

А.В.Волков, докт.техн.наук (Запорожская государственная инженерная академия), **И.А.Косенко** (Запорожский национальный технический университет)

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ПРОГНОЗИРУЮЩЕГО РЕЛЕЙНО-ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АКТИВНЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ ТОКА В АСИНХРОННОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ С АВТОНОМНЫМ ИНВЕРТОРОМ ТОКА

На основе проведенного анализа электромагнитных процессов в активном выпрямителе тока (АВТ), питающем асинхронный электропривод с автономным инвертором тока, усовершенствован способ прогнозирующего релейно-векторного управления АВТ. Для предложенного управления с использованием имитационного моделирования дана количественная оценка достигаемых электромеханических процессов указанного электропривода и его электромагнитной совместимости с питающей сетью.

На основі проведеного аналізу електромагнітних процесів у активному випрямлячі струму (АВС), що живить асинхронний електропривод з автономним інвертором струму, удосконалено спосіб прогнозуючого релейно-векторного керування АВС. Для запропонованого керування з використанням імітаційного моделювання дана кількісна оцінка електромеханічних процесів, які досягаються в зазначеному електроприводі та його електромагнітної сумісності з мережею живлення.

С учетом промышленного освоения фирмой Rockwell Automation выпуска частотно-регулируемых асинхронных электроприводов (АЭП) на основе автономного инвертора тока (АИТ) на запираемых тиристорах [4], успешно конкурирующих с АЭП на основе автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией в диапазоне напряжений от 2400 до 6600 В, в зарубежной научно-технической литературе уделяется повышенное внимание управлению активным выпрямителем тока (АВТ), входящим в состав АЭП с АИТ [10]. Это обусловлено важным назначением АВТ – обеспечением улучшенных регулировочных свойств АЭП с АИТ и электромагнитной совместимости (ЭМС) указанного электропривода с питающей сетью.

В ряде известных публикаций, посвященных управлению АВТ, используются способы широтно-импульсной модуляции (ШИМ) с явно выраженными модуляторами или выборочным исключением гармоник либо векторной ШИМ [3,6,10,11], которым присуща повышенная техническая сложность реализации, связанная с существенным усложнением системы регулирования за счет введения демпфирующих связей по производным сетевых токов для устранения колебаний, вызванных высокой добротностью сетевого фильтра [9]. Технически более простыми и более быстродействующими являются системы с прогнозирующим релейно-векторным (ПРВ) управлением АВТ [7,8]. Однако последнему виду управления при этом присущи увеличенное количество используемых датчиков (сетевых напряжения и тока, входного напряжения и выходного тока АВТ), громоздкость вычислений при определении текущих комбинаций силовых ключей АВТ и зависимость этих вычислений от параметров (активных сопротивлений, индуктивностей и емкостей) элементов силовой цепи, некоторые из которых могут изменяться в процессе работы АЭП и влиять на качество регулирования сетевых токов и коэффициента мощности данного АЭП. При этом во всех известных публикациях остаются недостаточно исследованными качественные показатели ЭМС (значения сетевого коэффициента мощности и общего коэффициента гармоник сетевого тока) АЭП на основе АИТ с питающей сетью, достигаемые посредством АВТ.

Целью данной статьи является совершенствование в части упрощения, повышения быстродействия и точности ПРВ управления АВТ для асинхронного электропривода с АИТ на запираемых тиристорах и количественная оценка электромеханических процессов данного АЭП и его электромагнитной совместимости (сетевого коэффициента мощности и общего коэффициента гармоник сетевого тока) с питающей сетью.

Задача управления АВТ состоит в выборе текущей комбинации m его силовых ключей, обеспечивающей быстродействующее и точное регулирование на заданном уровне I_d^* входного тока I_d

инвертора $I_d^* \approx I_d$ при одновременном поддержании значения сетевого коэффициента мощности K_M АВТ, близким к единице $K_M \approx 1$.

На первом этапе исследуем стационарные электромагнитные процессы, протекающие в сетевом фильтре и АВТ. На рис. 1, а показана функциональная схема АЭП на основе АИТ, силовая часть которого содержит: АВТ, выполненный на запираемых тиристорах V1–V6; сглаживающий дроссель L_d ; АИТ, выполненный на запираемых тиристорах V7–V12; сетевой фильтр СФ, состоящий из реакторов L_ϕ , конденсаторов C_K и резисторов R_K , где последние служат для демпфирования высокочастотных составляющих тока; конденсаторы C_{II} ; асинхронный двигатель АД. В схеме на рис. 1, а приняты следующие обозначения: $U_{\phi a}$, $U_{\phi b}$ и $U_{\phi c}$ – сетевые фазные напряжения питающей сети; $I_{\phi a}$, $I_{\phi b}$ и $I_{\phi c}$ – сетевые фазные токи; I_{na} , I_{nb} , I_{nc} и U_{na} , U_{nb} , U_{nc} – входные фазные соответственно токи и напряжения АВТ; I_{ka} , I_{kb} и I_{kc} – токи трех конденсаторов C_K фильтра СФ. Показанные в схеме на рис. 1, а резисторы R_ϕ и R_d учитывают соответственно активные сопротивления реакторов сетевого фильтра СФ и сглаживающего дросселя L_d .

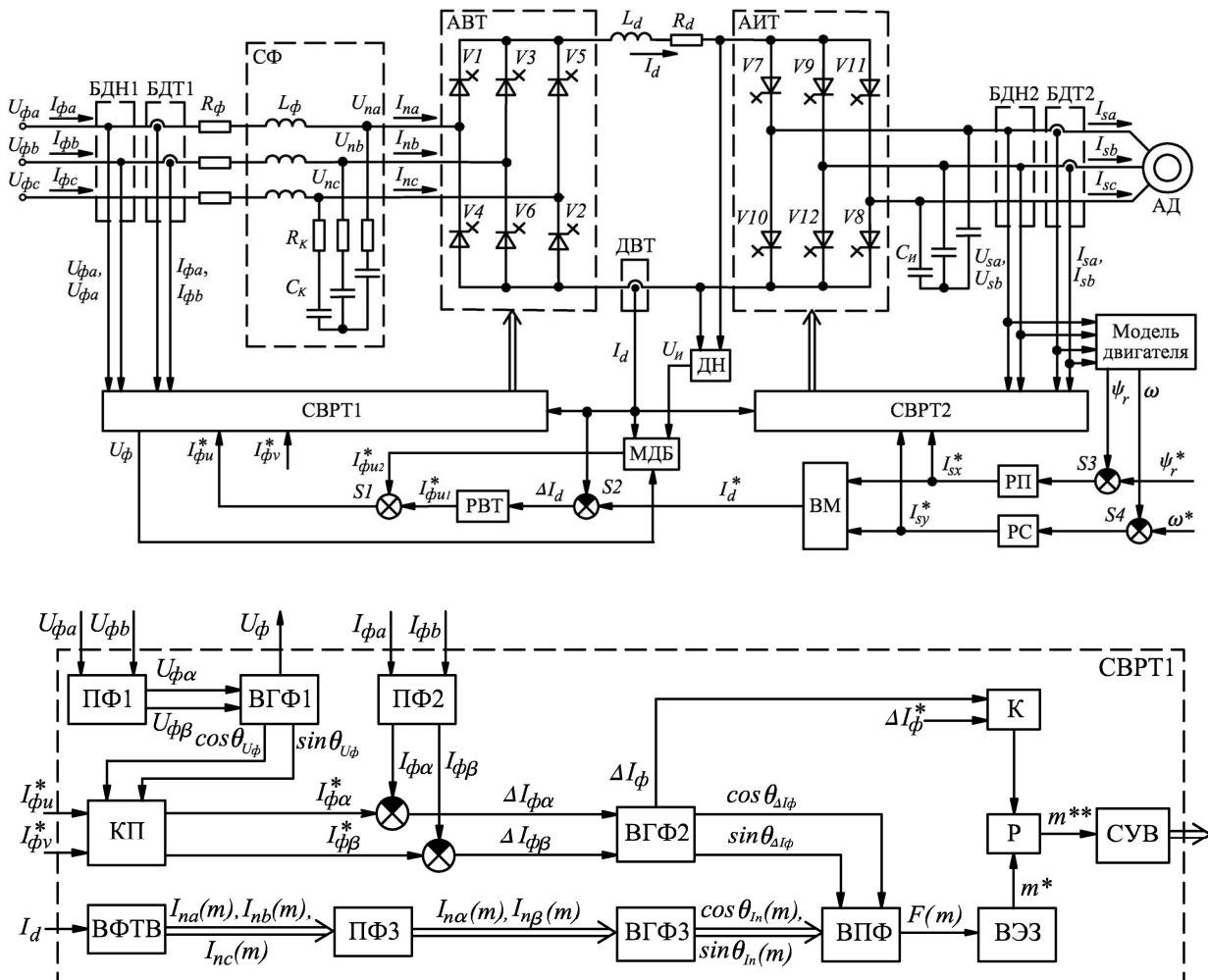


Рис. 1, а, б

Математическая модель АВТ, использующая его идеализированное представление, при котором пренебрегают динамическим запаздыванием силовых ключей и полагают сопротивления этих

ключей равными нулю – в открытом состоянии или бесконечности – в закрытом состоянии, описывается в обобщенных векторах зависимостями

$$\begin{aligned} \bar{U}_\phi &= R_\phi \bar{I}_\phi + L_\phi \frac{d\bar{I}_\phi}{dt} + \bar{U}_n, & \bar{I}_\phi &= \bar{I}_n + C \frac{d}{dt} \left[\bar{U}_n - R_K \bar{I}_\phi + R_K \bar{I}_n \right], \\ U_d &= R_d I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} + U_{II}, \end{aligned} \quad (1)$$

где используются следующие обозначения: \bar{U}_ϕ , \bar{I}_ϕ – обобщенные векторы сетевых напряжения и тока; \bar{U}_n и \bar{I}_n – векторы соответственно входных напряжения и тока АВТ; U_d , I_d и U_{II} – напряжение и ток на выходе АВТ, напряжение на входе АИТ соответственно. При этом обобщенный вектор \bar{I}_n и выходное напряжение U_d АВТ определяются из соотношений

$$\bar{I}_n = \bar{\Phi}_T \cdot I_d, \quad U_d = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left[\hat{\bar{\Phi}}_T \cdot \bar{U}_n \right], \quad (2)$$

где Re – математическая операция выделения действительной части комплексного числа, а $\bar{\Phi}_T$ и $\hat{\bar{\Phi}}_T$ – соответственно вектор коммутационной функции и ему сопряженный вектор, рассчитываемые из следующих зависимостей

$$\bar{\Phi}_T = \frac{2}{3} \left[\Phi_a + \bar{a} \Phi_b + (\bar{a})^2 \Phi_c \right], \quad \hat{\bar{\Phi}}_T = \frac{2}{3} \left[\Phi_a + (\bar{a})^2 \Phi_b + \bar{a} \Phi_c \right] \quad (3)$$

через фазные коммутационные функции Φ_a , Φ_b и Φ_c , которые принимают одно из трех допустимых значений: -1 , 0 или 1 в зависимости от текущей выбранной комбинации открытых силовых ключей АВТ, и поворотный множитель $\bar{a} = e^{j2\pi/3}$, в котором: e – основание экспоненты, а $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица.

Обратим внимание на следующее. Во-первых, на протяжении одного конкретного межкоммутационного интервала (МИ) система уравнений (3) становится линейной (поскольку на данном МИ является неизменным значение вектора $\bar{\Phi}_T = \bar{\Phi}_T(0) = \text{const}$ коммутационной функции АВТ, где $\bar{\Phi}_T(0)$ – значение вектора коммутационной функции АВТ на рассматриваемом МИ). Во-вторых, с учетом на практике высокой частоты переключения силовых ключей АВТ и значительной индуктивности дросселя L_d ток I_d в звене постоянного тока на протяжении текущего произвольного МИ силовых ключей АВТ в стационарном режиме работы АЭП с АИТ можно считать неизменным ($I_d = \text{const}$). В-третьих, с учетом предыдущих допущений становится неизменным на протяжении рассматриваемого МИ обобщенный вектор входного тока АВТ ($\bar{I}_n = \text{const}$). При этом под межкоммутационным интервалом будем понимать интервал времени между соседними коммутациями силовых ключей АВТ.

С учетом отмеченной линеаризации (в пределах текущего МИ) системы (1) и принятого допущения о постоянстве тока I_d приведем два первых уравнения из системы (1) к операторному виду

$$\begin{aligned} \bar{U}_n(p) &= \bar{U}_\phi(p) - \bar{I}_\phi(p) \left[pL_\phi + R_\phi \right] + L_\phi \bar{I}_\phi(0), \\ \bar{U}_n(p) &= \left[\bar{I}_\phi(p) - \frac{\bar{I}_n(0)}{p} \right] \cdot \left[\frac{1}{Cp} + R_K \right] + \frac{\bar{U}_K(0)}{p}, \end{aligned} \quad (4)$$

где $\bar{U}_\phi(p)$, $\bar{I}_\phi(p)$ и $\bar{U}_n(p)$ – операторные изображения соответственно векторов $\bar{U}_\phi(t)$, $\bar{I}_\phi(t)$ и $\bar{U}_n(t)$, а $\bar{I}_\phi(0)$, $\bar{I}_n(0)$ и $\bar{U}_K(0)$ – начальные значения (на рассматриваемом МИ при времени $t=0$) соответственно векторов $\bar{I}_\phi(t)$, $\bar{I}_n(t)$ и обобщенного вектора $\bar{U}_K(t)$ напряжения на конденсаторах C_K .

При этом значения векторов $\bar{I}_n(0)$ и $\bar{U}_K(0)$ рассчитываются по формулам

$$\bar{I}_n(0) = \bar{\Phi}_T(0) \cdot I_d, \quad \bar{U}_K(0) = \bar{U}_n(0) - R_K \left[\bar{I}_\phi(0) - \bar{I}_n(0) \right], \quad (5)$$

где $\bar{U}_n(0)$ – начальное значение вектора $\bar{U}_n(t)$ на рассматриваемом МИ при времени $t=0$.

При допущении о синусоидальности и симметрии сетевых фазных напряжений, что достаточно близко выполняется на практике, с применением метода операторного изображения, использование которого для анализа стационарных электромагнитных процессов в линейных трехфазных цепях с R, L, C – элементами подробно рассмотрено в [2,5], получим решение системы уравнений (6) относительно обобщенного вектора сетевого тока

$$\bar{I}_\phi(t) = \bar{I}_1(t) + \bar{I}_2(t) + \bar{I}_3(t) + \bar{I}_4(t), \quad (6)$$

в котором составляющие $\bar{I}_1(t), \bar{I}_2(t), \bar{I}_3(t)$ и $\bar{I}_4(t)$ рассчитываются из соотношений

$$\begin{aligned} \bar{I}_1(t) &= \bar{I}_n(0) \left\{ 1 + \frac{j e^{-t/2T_\phi}}{4T_\phi \omega_0} \left[e^{j\omega_0 t} \left(1 + j2T_\phi \omega_0 - \frac{2T_\phi R_K}{L_\phi} \right) - e^{-j\omega_0 t} \left(1 - j2T_\phi \omega_0 - \frac{2T_\phi R_K}{L_\phi} \right) \right] \right\}, \\ \bar{I}_2(t) &= \bar{I}_\phi(0) \frac{j e^{-t/2T_\phi}}{4T_\phi \omega_0} \left[e^{j\omega_0 t} (1 - j2T_\phi \omega_0) - e^{-j\omega_0 t} (1 + j2T_\phi \omega_0) \right], \\ \bar{I}_3(t) &= j \bar{U}_n(0) e^{-t/2T_\phi} \cdot \frac{e^{j\omega_0 t} - e^{-j\omega_0 t}}{2L_\phi \omega_0}, \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \bar{I}_4(t) &= \bar{U}_\phi(0) \left\{ \frac{1}{4L_\phi \omega_0 (j(1 - L_\phi C_K \omega_1^2) - R_\Sigma C_K \omega_1)} \left[e^{-t(1/2T_\phi + j\omega_0)} \cdot (e^{j2\omega_0 t} (2L_\phi C_K \omega_0 \omega_1 + 2 + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + jR_\Sigma C_K \omega_1) + 2L_\phi C_K \omega_0 \omega_1 - 2 - jR_\Sigma C_K \omega_1) - 4e^{j\omega_1 t} L_\phi C_K \omega_0 \omega_1 \right] \right\}. \end{aligned}$$

В соотношениях (7) собственная частота колебаний ω_0 , электромагнитная постоянная времени T_ϕ и суммарное активное сопротивление R_Σ находятся из зависимостей

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_\phi C_K} - \frac{1}{4T_\phi^2}}, \quad T_\phi = L_\phi / R_\Sigma, \quad R_\Sigma = R_\phi + R_K. \quad (8)$$

Основываясь на соотношениях (7), проведены расчеты обобщенных векторов сетевого тока $\bar{I}_\phi(t)$ и его составляющих $\bar{I}_1(t), \bar{I}_2(t), \bar{I}_3(t), \bar{I}_4(t)$ через проекции этих векторов на вещественную " α " и мнимую " β " оси неподвижной ортогональной координатной системы (ОКС) " $\alpha - \beta$ ", связанной вещественной осью с геометрической осью обмотки фазы " a " силового трансформатора. При этом начальные для момента времени $t=0$ значения обобщенных векторов сетевого тока $\bar{I}_\phi(0)$ и напряжения $\bar{U}_\phi(0)$, входных напряжения $\bar{U}_n(0)$ и тока $\bar{I}_n(0)$ АВТ были предварительно определены в результате расчета электромагнитных процессов на цифровой имитационной модели рассматриваемого АЭП с АИТ. Согласно данному расчету, осуществленному для стационарного режима работы рассматриваемого АЭП при номинальных значениях скорости и нагрузки двигателя на межкоммутационном интервале $(0, t_1)$ длительностью 50 мкс, построены годографы движения рассчитанных обобщенных векторов сетевого тока $\bar{I}_\phi(t)$ и его составляющих $\bar{I}_1(t), \bar{I}_2(t), \bar{I}_3(t), \bar{I}_4(t)$, которые показаны на рис. 2.

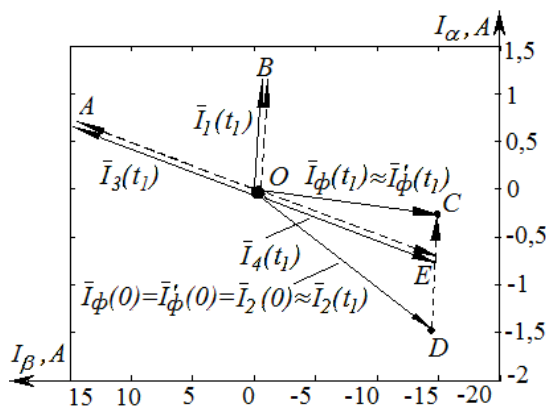


Рис. 2

На данном рисунке начальные значения (при $t=0$) обобщенных векторов $\bar{I}_\phi(0)$ и $\bar{I}_2(0)$ тока равны между собой и показаны сплошной линией в виде отрезка OD , а начальные значения составляющих векторов тока $\bar{I}_1(0)$, $\bar{I}_3(0)$ и $\bar{I}_4(0)$, равные нулю, показаны точкой O . Конечные значения (при $t=t_1$) на рассматриваемом межкоммутационном интервале упомянутых обобщенных векторов показаны на рис. 2 сплошной линией в виде отрезков: OB – для $\bar{I}_1(t_1)$; OD – для $\bar{I}_2(t_1)$; OA – для $\bar{I}_3(t_1)$; OE – для $\bar{I}_4(t_1)$; OC – для $\bar{I}_\phi(t_1)$. На этом же рисунке пунктирной линией показаны рассчитанные годографы движения указанных обобщенных векторов на рассматриваемом межкоммутационном интервале в виде кривых: DC – для $\bar{I}_\phi(t)$; OB – для $\bar{I}_1(t)$; OA – для $\bar{I}_3(t)$; OE – для $\bar{I}_4(t)$. Следует отметить, что векторы тока $\bar{I}_2(0)$ и $\bar{I}_2(t_1)$ практически совпадают между собой с относительным отклонением менее 5 %, вследствие чего годограф вектора $\bar{I}_2(t)$ очень мал и не показан на рис. 2. Также для сравнения был рассчитан на созданной имитационной модели АЭП с АИТ уточненный годограф движения обобщенного вектора сетевого тока $\bar{I}'_\phi(t)$ из начального положения $\bar{I}'_\phi(0) = \bar{I}_\phi(0) = OD$ в конечное состояние $\bar{I}'_\phi(t_1) \approx \bar{I}_\phi(t_1) = OC$, совпадающий с относительным отклонением менее 1 % с годографом обобщенного вектора сетевого тока $\bar{I}_\phi(t)$, вычисленным из второй зависимости в (1) с учетом (7).

Следует отметить, что годограф суммы обобщенных векторов $\bar{I}_2(t)$, $\bar{I}_3(t)$ и $\bar{I}_4(t)$ на протяжении рассматриваемого МИ силовых ключей АВТ практически не изменялся, то есть указанные векторы взаимно компенсировали друг друга, фактически не оказывая влияния на изменение обобщенного вектора $\bar{I}_\phi(t)$ сетевого тока. Таким образом, направление изменения приращения $\Delta\bar{I}_\phi(t) = \bar{I}_\phi(t) - \bar{I}_\phi(0)$ обобщенного вектора сетевого тока $\bar{I}_\phi(t)$ определяется лишь его первой составляющей $\bar{I}_1(t)$, зависящей от обобщенного вектора входного тока $\bar{I}_n(0)$ выпрямителя. Это позволяет осуществить новый способ прогнозирования направления приращения $\Delta\bar{I}_\phi(t)$ обобщенного вектора сетевого тока $\bar{I}_\phi(t)$ на текущем МИ, а именно – по направлению текущего обобщенного вектора входного тока $\bar{I}_n(t)$ АВТ.

На *втором этапе* с учетом предложенного нового способа прогнозирования при релейно-векторном управлении разработана система векторного регулирования тока СВРТ1 для активного выпрямителя тока, показанная на рис. 1, б и входящая в состав системы автоматического управления (САУ) рассматриваемым АЭП с АИТ в схеме на рис. 1, а. Данная САУ содержит также в своем составе систему векторного регулирования тока СВРТ2, служащую для управления АИТ; регуляторы выпрямленного тока РВТ, потокосцепления РП и скорости РС двигателя; вычислитель модуля ВМ; модель двигателя; множително-делительный блок МДБ; датчик входного напряжения ДН инвертора; датчик выпрямленного тока ДВТ; блоки датчиков напряжения БДН1, БДН2 и тока БДТ1, БДТ2; сумматоры S1–S4.

Представленная на рис. 1, а САУ выполнена в соответствии с принципами подчиненного регулирования и функционирует следующим образом. Исходя из отклонений между заданными Ψ_r^* , ω^* и фактическими Ψ_r , ω значениями модуля потокосцепления ротора и скорости двигателя, вычисляются на выходах регуляторов РП и РС сигналы задания соответственно намагничивающей I_{sx}^* и активной I_{sy}^* проекций обобщенного вектора статорного тока \bar{I}_s^* двигателя на оси абсцисс "x" и

ординат "у" вращающейся ортогональной координатной системы "x – y", ориентированной осью абсцисс "x" по обобщенному вектору потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_r$ двигателя. Системой регулирования статорных токов СВРТ2, подробно рассмотренной в [1], вычисляется очередная комбинация открытых и закрытых тиристоров АИТ, которая позволяет быстро обрабатывать упомянутые заданные проекции I_{sx}^* и I_{sy}^* обобщенного вектора статорного тока \bar{I}_s^* .

При этом через заданные значения намагничивающей I_{sx}^* и активной I_{sy}^* проекций вектора статорного тока \bar{I}_s^* на выходе вычислителя ВМ согласно зависимости

$$I_d^* = \sqrt{(I_{sx}^*)^2 + (I_{sy}^*)^2} \quad (9)$$

рассчитывается задание на выходной ток I_d^* выпрямителя для регулятора РВТ.

Посредством сумматора S1 заданное значение $I_{\phi u}^*$ активной проекции обобщенного вектора сетевого тока \bar{I}_ϕ^* на ось абсцисс "u" вращающейся ОКС "u – v" (ориентированной осью абсцисс "u" по обобщенному вектору сетевого напряжения \bar{U}_ϕ) вычисляется в виде суммы двух слагаемых из следующего соотношения:

$$I_{\phi u}^* = I_{\phi u1}^* + I_{\phi u2}^* \quad (10)$$

Первое слагаемое задается с выхода регулятора РВТ, а второе – вычисляется множителем-делителем блоком МДБ из зависимости

$$I_{\phi u2}^* = \frac{2}{3U_\phi} U_{II} I_d \quad (11)$$

Последняя зависимость получена, исходя из упрощенного соотношения для баланса активных мощностей на входе и выходе активного выпрямителя с учетом пренебрежения активными потерями мощности на сопротивлении R_d , элементах сетевого фильтра СФ и активном выпрямителе АВТ, которые на практике оказываются достаточно малы,

$$\frac{3}{2} U_\phi I_{\phi u2} \approx U_{II} I_d \quad (12)$$

где U_{II} – входное напряжение АИТ; U_ϕ – модуль обобщенного вектора сетевого напряжения; $I_{\phi u2}$ – составляющая проекции $I_{\phi u}$ обобщенного вектора сетевого тока \bar{I}_ϕ на ось абсцисс "u" ОКС "u – v", вызванная при текущем значении тока I_d непосредственно влиянием только входного напряжения U_{II} инвертора.

В результате такого формирования задания активной проекции $I_{\phi u}^*$ обобщенного вектора сетевого тока \bar{I}_ϕ^* практически не возникает отклонения ΔI_d на выходе сумматора S2 между заданным I_d^* и фактическим I_d значениями выходного тока АВТ при возмущении по входному напряжению U_{II} инвертора, которое вызывается в АЭП с АИТ изменением значений электромагнитного момента или скорости АД. Этим обеспечиваются повышение быстродействия обработки и уменьшение пере-регулирования выходного тока активного выпрямителя.

Следует отметить, что формирование сигнала задания реактивной проекции $I_{\phi v}^*$ обобщенного вектора сетевого тока \bar{I}_ϕ^* равным нулю позволяет поддерживать практически идеальный активный характер сетевого тока, а не равным нулю – обеспечивает компенсацию посредством АВТ реактивной мощности соседних электропотребителей.

Система векторного регулирования СВРТ1, воздействуя на силовые ключи АВТ, формирует близкие по форме к синусоидальным сетевые фазные токи

$$I_{\phi a} \approx I_{\phi}^* \cos \theta_{U\phi}, \quad I_{\phi b} \approx I_{\phi}^* \cos(\theta_{U\phi} - 2\pi/3), \quad I_{\phi c} \approx I_{\phi}^* \cos(\theta_{U\phi} + 2\pi/3), \quad (13)$$

которые обеспечивают, в свою очередь, создание в рассматриваемом АЭП текущих значений выходного тока выпрямителя I_d и реактивной проекции сетевого тока $I_{\phi v}$, равных их заданным значениям: $I_d \approx I_d^*$ и $I_{\phi v} \approx I_{\phi v}^*$. В зависимостях (13) используются обозначения: $\theta_{U\phi}$ и I_{ϕ}^* – соответственно аргумент обобщенного вектора сетевого напряжения \bar{U}_{ϕ} и заданное значение модуля обобщенного вектора сетевого тока, вычисляемое в виде

$$I_{\phi}^* = \sqrt{(I_{\phi u}^*)^2 + (I_{\phi v}^*)^2}. \quad (14)$$

Показанная на рис. 1, б функциональная схема СВРТ1 содержит преобразователи фаз ПФ1, ПФ2 и ПФ3; координатный преобразователь КП; вычислитель фазных токов выпрямителя ВФТВ; вычислители гармонических функций ВГФ1, ВГФ2 и ВГФ3; вычислитель прогнозирующего функционала ВПФ; вычислитель экстремального значения ВЭЗ; компаратор К; регистр Р; систему управления активным выпрямителем тока СУВ. В системе СВРТ1 реализован предложенный новый способ ПРВ управления АВТ, который осуществляется следующим образом. Через два контролируемых фазных сетевых напряжения $U_{\phi a}$ и $U_{\phi b}$ вычисляются на выходе преобразователя фаз ПФ1 проекции $U_{\phi\alpha}$ и $U_{\phi\beta}$ обобщенного вектора сетевого напряжения \bar{U}_{ϕ} на оси неподвижной ОКС " $\alpha - \beta$ " [5]

$$U_{\phi\alpha} = U_{\phi a}, \quad U_{\phi\beta} = (U_{\phi a} + 2U_{\phi b})/\sqrt{3}, \quad (15)$$

через которые посредством вычислителя ВГФ1 определяются функции от аргумента $\theta_{U\phi}$ этого вектора

$$\cos \theta_{U\phi} = U_{\phi\alpha} / U_{\phi}, \quad \sin \theta_{U\phi} = U_{\phi\beta} / U_{\phi}, \quad U_{\phi} = \sqrt{(U_{\phi\alpha})^2 + (U_{\phi\beta})^2}. \quad (16)$$

Через полученные гармонические функции $\cos \theta_{U\phi}$ и $\sin \theta_{U\phi}$ и заданные значения активной $I_{\phi u}^*$ и реактивной $I_{\phi v}^*$ проекций обобщенного вектора сетевого тока \bar{I}_{ϕ}^* в координатном преобразователе КП рассчитываются в неподвижной ОКС " $\alpha - \beta$ " заданные проекции $I_{\phi\alpha}^*$, $I_{\phi\beta}^*$ указанного обобщенного вектора сетевого тока [5].

В вычислителе ВГФ2 рассчитываются функции $\cos \theta_{\Delta I\phi}$ и $\sin \theta_{\Delta I\phi}$ от аргумента $\theta_{\Delta I\phi}$ обобщенного вектора отклонения сетевого тока $\Delta \bar{I}_{\phi} = \bar{I}_{\phi}^* - \bar{I}_{\phi}$

$$\cos \theta_{\Delta I\phi} = \Delta I_{\phi\alpha} / \Delta I_{\phi}, \quad \sin \theta_{\Delta I\phi} = \Delta I_{\phi\beta} / \Delta I_{\phi}, \quad \Delta I_{\phi} = \sqrt{(\Delta I_{\phi\alpha})^2 + (\Delta I_{\phi\beta})^2} \quad (17)$$

через проекции $\Delta I_{\phi\alpha}$ и $\Delta I_{\phi\beta}$ данного вектора на оси неподвижной ОКС " $\alpha - \beta$ ".

В табл. 1 приведены все возможные рабочие комбинации ($m=1,2..6$) силовых ключей АВТ и соответствующие им фазные значения входных токов выпрямителя. Через фактическое значение выходного тока I_d выпрямителя в блоке ВФТВ определяются согласно табл. 1, в которой открытые тиристоры показаны знаком "*", для всех возможных комбинаций открытых и закрытых тиристоров VI–V6 АВТ его прогнозируемые значения входных фазных токов $I_{na}(m)$, $I_{nb}(m)$ и $I_{nc}(m)$. Через последние, в свою очередь, посредством преобразователя фаз ПФ3 вычисляются проекции $I_{na}(m)$ и $I_{nb}(m)$ прогнозируемых обобщенных векторов входного тока $\bar{I}_n(m)$ АВТ на оси неподвижной ОКС " $\alpha - \beta$ ". По данным проекциям в вычислителе ВГФ3 рассчитываются гармонические функции $\cos \theta_{I_n}(m)$ и $\sin \theta_{I_n}(m)$ от аргумента $\theta_{I_n}(m)$ прогнозируемых обобщенных векторов входного тока $\bar{I}_n(m)$ выпрямителя

$$\cos \theta_{I_n}(m) = I_{na}(m) / I_n(m), \quad \sin \theta_{I_n}(m) = I_{nb}(m) / I_n(m), \quad I_n(m) = \sqrt{I_{na}^2(m) + I_{nb}^2(m)}. \quad (18)$$

С помощью вычислителя ВПФ через его входные сигналы, равные тригонометрическим функциям $\cos\theta_{\Delta I\phi}$, $\sin\theta_{\Delta I\phi}$ и $\cos\theta_{I_n}(m)$, $\sin\theta_{I_n}(m)$, вычисляется прогнозирующий функционал $F(m)$ согласно зависимости

$$F(m) = [\cos\theta_{\Delta I\phi}][\cos\theta_{I_n}(m)] + [\sin\theta_{\Delta I\phi}][\sin\theta_{I_n}(m)] = \cos[\theta_{\Delta I\phi} - \theta_{I_n}(m)]. \quad (19)$$

Таблица 1

Номер комбинац. m	Открытые тиристоры АВТ						Входные токи АВТ		
	V1	V2	V3	V4	V5	V6	I_{na}	I_{nb}	I_{nc}
1	*	*					$+I_d$	0	$-I_d$
2		*	*				0	$+I_d$	$-I_d$
3			*	*			$-I_d$	$+I_d$	0
4				*	*		$-I_d$	0	$+I_d$
5					*	*	0	$-I_d$	$+I_d$
6	*					*	$+I_d$	$-I_d$	0

Посредством вычислителя ВЭЗ определяется экстремальное (максимальное) значение прогнозирующего функционала $F(m^*) = \max$ и соответствующая ему комбинация m^* открытых тиристоров АВТ. Выбранная комбинация m^* определяет в соответствии с табл. 1 открытые тиристоры АВТ, на которые поступают соответствующие отпирающие импульсы от системы СУВ, и обеспечивает наилучшее совпадение между собой по направлению векторов $\Delta\bar{I}_\phi$ и $\bar{I}_n(m^*)$, что позволяет быстродействующим образом отрабатывать возникающие рассогласования между соответственно заданными $I_{\phi\alpha}^*$, $I_{\phi\beta}^*$ и фактическими $I_{\phi\alpha}$, $I_{\phi\beta}$ проекциями обобщенных векторов \bar{I}_ϕ^* и \bar{I}_ϕ сетевого тока.

Для ограничения частоты переключения запираемых тиристоров АВТ служат компаратор К и регистр Р. С помощью компаратора К сравнивается заданное значение уставки ΔI_ϕ^* с фактическим модулем ΔI_ϕ обобщенного вектора рассогласования сетевого тока $\Delta\bar{I}_\phi$, определяемым вычислителем ВГФ2 согласно последнему соотношению из (17).

Если фактическое значение модуля ΔI_ϕ обобщенного вектора рассогласования сетевого тока $\Delta\bar{I}_\phi$ меньше уставки ΔI_ϕ^* , то регистр Р сохраняет неизменной и соответствующей предыдущему моменту времени комбинацию m^{**} открытых тиристоров АВТ

$$m = m^{**} = \text{const} \quad \text{при } \Delta I_\phi \geq \Delta I_\phi^*; \quad (20)$$

если значение ΔI_ϕ превысило уставку ΔI_ϕ^* , то заданное значение комбинации m открытых тиристоров АВТ изменяется на новое m^* , определяемое на выходе вычислителя ВЭЗ

$$m = m^* \quad \text{при } \Delta I_\phi < \Delta I_\phi^*. \quad (21)$$

На *третьем этапе* для рассмотренной функциональной схемы (рис. 1, а) была создана цифровая имитационная модель АЭП с АИТ со следующими параметрами силовой цепи: $R_\phi = 0,01$ Ом, $R_K = 1$ Ом, $R_d = 0,2$ Ом, $L_\phi = 0,001$ Гн, $C_K = 50$ мкФ, $L_d = 0,15$ Гн, $C_H = 50$ мкФ. В данной модели используется общепринятое идеализированное представление АД [5] и учитывается фактическая несинусоидальная форма входных и выходных напряжений (токов) АВТ и АИТ, а также принимается во внимание дискретность работы их силовых ключей. При расчетах на имитационной модели АЭП с АИТ частота дискретизации вычислений в системе автоматического управления составляла 10 мкс, а для двигателя и силовой схемы АЭП шаг расчетов был задан переменным, но не более 1 мкс. Сетевые фазные напряжения $U_{\phi a}$, $U_{\phi b}$ и $U_{\phi c}$ задавались синусоидальными и симметричными (частотой 50 Гц и действующими значениями, равными 220 В).

Посредством данной имитационной модели были рассчитаны для двигателя 4A132S6Y3 мощностью 5,5 кВт стационарные электромагнитные и переходные электрохимические процессы. В частности, на рис. 3 показаны электрохимические переходные процессы АЭП с АИТ в режимах начального насыщения магнитной цепи, разгона до номинальной скорости ω_n , наброса положительной и отрицательной полярности номинального значения M_n момента нагрузки M_c , сброса нагрузки, реверса и торможения (до полной остановки), а на рис. 4 – стационарные электромагнитные процессы при номинальной скорости и разных значениях момента M_c нагрузки (а – для $M_c = M_n$, б – для $M_c = -M_n$).

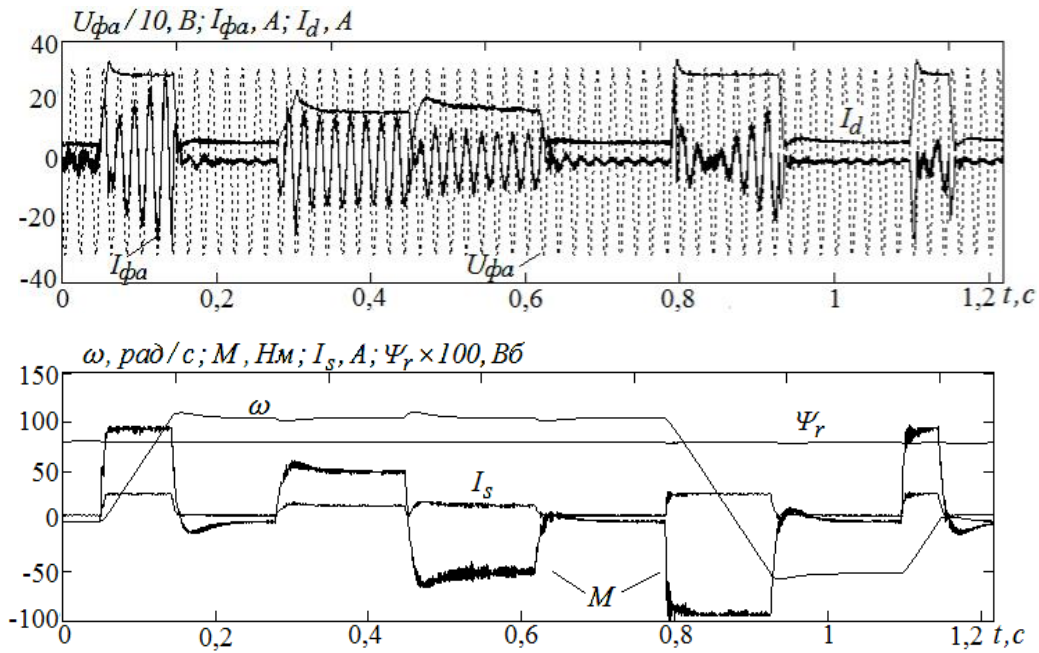


Рис. 3, а, б

В табл. 2 приведены рассчитанные для указанных стационарных режимов основные показатели ЭМС рассматриваемого АЭП с питающей сетью. На данных рисунках и в табл. 2 используются следующие обозначения: M , ω – электромагнитный момент и угловая скорость АД; I_s , Ψ_r – соответственно модули обобщенных векторов статорного тока и потокосцепления ротора двигателя; U_{sa} , I_{sa} и Ψ_{ra} – фазные значения статорных напряжения и тока, потокосцепления ротора АД соответственно; THD – общий коэффициент гармоник сетевого тока; K_M – сетевой коэффициент мощности (рассчитываемый для $I_{fv}^*=0$); f_{ABT} и $f_{AИТ}$ – частоты коммутации силовых ключей АВТ и АИТ соответственно.

Таблица 2

ω , рад/с	M_c , Нм	THD, %	K_M , о. е.	f_{ABT} , Гц	$f_{AИТ}$, Гц
$\omega = \omega_n$	$M_c = M_n$	4,69	0,997	3580	1460
	$M_c = -M_n$	8,79	-0,994	5040	780
$\omega = 0,5\omega_n$	$M_c = M_n$	5,7	0,994	4510	1110
	$M_c = -M_n$	13,4	-0,953	5050	820
$\omega = 0,1\omega_n$	$M_c = M_n$	9,3	0,98	5010	890
	$M_c = -M_n$	17,1	0,925	5080	960

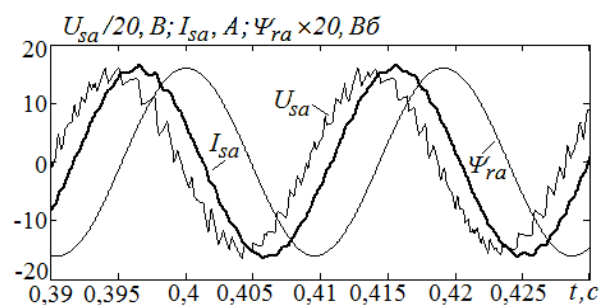
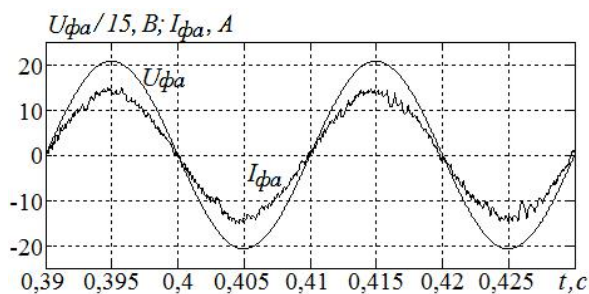


Рис. 4, а

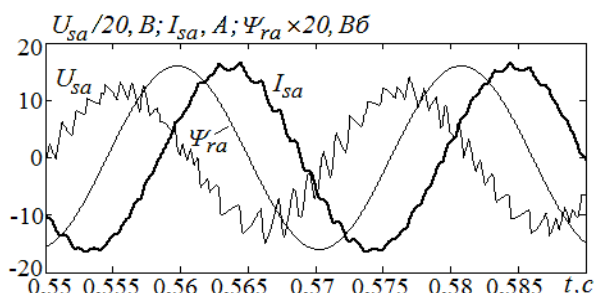
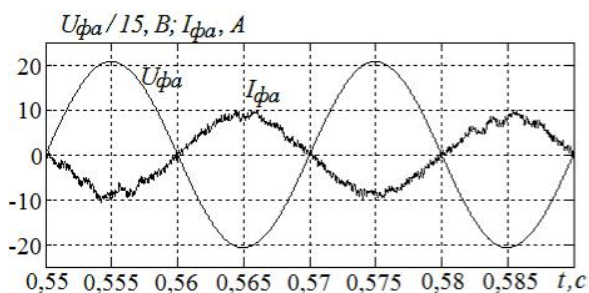


Рис. 4, б

Выводы.

Предложенное управление АВТ обладает следующими преимуществами по сравнению с известным способом ПРВ управления АВТ, рассмотренным в [7]:

- упрощение, обусловленное как упрощением вычислительного алгоритма определения прогнозирующего функционала, так и исключением датчиков входного напряжения АВТ;

- нечувствительность предложенного способа к уходу параметров элементов силовой схемы АЭП, в котором требуется корректировка прогнозирующего функционала в эксплуатации при дрейфе активных сопротивлений R_{ϕ} и емкости C_{κ} конденсаторов СФ;

- уменьшенное с 18 до 3 % перерегулирование при отработке двукратного (от номинального) значения выходного тока I_d АВТ, вызванное возмущениями по входному напряжению инвертора, присущими рассматриваемому АЭП при изменении электромагнитного момента и скорости двигателя, что достигается путем введения на вход сумматора S1 в функциональной схеме САУ компенсирующего сигнала $I_{\phi u 2}^*$ с выхода МДБ;

- равноценные высокое быстродействие, характеризуемое временем менее 10 мс при отработке двукратных от номинальных значений статорного тока и электромагнитного момента, и нормированное качество регулирования электромеханических процессов (статорного тока, потокосцепления ротора и скорости) электропривода с АИТ на запираемых тиристорах.

Перечисленные преимущества предложенного управления АВТ получены за счет: во-первых, нахождения более простого и одновременно эффективного прогнозирующего функционала (19) при осуществлении ПРВ управления АВТ; во-вторых, применения разработанной схемы СВРТ1, реализующей данное управление (рис. 1, б); в-третьих, формирования дополнительной (компенсирующей) составляющей $I_{\phi u 2}^*$, прямо пропорциональной согласно (11) входному напряжению U_{II} инвертора и выходному току I_d АВТ, в сигнале задания проекции $I_{\phi u}^*$ сетевого тока.

Достигнуто высокое качество электромагнитной совместимости рассматриваемого электропривода с питающей сетью, характеризуемое при номинальных значениях скорости и нагрузки двигателя сетевым коэффициентом мощности, равным 0,997, и общим коэффициентом гармоник сетевого тока, равным 4,69 %.

1. Волков А.В., Косенко А.И. Асинхронный электропривод на основе автономного инвертора тока с широтно-импульсной модуляцией // Техн. електродинаміка. Тем. вип. «Проблеми сучасної електротехніки». – 2008. – Ч.1. – С. 81–86.
2. Волков А.В., Косенко А.И. Анализ электромагнитных процессов асинхронного двигателя при питании от автономного инвертора тока с широтно-импульсной модуляцией // Техн. електродинаміка. – 2009. – №1. – С. 12–19.
3. Ефимов А.А., Шрейнер Р.Т. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока. – Новоуральск: НГТИ, 2001. – 250 с.
4. Лазарев Г.Б. Мощные высоковольтные преобразователи частоты для регулируемого электропривода в электроэнергетике // Электротехника. – 2005. – №11. – С. 3–8.
5. Пивняк Г.Г., Волков А.В. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией. – Дніпропетровськ: НГУ, 2006. – 470 с.
6. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.
7. Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А., Мухаматишин И.А. Прогнозирующее релейно-векторное управление активными токовыми преобразователями частоты в системах электроснабжения и электропривода // Электроприводы переменного тока. Труды между. XIII науч.-техн. конф. – Екатеринбург: УГТУ-УПИ. – 2005. – С. 137–140.
8. Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А., Зиновьев Г.С. и др. Прогнозирующее релейно-векторное управление активными преобразователями частоты в системах электропривода переменного тока // Электротехника. – 2004. – №10. – С. 43–50.
9. Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А., Мухаматишин И.А. Релейное управление активными токовыми преобразователями частоты // Электротехника. – 2005. – №9. – С. 47–53.
10. Rodríguez J.R., Dixon J.W., Espinoza J.R. and all. PWM regenerative rectifiers: state of the art // IEEE Trans. IE. – 2005. – Vol. 52. – №1. – Pp. 5–21.
11. Wu B., Pontt J., Rodriguez J., Bernett S. Current Source Converter and Cycloconverter Topologies for Industrial Medium Voltages Drives // IEEE Trans. IE. – 2008. – Vol. 55. – №7. – Pp. 2786–2797.

Надійшла 23.06.2009