

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-

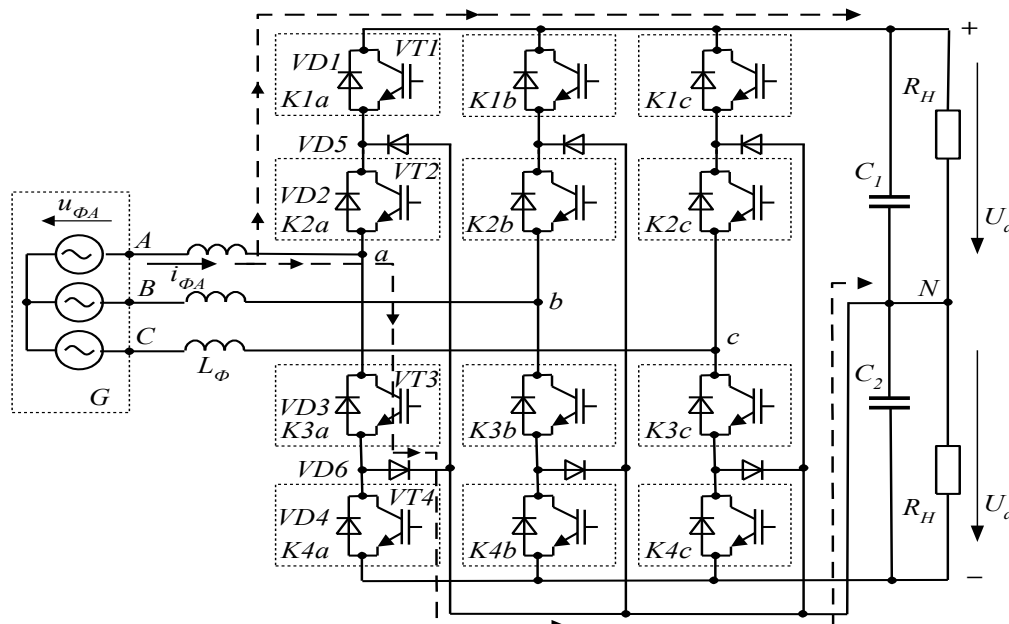


Рис. 1. Структурная схема силовых цепей ТАВН

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 $i_{\phi A} \leq i_{3АД} - \delta$ (δ – 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.

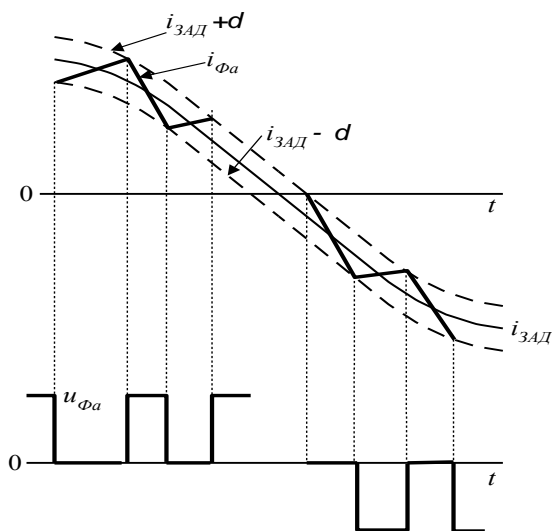


Рис.2. Кривая формирования входного тока ТАВН

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 δ 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 δ (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.

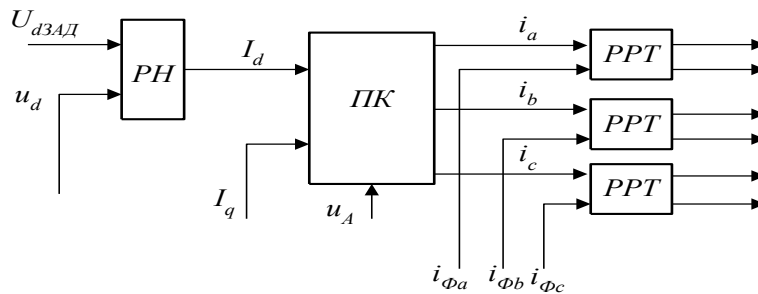


Рис. 3. Структурная схема системы управления АВН

Трехуровневый АФ (ТАФ). Сигналы, соответствующие току нелинейной нагрузки i_H , ТАФ i_{ϕ} , 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, $\varphi_{(1)}$, ψ_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_Φ , 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 γ , 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_Φ 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, $U_d=650$ 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.

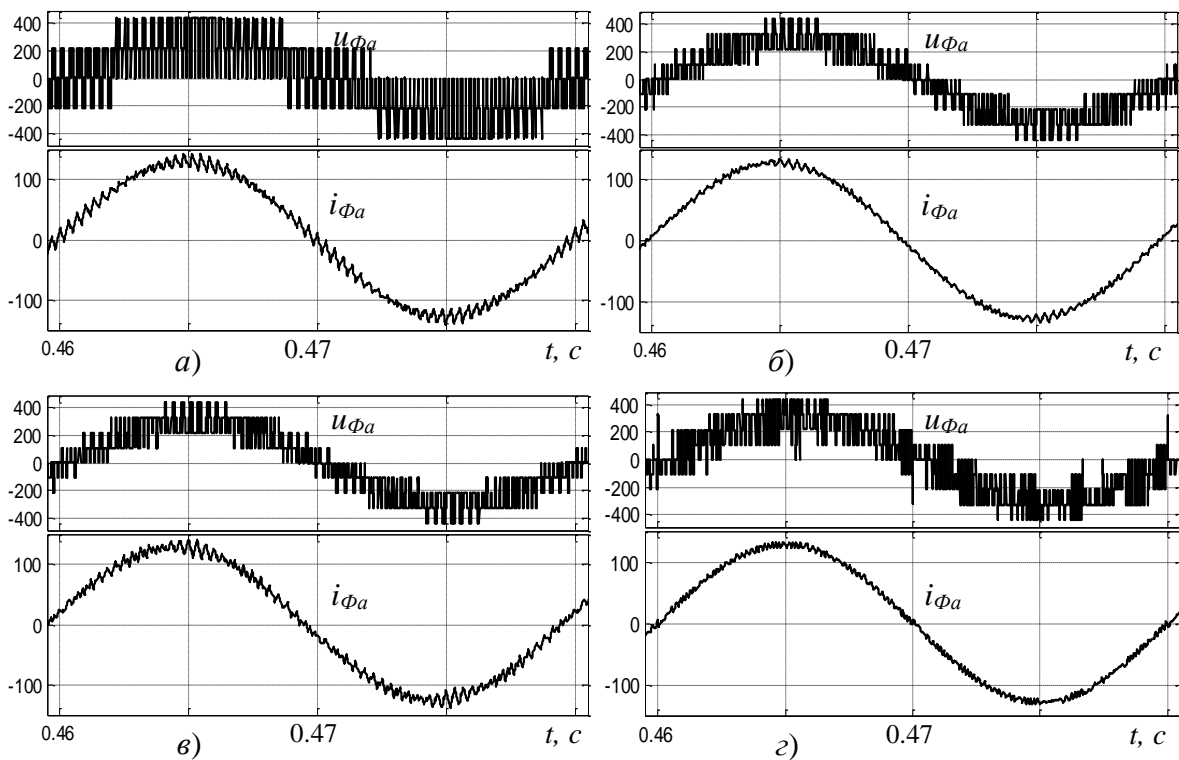


Рис. 4. Осциллограммы напряжения и входного тока фазы АВН:

- 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 THD₂₀₀=1,13 % (амплитуда 1-й гармоники тока $I_{m(1)}=110$ А), при $\alpha=45^\circ$ ($\gamma=2^\circ$) THD₂₀₀=2,76 % ($I_{m(1)}=58$ А). Для u_l THD₂₀₀=0,8 %. Таким образом, при рассмотренном принципе управления ТАФ обеспечивает хорошие динамические показатели. На рис. 7 показаны i_l , u_l , i_H , i_ϕ , $u_{A\phi}$ 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 THD₂₀₀=2,8 %.

Выводы

Использование трехуровневой топологии инверторов – одно из перспективных направлений в плане

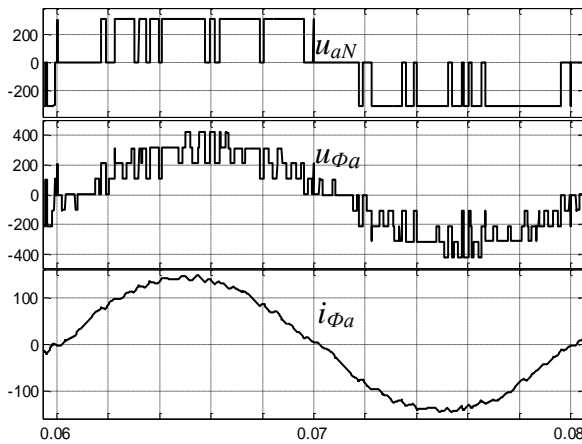


Рис. 5. Осциллограммы напряжений и входного тока фазы ТАВН

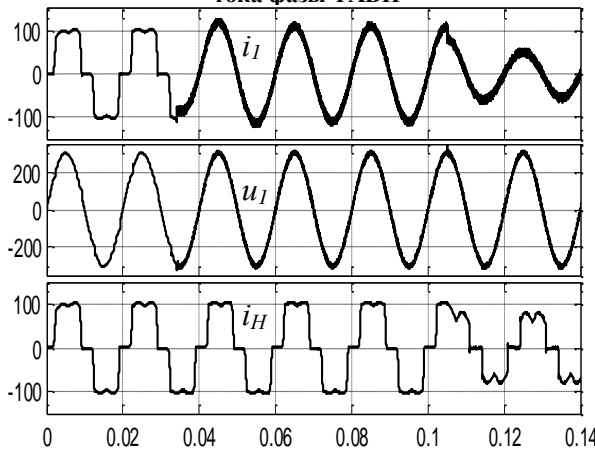


Рис. 6. Осциллограммы работы ТАФ в качестве нагрузки ТП

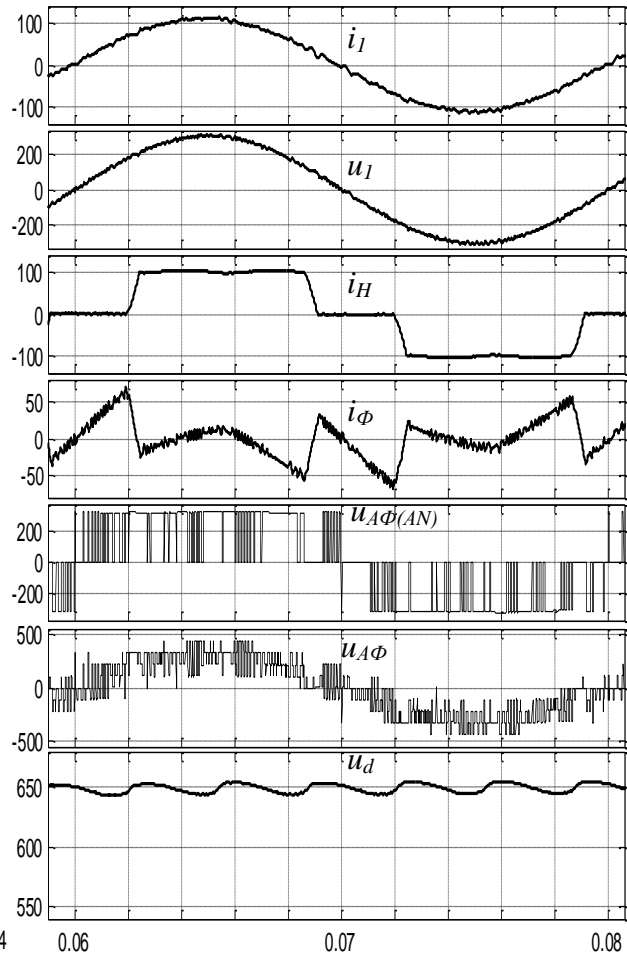


Рис. 7. Осциллограммы работы ТАФ относительно среднего вывода звена постоянного тока

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.