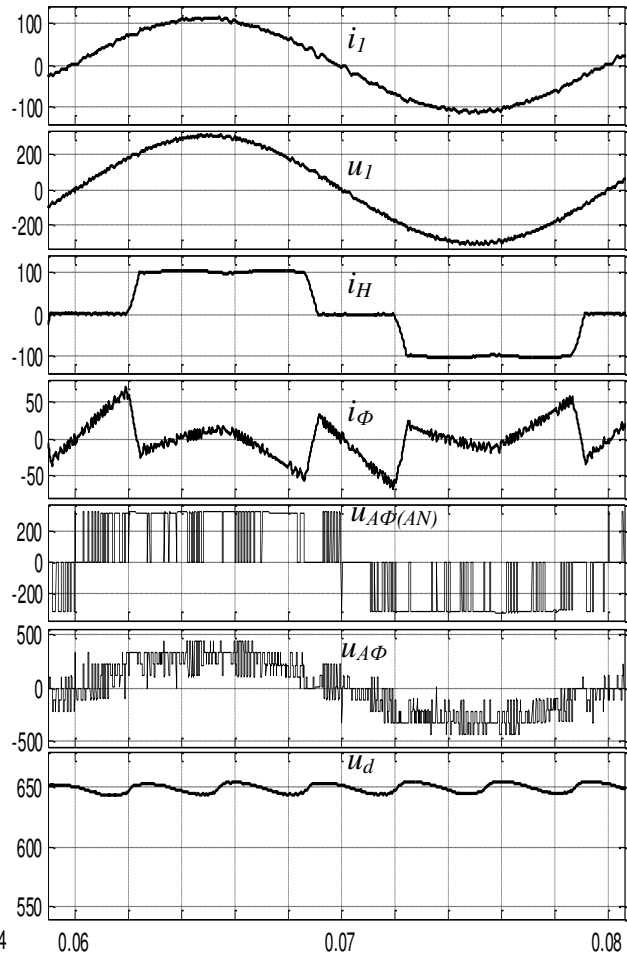
Использование трехуровневой топологии инверторов – одно из перспективных направлений в плане



**Рис. 5. Осциллограммы напряжений и входного тока фазы ТАВН**



**Рис. 6. Осциллограммы работы ТАФ в качестве нагрузки ТП**



**Рис. 7. Осциллограммы работы ТАФ относительно среднего вывода звена постоянного тока**

улучшения технико-экономических показателей работы АВН и АФ в низковольтном и высоковольтном исполнении. Предметом дальнейших исследований является разработка структуры системы автоматического регулирования АВН применительно к частотно-регулируемому асинхронному электроприводу, а для АФ обеспечение высоких статических и динамических показателей при различных видах нагрузки.

**Список литературы**

- ГОСТ 13109-97. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.
- IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, IEEE Standard 519-1992, Jun. 1992.
- Плушке Н. Специализированные модули для трехуровневых инверторов [Текст]/ Н. Плушке, Т. Грашкоф, А. Колпаков// Силовая электроника.- ООО «Медиа КиТ». – 2010. – №2(25). – С. 44-47.
- Шавьолкін О.О. Перетворювальна техніка: навчальний посібник [Текст] / О.О. Шавьолкін, О.М. Наливайко. Монографія– Краматорськ, ДДМА, 2008. – 326 с.

*Рекомендовано до друку: д-ром техн. наук, проф. Толочко О.І.*