

5. Садовой А.В. Системы оптимального управления прецизионными электроприводами [Текст] / А.В.Садовой, Б.В.Сухинин, Ю.В.Сохина // К.: ИСИМО, 1998. – 298с.
6. Ким Д.П. Теория автоматического управления. Т. 1. Линейные системы [Текст] / Д.П. Ким // М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 288с.
7. Волянский Р.С. Синтез оптимальной системы управления с нелинейной активационной функцией [Текст] / Р.С.Волянский, А.В.Садовой // Электротехнические и компьютерные системы. – 2014. – №15 (91). – С.69-71.

*Поступила в редколлегию 31.10.2016.*

УДК 62-83:681.513.5

КЛЮЕВ О.В., к.т.н. доцент  
САДОВОЙ А.В., д.т.н., профессор

Днепродзержинский государственный технический университет

### **АСИНХРОННЫЙ ВЕНТИЛЬНЫЙ КАСКАД С ПАРАМЕТРИЧЕСКИМ ИСТОЧНИКОМ ТОКА В РОТОРНОЙ ЦЕПИ**

**Введение.** Преобладающим типом силового преобразователя в электроприводе (ЭП) в течение длительного периода его развития был регулируемый источник напряжения, благодаря чему естественно регулируемой координатой является скорость ЭП. Указанный тип преобразователя предопределил и назначение каналов управления электрической машиной. В асинхронном вентильном каскаде (АВК) цепь ротора стала главным каналом, поскольку управление по этой цепи позволяет формировать требуемые механические характеристики, а цепь статора – вспомогательным каналом, позволяющим, если нужно, регулировать скорость ниже номинальной ослаблением потокоцепления статора.

Однако существует теоретически равноправная концепция – использование в ЭП регулируемых источников тока [1]. Если говорить об АВК, то источник тока в роторной цепи нейтрализует действие ЭДС ротора, т.е. исключает её влияние на момент, развиваемый асинхронной машиной. Электромагнитный момент теперь однозначно определяется током источника тока и магнитным потоком машины и является естественно регулируемой в таком ЭП координатой.

Если в цепь ротора АВК последовательно подключить через диодный выпрямитель параметрический источник тока (ПИТ), то в динамических режимах и при перегрузках ЭП ток ротора будет ограничиваться на уровне расчётного тока ПИТ. При этом отпадает необходимость регулировать ток путём изменения угла открытия тиристоринвертора и, следовательно, можно обойтись без внутреннего регулятора выпрямленного тока ротора. Таким образом, появляется возможность отказаться от классической системы подчинённого регулирования и использовать только регулятор скорости вращения ротора.

**Постановка задачи.** Задачей настоящей статьи является исследование на математической модели динамических режимов работы асинхронного вентильного каскада с параметрическим источником тока в роторной цепи, получившим название токопараметрического асинхронного вентильного каскада (ТПАВК).

**Результаты работы.** Если в роторную цепь АВК включить ПИТ, то величина выпрямленного тока  $I_d$  будет ограничиваться на расчётном для ПИТ уровне. Поэтому в системе управления достаточно ограничиться регулятором скорости, который в этом случае может быть только релейный для импульсного регулирования ЭДС ПИТ. Схема электропривода, реализующего такую идею, показана на рис.1.

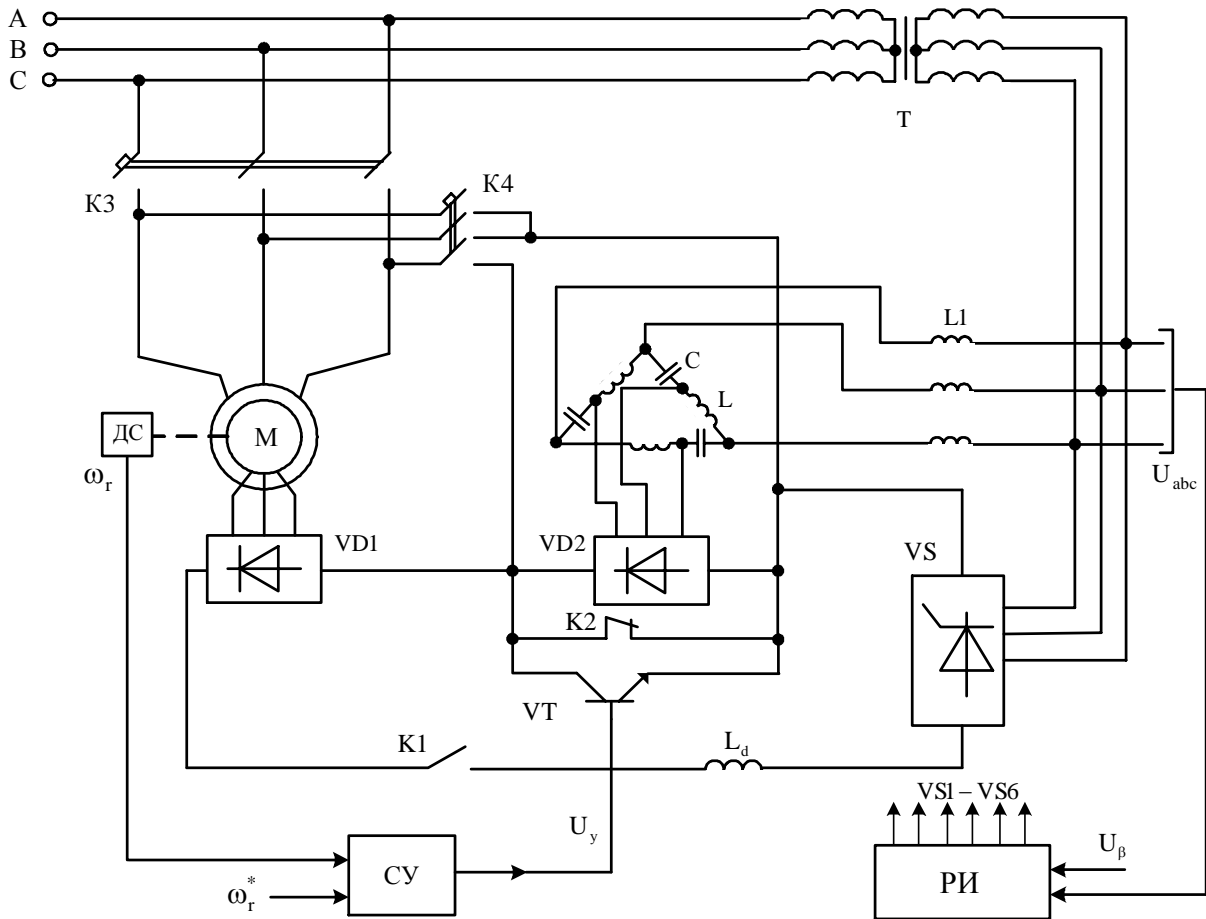


Рисунок 1 – ТПАВК с коммутацией источника тока в роторной цепи

В роторной цепи действует несколько ЭДС: выпрямленная мостом VD1 ЭДС роторных обмоток, противо-ЭДС тиристорного инвертора VS и ЭДС параметрического источника тока, выпрямляемая мостом VD2. Сигнал управления  $U_{\beta}$  выставляется неизменным и обеспечивает максимальную постоянную противо-ЭДС тиристорного инвертора при углах управления  $\alpha = 165 - 170$  эл. гр., чем достигается его наибольший коэффициент мощности. В системе управления СУ достаточно использовать релейный регулятор скорости, который подаёт управляющие импульсы на базу транзистора VT, который, работая в ключевом режиме, закорачивает выход ПИТ или включает его в роторную цепь, тем самым реализуя импульсное регулирование электромагнитного момента и скорости вращения ротора.

При построении структуры системы управления электроприводом переменного тока всегда возможно уравнения электрической машины, записанные в осях координат, ориентированных по какому-либо вектору, представить в следующем виде [2]:

$$U_n = \frac{1}{k_{\text{ЭКВ}}} (T_{\text{ЭКВ}} p + 1) \xi_n + \sum_{k_n}, \quad (1)$$

где  $U_n$  – проекция вектора управляющего напряжения на ось координат;  $\xi_n$  – регулируемая переменная;  $k_{\text{ЭКВ}}$ ,  $T_{\text{ЭКВ}}$  – эквивалентные коэффициент усиления и постоянная времени, зависящие от параметров ЭП;  $\sum_{k_n}$  – некоторая функция, зависящая в общем

случае от переменных машины  $\vec{\Psi}_s, \vec{\Psi}_r, \vec{I}_s, \vec{I}_r, \omega, \omega_k$  и характеризующая влияние перекрестных связей на каналы управления.

Возможность получения соотношения (1) является основной для синтеза САУ, поскольку позволяет для любой из регулируемых переменных получить идентичные и простые по структуре схемы регуляторов. Из формулы (1) следует, что при условии введения в сигнал управления  $U_n$  компенсирующего сигнала  $\sum_{kn}$  передаточная функция объекта представляется апериодическим звеном первого порядка [2].

Поскольку система управления АВК с диодной роторной группой вентилей одноканальная, то динамику процесса управления удобнее всего рассматривать в осях координат, ориентированных по вектору тока ротора, так как вектор управляющей ЭДС  $\vec{E}_y$  находится в противофазе к вектору тока ротора и в данной системе координат всегда расположен на действительной оси. Таким образом, в рассматриваемой схеме АВК регулируется амплитуда управляющей ЭДС  $|\vec{E}_y| = E_y$ , а фаза однозначно определена положением вектора тока ротора в силу односторонней проводимости и неуправляемости диодов роторной группы вентилей.

Уравнения АВК в осях координат, ориентированных по вектору тока ротора, записываются следующим образом:

$$\begin{aligned} \omega_k &= \frac{L_m U_s \sin \delta + R_s L_m I_{sv} + \omega L_s (L_r I_r + L_m I_{su})}{(L_r L_s - L_m^2) I_r}; & d\delta/dt &= \omega_0 - \omega_k; \\ \frac{dI_{sv}}{dt} &= \frac{(\omega - \omega_k)(L_r I_r + L_m I_{su})}{L_m}; \\ \frac{dI_{su}}{dt} &= \frac{-L_r' U_s \cos \delta + L_m E_y + R_r L_m I_r - R_s L_r' I_{su} + L_m^2 \omega I_{sv}}{L_r' L_s - L_m^2} + \omega_k I_{sv}; & (2) \\ \frac{dI_r}{dt} &= \frac{L_m U_s \cos \delta - L_s E_y - L_m L_s \omega I_{sv} - R_r L_s I_r + R_s L_m I_{su}}{L_r' L_s - L_m^2}; \\ M_3 &= \frac{3}{2} N L_m I_r I_{sv}; & \frac{d\omega}{dt} &= \frac{N}{J} (M_3 - M_c), \end{aligned}$$

где  $L_r' = L_r + L_d$ .

Выделяем из системы (2) уравнения движения и модуля тока ротора

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= \frac{3N^2 L_m}{2J} I_{sv} I_r - \frac{N}{J} M_c; & (3) \\ \frac{dI_r}{dt} &= -\frac{R_r L_s}{L_r' L_s - L_m^2} I_r - \frac{L_m L_s}{L_r' L_s - L_m^2} \omega I_{sv} + \frac{R_s L_m}{L_r' L_s - L_m^2} I_{su} + \frac{L_m U_s \cos \delta}{L_r' L_s - L_m^2} - \frac{L_s}{L_r' L_s - L_m^2} E_y. \end{aligned}$$

Если следовать изложенному выше подходу, то исходную для синтеза регулятора скорости систему уравнений можно составить следующим образом: во втором уравнении системы (3) не учитывать слагаемые перекрестных связей с переменными  $I_{su}$ ,

$U_{su} = U_s \cos \delta$  и принять проекцию  $I_{sv}$  постоянной. В результате линеаризации приходим к следующей системе уравнений:

$$p\Delta\omega = a_{12}\Delta I_r;$$

$$p\Delta I_r = a_{21}\Delta\omega + a_{22}\Delta I_r + b_2\Delta E_y, \quad (4)$$

где коэффициенты равны:  $a_{11} = \frac{\partial f_1}{\partial \omega} = 0$ ;  $a_{12} = \frac{\partial f_1}{\partial I_r} = \frac{3N^2 L_m}{2J} I_{sv}$ ;  $b_1 = \frac{\partial f_1}{\partial E_y} = 0$ ;

$$a_{21} = \frac{\partial f_2}{\partial \omega} = -\frac{L_m L_s}{L_r L_s - L_m^2} I_{sv}; a_{22} = \frac{\partial f_2}{\partial I_r} = -\frac{R_r L_s}{L_r L_s - L_m^2}; b_2 = \frac{\partial f_2}{\partial E_y} = -\frac{L_s}{L_r L_s - L_m^2}.$$

Применяя к системе уравнений (4) методику синтеза регуляторов, изложенную в [3], получаем следующий алгоритм управления регулятора скорости:

$$U_{pc} = -\text{sign} \left[ -\frac{3N^2 L_m}{2J} I_{sv} \frac{L_s}{L_r L_s - L_m^2} \right] \text{sign} \left[ \frac{R_r L_s}{L_r L_s - L_m^2} \eta_1 + p\eta_1 \right] = \text{sign}(I_{sv}) \text{sign}(\eta_1 + T_r p\eta_1) = \\ = -\text{sign}(I_{sv}) \text{sign}(-\eta_1 - T_r p\eta_1) = -\text{sign}(I_{sv}) \text{sign}(\omega^* - \omega - T_r p\omega), \quad (5)$$

где  $T_r = \frac{L_r L_s - L_m^2}{L_s R_r}$  – постоянная времени цепи выпрямленного тока ротора.

Для определения в алгоритме (5) проекции тока  $I_{sv}$  не обойтись без датчика положения ротора и координатных преобразований, что существенно усложняет систему управления. Поэтому исследуем знак проекции тока статора  $I_{sv}$ , используя уравнения (2), записанные для установившегося режима работы.

В статике  $\omega_k = \omega_0$ , и третье уравнение системы (2) принимает вид

$$0 = \frac{(\omega - \omega_0)}{L_m} (L_r I_r + L_m I_{su}) \Rightarrow L_r I_r + L_m I_{su} = 0. \quad (6)$$

Тогда первое уравнение системы (2) примет вид

$$\omega_0 = \frac{L_m U_s \sin \delta + R_s L_m I_{sv}}{(L_r L_s - L_m^2) I_r}. \quad (7)$$

В установившемся режиме работы

$$M_c = \frac{3}{2} N L_m I_r I_{sv} \Rightarrow I_r = \frac{2M_c}{3N L_m I_{sv}}. \quad (8)$$

После подстановки значения  $I_r$  из (8) в (7) приходим к уравнению

$$(3NR_s L_m^2) I_{sv}^2 + (3NL_m^2 U_s \sin \delta) I_{sv} - 2M_c \omega_0 (L_r L_s - L_m^2) = 0. \quad (9)$$

Значение тока получаем как решение этого уравнения

$$I_{sv} = \frac{-3NL_m U_s \sin \delta + \sqrt{9N^2 L_m^2 U_s^2 \sin^2 \delta + 24NR_s M_c \omega_0 (L_r L_s - L_m^2)}}{6NR_s L_m}. \quad (10)$$

Из выражения (10) видно, что  $I_{sv} > 0$  при любых значениях  $0 \leq \delta \leq \pi$  и моментах нагрузки  $M_c$ . Из проведенного анализа знака тока  $I_{sv}$  следует, что алгоритм регулятора скорости (5) можно упростить до следующего выражения

$$U_{pc} = -\text{sign}(\omega^* - \omega - T_r p\omega). \quad (11)$$

С использованием закона управления регулятора скорости (11) проводится исследование переходных процессов в системе ЭП по схеме на рис.1. Для этого создана математическая модель ТПАВК в программе MATLAB 7.0.1 на основе пакета расширения SimPowerSystem. В электроприводе использована асинхронная машина типа 4AK160S4Y3 с паспортными данными:  $P_n = 11 \text{ кВт}$ ,  $U_{лн} = 380 \text{ В}$ ,  $n_c = 1500 \text{ об/мин}$ ,  $U_2 = 305 \text{ В}$ . Для обеспечения при моделировании конечного значения частоты коммутации ключа VT в регуляторах применяются релейные элементы гистерезисного типа.

В таком случае алгоритм прямого релейного управления (11), реализуемый блоком системы управления (СУ), запишется так:

$$U_y = \begin{cases} -\text{sign}[\omega_r^* - \omega_r - T_r p\omega_r - \Delta\omega_r/2], & \text{при } p(\omega_r^* - \omega_r - T_r p\omega_r) > 0; \\ -\text{sign}[\omega_r^* - \omega_r - T_r p\omega_r + \Delta\omega_r/2], & \text{при } p(\omega_r^* - \omega_r - T_r p\omega_r) < 0. \end{cases} \quad (12)$$

Проведено математическое моделирование различных режимов работы ТПАВК, схема которого представлена на рис.1. На рис.2 и 3 изображены графики переходных процессов: скорость вращения вала ротора асинхронной машины  $\omega_r$ , модуль потокосцепления статора  $\Psi_s$ , выпрямленный ток в цепи ротора  $I_d$ , электромагнитный момент  $M_e$ , ток в фазе A статора  $I_{sA}$ , токи в фазных обмотках ротора  $I_{abc}$ .

Изначально выход ПИТ (диодный мост VD2) закорочен контактом K2, а контакт K1 разомкнут. Сигнал управления  $U_y$  отрицательный и транзистор VT закрыт. Далее замыкаются контакты K3, статорные обмотки подключаются к сети и асинхронная машина возбуждается – происходит нарастание потокосцепления статора в виде угасающих колебаний модуля вектора потокосцепления  $\Psi_s$ . Появляется ЭДС на выходе моста VD1, и работает система управления тиристорами VS1-VS6, обеспечивая максимальную противо-ЭДС  $E_{дн}$ . В момент времени 0,2с замыкается контакт K1 и одновременно размыкается контакт K2 при закрытом транзисторе VT, образуется замкнутый контур в схеме ротора с последовательно включенным ПИТ, возникает электромагнитный момент и начинается пуск АМ с насыщенным регулятором скорости ( $U_y = -1$ , транзистор VT закрыт) и ограничением тока  $I_d$  параметрическим источником тока на расчётном уровне, равном  $2I_{дн}$ .

При подходе скорости ротора  $\omega_r$  к уровню задания регулятор скорости переходит в состояние отрицательного заброса, сигнал на его выходе инвертируется и положительный импульс управления  $U_y > 0$  открывает транзистор VT. При этом выход ПИТ закорачивается и его в пределе бесконечное внутреннее сопротивление вводится в цепь ротора, в результате чего выпрямленный ток  $I_d$  начинает убывать, электромагнитный момент уменьшается, ротор притормаживается и без перерегулирования его скорость достигает уровня задания с переходом регулятора скорости в скользящий режим.

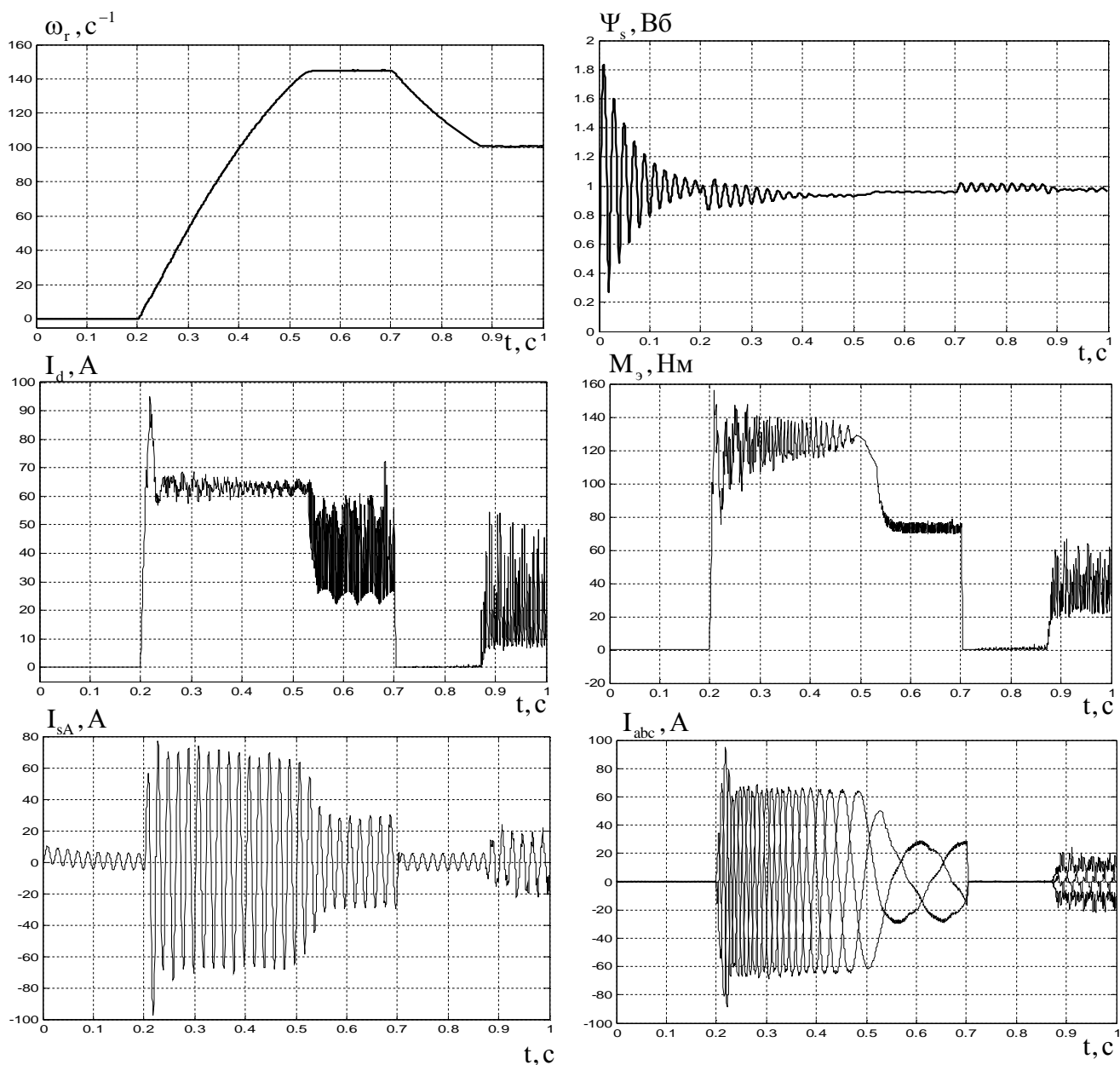


Рисунок 2 – Переходные процессы в ТПАВК с коммутацией источника тока в роторной цепи

Торможение до нулевой скорости возможно осуществить с помощью системы управления, когда транзистор VT открыт и ПИТ закорачивается. При пуске и установившейся работе ЭДС ротора и ЭДС ПИТ суммируются и обеспечивают требуемую величину тока  $I_d$ . Когда ПИТ закорачивается, его ЭДС практически равна нулю, противо-ЭДС тиристорного инвертора не уравновешивается и его наибольшая величина вводится в цепь выпрямленного тока ротора, что приводит к уменьшению тока  $I_d$  и фазных токов ротора до нуля, происходит торможение выбегом.

В схеме на рис.1 возможно реализовать динамическое торможение АВК. Для его реализации снимается сигнал управления с базы транзистора VT, что приводит к его закрытию, ПИТ нагружается роторной цепью АВК. Одновременно размыкается контакт К3 и замыкается контакт К4 (контакт К2 остаётся разомкнутым), ПИТ начинает питать статорные обмотки АМ постоянным током, т.е. при динамическом торможении

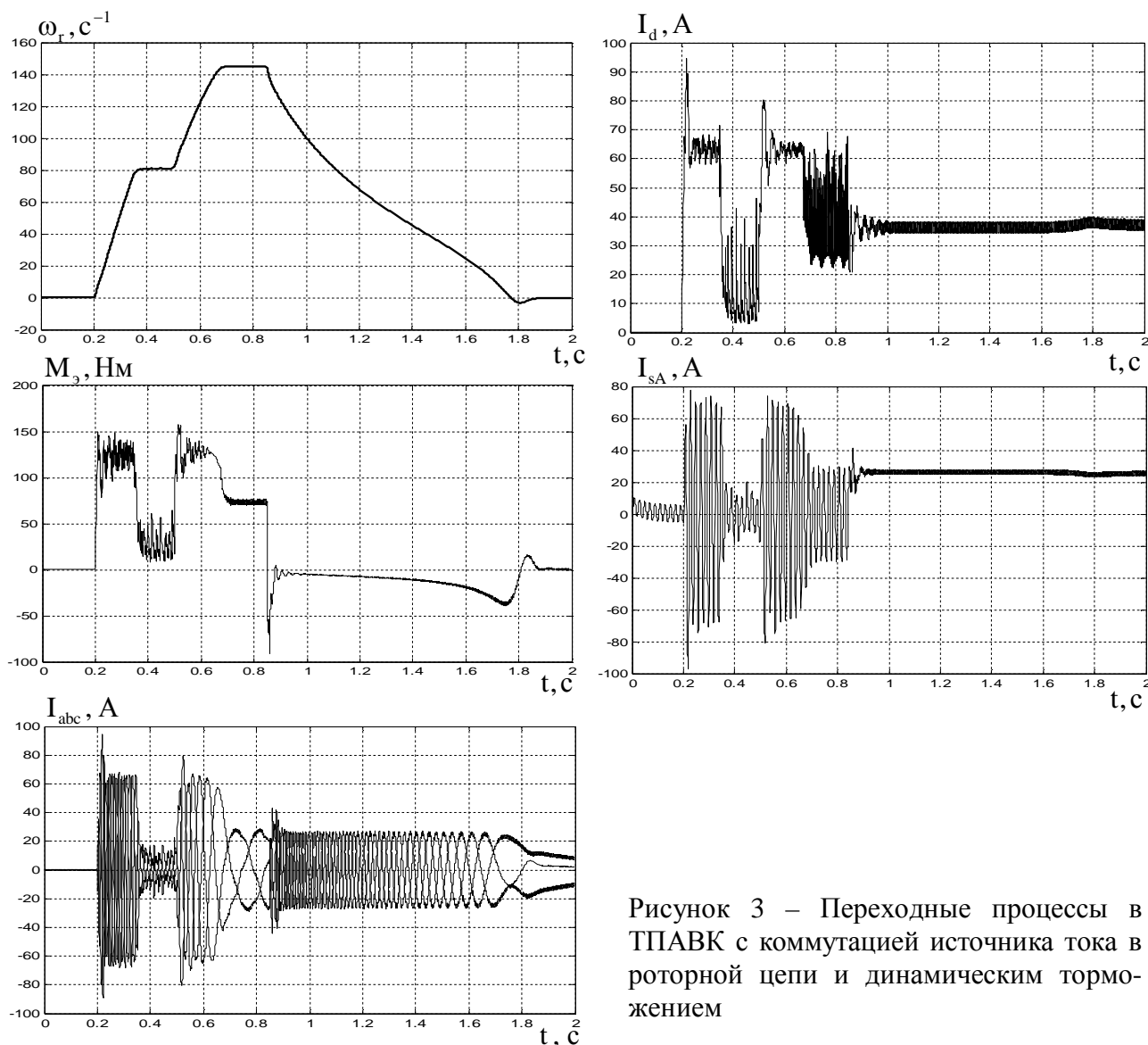


Рисунок 3 – Переходные процессы в ТПАВК с коммутацией источника тока в роторной цепи и динамическим торможением

к ПИТ параллельно подключены роторная и статорная цепи ТПАВК. ПИТ контактом К4 подключается к обмоткам статора через токоограничивающее сопротивление, поскольку ЭДС ПИТ достаточно большая, так как уравнивает ЭДС тиристорного инвертора при максимальном угле инвертирования  $\alpha = 165 - 170$  эл. гр. Роторные обмотки АМ закорочены диодами моста VD1, которые находятся в открытом состоянии из-за работы ПИТ. Переходные процессы динамического торможения на рис.3 начинаются в момент времени 0,85с. Тормозной электромагнитный момент в режиме динамического торможения недостаточно большой, интенсивность торможения незначительная из-за малого активного сопротивления фазных обмоток ротора.

Для многих производственных механизмов наряду с ограничением координат возникает необходимость ограничения их производных. Например, в двухконтурной системе регулирования скорости и тока во многих случаях требуется ограничение скорости, ускорения и тока. В электроприводах турбомеханизмов ограничение пускового момента на уровне 2-3 кратного номинального и незначительном моменте нагрузки на начальном этапе пуска ЭП приводит к заметным динамическим моментам, что может привести к механическим перегрузкам и гидроударам.

Одним из способов ограничения производной координаты может служить введение в систему управления контура регулирования соответствующей производной как самостоятельной переменной. В ТПАВК возможно реализовать регулирование скорости, ускорения и ограничение тока ротора. Ограничение тока и, следовательно, электромагнитного момента, осуществляет ПИТ в цепи выпрямленного тока ротора, а регулирование скорости с подчинённым регулятором ускорения достигается с помощью системы управления переключением транзистора VT. Алгоритмы управления регуляторов в аналитической форме записываются следующим образом:

регулятор скорости

$$U_{\omega} = \begin{cases} \varepsilon_{\max}, & \text{если } \omega_r^* - \omega_r - T_r p \omega_r - \Delta \omega_r / 2 > 0 \\ \varepsilon_{\min}, & \text{если } \omega_r^* - \omega_r - T_r p \omega_r - \Delta \omega_r / 2 < 0 \end{cases} \left. \begin{array}{l} \text{при } p(\omega_r^* - \omega_r - T_r p \omega_r) > 0; \\ \text{при } p(\omega_r^* - \omega_r - T_r p \omega_r) < 0, \end{array} \right\} \quad (13)$$

регулятор ускорения

$$U_y = \begin{cases} -\text{sign}[U_{\omega} - p \omega_r - \Delta p \omega_r / 2], & \text{при } p(U_{\omega} - p \omega_r) > 0; \\ -\text{sign}[U_{\omega} - p \omega_r + \Delta p \omega_r / 2], & \text{при } p(U_{\omega} - p \omega_r) < 0. \end{cases} \quad (14)$$

На рис.4 изображены графики переходных процессов разгона до скорости 140 рад/с и затем – торможения до скорости 100 рад/с. При пуске осуществляется стабилизация ускорения  $\varepsilon_{\max} = 250 \text{ рад/с}^2$ , а торможение идёт с замедлением по модулю в два раза меньшим, чем ускорение  $\varepsilon_{\min} = -125 \text{ рад/с}^2$ . Если использовать систему управления только с регулятором скорости или систему подчинённого управления с внутренним контуром регулирования выпрямленного тока ротора, то в процессе торможения ток  $I_d$  и электромагнитный момент  $M_3$  спадают до нуля, контур регулирования скорости размыкается и происходит выбег АВК. При плавном торможении со стабилизацией замедления на указанном уровне  $\varepsilon_{\min} = -125 \text{ рад/с}^2$  ток  $I_d$  и момент  $M_3$  не обращаются в нуль, и АВК сохраняет управляемость на этом участке траектории движения. В переходных процессах, показанных на рис.4, выпрямленный ток ротора  $I_d$  не достигает расчётного тока ПИТ, равного 60А, и ограничения тока не происходит. В режимах стопорения или задания на пуск с ускорением, превышающим максимально допустимое ( $\varepsilon^* > \varepsilon_{\max}$ ), происходит ограничение тока  $I_d$  на уровне расчётного тока ПИТ. Использование регулятора ускорения приводит к тому, что колебания потокосцепления угасают быстрее, чем в случае, когда СУ состоит только из регулятора скорости.

**Выводы.** При постоянстве потокосцепления, когда статор подключен непосредственно к сети, возможно управлять скоростью ТПАВК путём импульсного формирования ЭДС параметрического источника тока в роторной цепи двигателя. В СУ может использоваться только регулятор скорости, так как функцию отсечки по току выполняет ПИТ на интервалах переходных процессов, когда регулятор скорости находится в насыщении. Однако при такой структуре силовой цепи ТПАВК возможно и построение системы подчинённого регулирования координат. Поэтому рассматривается также вариант введения в состав СУ регулятора ускорения с подачей ему сигнала задания регулятором скорости таким образом, чтобы ускорения и замедления электропривода были различны по абсолютной величине. В таком случае интервалы выбега при торможении,



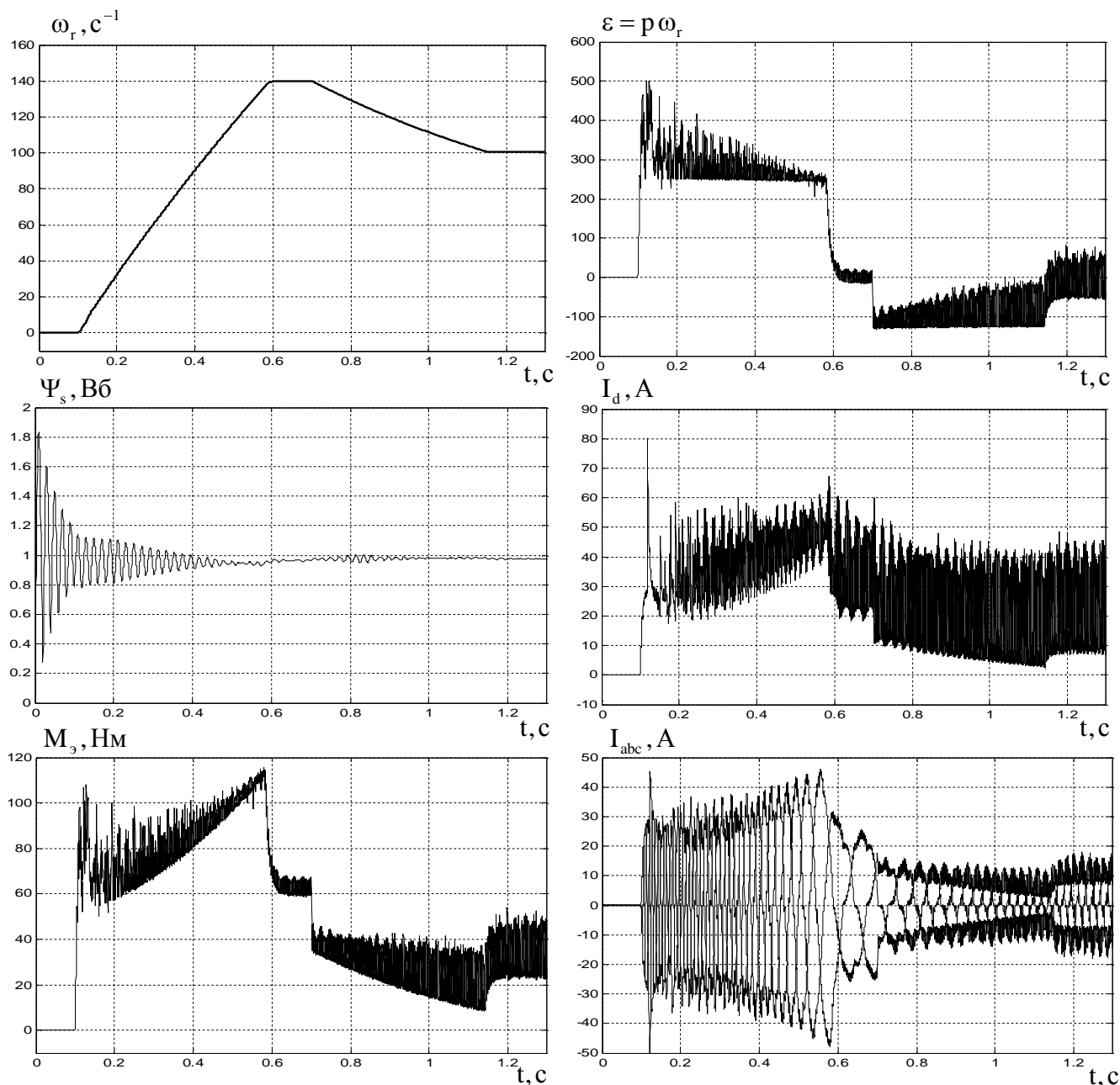


Рисунок 4 – Переходные процессы в ТПАВК со стабилизацией ускорения в переходных режимах

когда ток и, следовательно, электромагнитный момент спадают до нуля и контур регулирования скорости разрывается, предотвращаются реализацией равнозамедленного торможения ТПАВК.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Ильинский Н.Ф. Электроприводы постоянного тока с управляемым моментом / Н.Ф.Ильинский. – М.: Энергоиздат, 1981. – 144с.
2. Ботвинник М.М. Управляемая машина переменного тока / М.М.Ботвинник, Ю.Г.Шакарян. – М.: Наука, 1969. – 143с.
3. Садовой А.В. Системы оптимального управления прецизионными электроприводами / А.В.Садовой, Б.В.Сухинин, Ю.В.Сохина. – Киев: ИСИМО, 1996. – 299с.

Поступила в редколлегию 31.10.2016.