

А. Б. Красовский, С. А. Кузнецов

## ОСОБЕННОСТИ ЗАМКНУТОГО УПРАВЛЕНИЯ МОМЕНТОМ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

*Рассмотрены различные способы управления моментом вентильно-индукторного электродвигателя. Предложены новые алгоритмы регулирования с использованием линеаризующих обратных связей и компенсацией ЭДС движения, позволяющие существенно улучшить характеристики привода. Методом имитационного моделирования найдены законы изменения управляющих воздействий с использованием кусочно-полиномиальных функций.*

**Ключевые слова:** вентильно-индукторный электродвигатель, управление моментом, имитационное моделирование.

Вентильно-индукторные электрические машины (ВИМ) активно исследуются с начала 80-х годов прошлого столетия практически во всех промышленно развитых странах. Примерно в то же время значительный интерес к таким двигателям был проявлен и в России благодаря их конструктивной простоте, технологичности и высокой надежности. Они имеют неодинаковое число явно выраженных полюсов на статоре и роторе, причем фазные обмотки в виде сосредоточенных катушек располагаются только на статоре [1]. Работа ВИМ состоит в последовательном переключении фазных обмоток при определенных положениях ротора по командам специального датчика положения.

Принципиальная особенность ВИМ такова, что конкурентоспособные по сравнению с традиционными электрическими машинами массогабаритные и энергетические показатели достижимы только при полезном использовании насыщения магнитной системы. Поэтому в этих машинах конструктивные параметры и электромагнитные нагрузки выбирают так, что в зоне перекрытия полюсов статора и ротора имеет место сильное локальное насыщение, которое при определенных условиях переходит в общее насыщение магнитной системы.

Во многих работах, касающихся достоинств ВИМ, отмечается перспективность их применения, в том числе и в высокодинамичных безредукторных электроприводах (например, в робототехнике) [1]. Тем не менее, к настоящему времени область применения машин этого типа ограничивается в основном электроприводами установок широкого применения, не требующими высоких динамических показателей привода (насосы, вентиляторы, конвейеры, бытовая техника, малые транспортные средства и т.п.). Это объясняется тем, что характерная для ВИМ дискретность работы в сочетании с нелинейностью магнитных характеристик чрезвычайно осложняет применение к ним традиционных методик синтеза регуляторов в замкнутых

структурах управления для обеспечения необходимых показателей качества регулирования выходных координат (момента, скорости и т.д.). Вентильно-индукторные машины относятся к обширному классу систем, для которых нелинейные свойства являются принципиально важными, поэтому пренебрежение ими приводит к качественно неверным результатам.

С учетом отмеченных выше особенностей систему управления ВИМ целесообразно представить в виде многоконтурной структуры с внутренним контуром регулирования момента, который в зависимости от задач регулирования дополняется внешними контурами регулирования скорости, положения и т.д. по аналогии с широко используемыми в традиционных электроприводах системами последовательной коррекции с подчиненным регулированием координат [2]. Такой подход позволяет при соответствующем построении контура регулирования момента тем или иным способом учесть всю специфичность ВИМ во внутреннем контуре, а синтез внешних контуров регулирования осуществить согласно традиционных методик. Именно с этих позиций в данной статье основное внимание сосредоточено на некоторых вариантах построения контура регулирования момента ВИМ и получении качественных и количественных оценок.

**Особенности математического описания процесса электро-механического преобразования энергии в ВИМ.** Без учета взаимного влияния фаз преобразование энергии в ВИМ описывается уравнениями электрического равновесия фаз

$$U_{\phi k} = I_{\phi k} R_{\phi k} + \frac{d\Psi_{\phi k}}{dt} \quad (1)$$

и уравнением электромагнитного момента

$$M_{\Sigma} = \sum_{k=1}^m \left. \frac{\partial W'_{\phi k}}{\partial \Theta} \right|_{I_{\phi k} = \text{const}}, \quad (2)$$

где  $U_{\phi k}$ ,  $I_{\phi k}$ ,  $R_{\phi k}$ ,  $\Psi_{\phi k}$  — напряжение, ток, активное сопротивление и потокосцепление  $k$ -й фазной обмотки ВИМ;  $k = 1 \dots m$ ,  $m$  — число

фаз ВИМ;  $W'_{\phi k} = \int_0^{I_{\phi k}} \Psi_{\phi k} dI_{\phi k}$  — коэнергия  $k$ -й обмотки;  $\Theta$  — угловой

сдвиг между взаимодействующими полюсами статора и ротора.

Отметим особенности математического описания процесса преобразования энергии в ВИМ по сравнению с описанием аналогичных процессов в машинах постоянного тока с независимым возбуждением, синтез систем подчиненного регулирования для которых хорошо известен, достаточно прост и нагляден [2]. Для этого представим потокосцепление каждой фазы  $\Psi_{\phi}$  в виде произведения фазного тока

$I_\Phi$  и индуктивности  $L$  (здесь и далее индекс  $k$  опустим), зависящей от углового положения ротора  $\Theta$  и тока  $I_\Phi$ , т.е.  $\Psi_\Phi = I_\Phi L(I_\Phi, \Theta)$ . На практике  $L$  обычно задают в виде табличной функции, которую получают экспериментально или в результате расчетов распределения поля в магнитной системе ВИМ одним из известных способов (например, методом конечных элементов).

Переходя к развернутой форме уравнения (1), имеем

$$U_\Phi = I_\Phi R_\Phi + L(I_\Phi, \Theta) \frac{dI_\Phi}{dt} + I_\Phi \left( \frac{\partial L(I_\Phi, \Theta)}{\partial I_\Phi} \frac{dI_\Phi}{dt} + \frac{\partial L(I_\Phi, \Theta)}{\partial \Theta} \frac{d\Theta}{dt} \right), \quad (3)$$

откуда после перегруппировки членов получаем

$$U_\Phi = I_\Phi R_\Phi + \left( L(I_\Phi, \Theta) + \frac{\partial L(I_\Phi, \Theta)}{\partial I_\Phi} I_\Phi \right) \frac{dI_\Phi}{dt} + I_\Phi \frac{\partial L(I_\Phi, \Theta)}{\partial \Theta} \frac{d\Theta}{dt}. \quad (4)$$

Физический смысл слагаемых в правой части уравнения (4) тот же, что и в уравнении электрического равновесия якорной цепи машины постоянного тока. Первое слагаемое определяет падение напряжения на активном сопротивлении фазы. Второе слагаемое, имеющее множителем производную фазного тока по времени  $dI_\Phi/dt$ , — это ЭДС самоиндукции фазы  $E_{си}$ . Соответственно, выражение в скобках, являющееся первым множителем второго слагаемого, можно рассматривать как эквивалентную дифференциальную индуктивность фазы, также зависящую от тока и положения ротора, которую в общем виде обозначим  $L_{эkv}(I_\Phi, \Theta)$ . Примерный вид этой зависимости для ВИМ показан на рис. 1, а.

Третье слагаемое в выражении (4) зависит от скорости ротора  $\omega = d\Theta/dt$  и электромагнитных параметров ВИМ, поэтому оно определяет ЭДС движения  $E_{дв}$

$$E_{дв} = I_\Phi \frac{dL(I_\Phi, \Theta)}{d\Theta} \omega = k_E(I_\Phi, \Theta) \cdot \omega. \quad (5)$$

Однако, в отличие от машины постоянного тока, коэффициент пропорциональности  $k_E(I_\Phi, \Theta)$  между  $E_{дв}$  и  $\omega$  нелинеен и зависит от положения рабочей точки ВИМ.

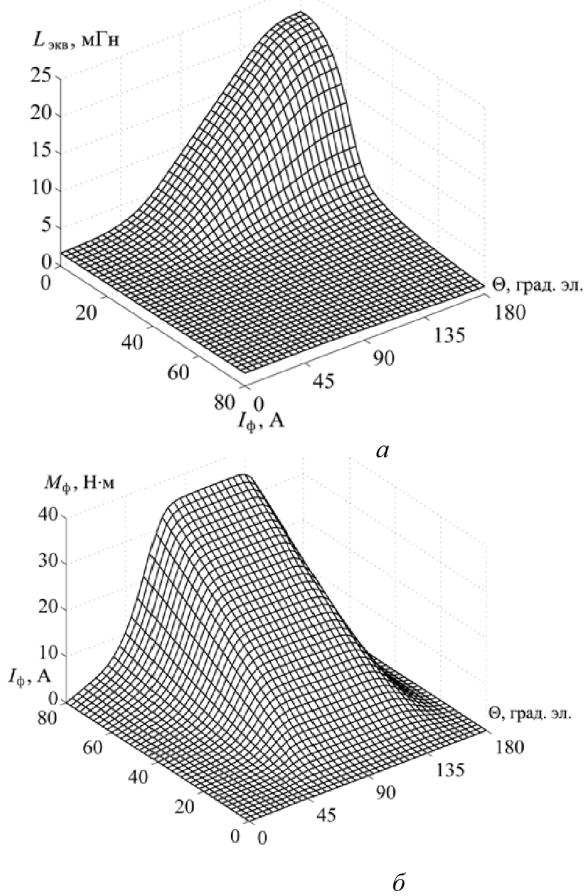
Таким образом, уравнение электрического равновесия фазы ВИМ с учетом принятых обозначений имеет вид

$$U_\Phi = I_\Phi R_\Phi + L_{эkv}(I_\Phi, \Theta) \frac{dI_\Phi}{dt} + E_{дв}, \quad (6)$$

а в операторной форме

$$U_\Phi - E_{дв} = [1 + T_{эkv}(I_\Phi, \Theta) p] I_\Phi R_\Phi, \quad (7)$$

где  $p = d/dt$  — оператор дифференцирования;  $T_{эkv}(I_\Phi, \Theta) = L_{эkv}(I_\Phi, \Theta)/R_\Phi$  — эквивалентная электромагнитная постоянная времени фазы.



**Рис. 1.** Зависимости  $L_{\text{экв}}$  (а) и  $M_{\Phi}$  (б) от фазного тока  $I_{\Phi}$  и положения ротора  $\Theta$

С учетом соотношения (2) и принятых обозначений выражение для электромагнитного момента  $M_{\Phi}$ , развиваемого фазой ВИМ, может быть переписано в виде

$$M_{\Phi} = \frac{\partial}{\partial \Theta} \int_0^{I_{\Phi}} \Psi(I_{\Phi}, \Theta) dI_{\Phi} = \frac{d}{d\Theta} \int_0^{I_{\Phi}} I_{\Phi} L(I_{\Phi}, \Theta) dI_{\Phi}. \quad (8)$$

Нелинейность функции  $L(I_{\Phi}, \Theta)$  (см рис. 1, а) сказывается соответствующим образом и на характере зависимости  $M_{\Phi}(I_{\Phi}, \Theta)$ . Примерный ее вид показан на рис. 1, б. Из-за сложности аналитического представления ее также обычно определяют предварительно тем или иным способом и задают в виде табличной функции. В общем виде зависимость электромагнитного момента от тока ВИМ по аналогии с соотношением (5) представим в виде

$$M_{\Phi} = k_M(I_{\Phi}, \Theta) \cdot I_{\Phi}, \quad (9)$$

где  $k_M(I_\phi, \Theta)$  — нелинейный коэффициент пропорциональности между фазным током и моментом.

Подставив в уравнение (7) выражение для фазного тока из (9), получим

$$U_\phi - E_{дв} = [1 + T_{эвк}(I_\phi, \Theta)p](M_\phi/k_M(I_\phi, \Theta))R_\phi. \quad (10)$$

С использованием выражения (10), дополненного известным уравнением движения механической части привода с суммарным моментом инерции  $J$  и моментом нагрузки  $M_c$ , структурную схему многофазной ВИМ можно изобразить в виде, представленном на рис. 2. Как видно, внешне она напоминает хорошо известную структурную схему машины постоянного тока при управлении электромагнитным моментом по цепи якоря, однако в отличие от последней, структурная схема ВИМ содержит нелинейные элементы и перекрестные связи (на рисунке они показаны тонкими линиями).

Анализ схемы показывает, что для рассмотрения каждой фазы ВИМ, находящейся под током, как управляемого источника момента необходимо в общем случае компенсировать влияние переменной ЭДС движения, уменьшить (или, еще лучше, исключить) влияние переменной электромагнитной инерционности фазы и компенсировать нелинейную связь между током и моментом. Далее рассматриваются некоторые варианты решения этой проблемы.

**Компенсация влияния нелинейностей при регулировании момента ВИМ.** Известно, что применение релейного регулятора с гистерезисом

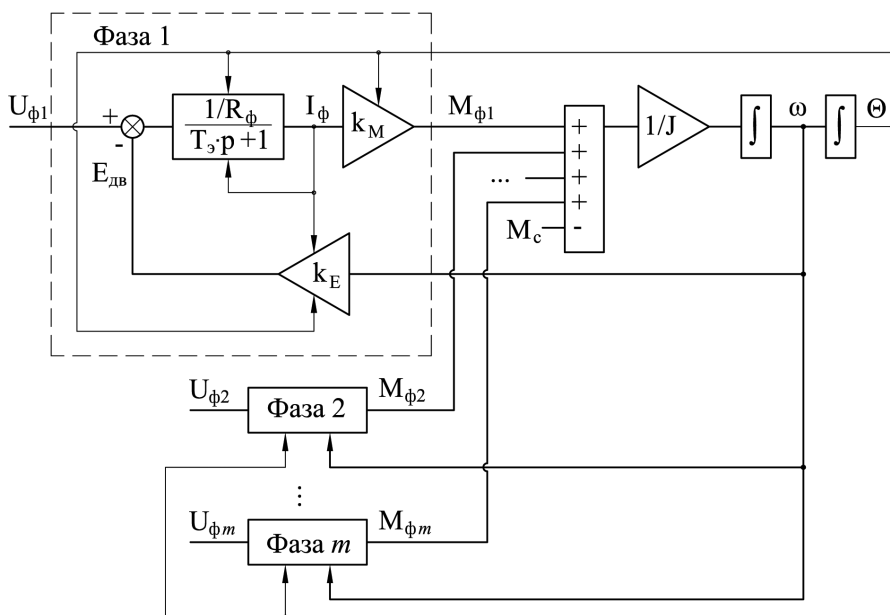


Рис. 2. Структурная схема  $m$ -фазной ВИМ

резисом при соответствующем уровне напряжения силового источника питания позволило бы наиболее просто исключить влияние на фазный ток как переменной ЭДС движения, так и переменной индуктивности фазы [2]. Однако предварительные исследования показывают, что это влечет за собой изменение в широких пределах частоты переключения силовых элементов в коммутаторе фазного тока ВИМ (в инверторе) и, как следствие, увеличивает возможность проявления резонансных явлений в приводе и связанных с этим других нежелательных явлений.

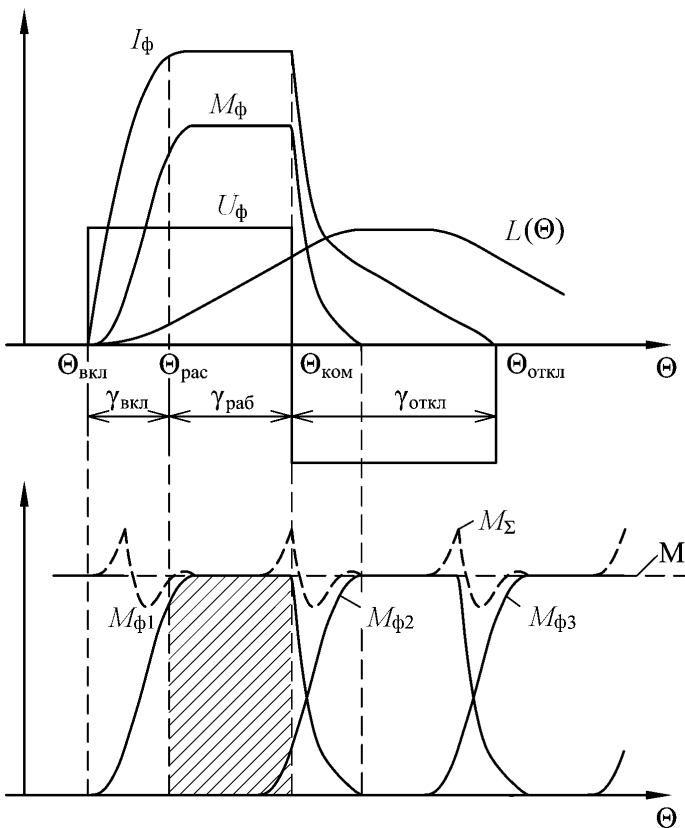
Кроме того, в некоторых режимах работы ВИМ в силу того, что фазная индуктивность меняется в широком диапазоне между согласованным и рассогласованным положением полюсов (примерно в десять раз), такое регулирование фазного тока может вести к его неконтролируемым броскам, компенсация которых требует дополнительно усложнения алгоритма переключений силовых элементов инвертора [2].

Поэтому в качестве альтернативы релейному регулированию в данной работе предлагается использовать широтно-импульсную модуляцию (ШИМ) фазного напряжения для регулирования фазного тока ВИМ в совокупности с необходимыми регуляторами и дополнительными местными обратными связями. Опыт показал, что при соответствующей настройке в такой структуре управления ВИМ можно практически полностью исключить недостатки, характерные для релейного регулирования фазных токов.

Наиболее характерным для ВИМ является режим функционирования, при котором угловой интервал работы одной фазы чередуется с интервалами, в пределах которых включены две фазы одновременно (рис. 3). В соответствии с этим разобьем рассматриваемую задачу на две: регулирование момента одной фазы  $M_\phi$  и согласование работы двух смежных фаз на угловых интервалах их переключения.

*Регулирование момента фазы  $M_\phi$ .* В кривой фазного момента  $M_\phi$  (см. рис. 3) обычно выделяют три характерных участка: интервал включения фазы  $\gamma_{\text{вкл}}$ , интервал работы  $\gamma_{\text{раб}}$  и интервал отключения  $\gamma_{\text{откл}}$  [1]. Как показано на рис. 3, при угловом положении  $\Theta_{\text{вкл}}$  фаза включается,  $\Theta_{\text{рас}}$  соответствует началу перекрытия полюсов; при  $\Theta_{\text{ком}}$  начинается отключение фазы подачей отрицательного напряжения; при  $\Theta_{\text{откл}}$  ток в фазе спадает до нуля. Основную долю момента фаза производит на интервале  $\gamma_{\text{раб}}$  (заштрихованная область на рис. 3), поэтому следует подробнее рассмотреть особенности работы ВИМ на этом угловом интервале.

В приводе постоянного тока при постоянном магнитном потоке электромагнитный момент прямо пропорционален току якоря  $I_\text{я}$ , поэтому регулирование тока  $I_\text{я}$  эквивалентно регулированию момента.



**Рис. 3. Изменение параметров ВИМ в цикле коммутации**

Фазный момент ВИМ  $M_\phi$  нелинейно зависит от тока  $I_\phi$  и углового положения ротора  $\Theta$ . Чтобы определить структуру регулятора фазного момента ВИМ, преобразуем схему на рис. 2 так, чтобы контур момента не содержал промежуточных переменных.

Реально на интервале  $\gamma_{\text{раб}}$  фазный момент мало зависит от  $\Theta$  (при фиксированном токе его изменение обычно не превышает 5%), поэтому здесь для определения закона регулирования без существенной погрешности можно считать, что  $M_\phi$  является только функцией  $I_\phi$ . Тогда

$$\frac{dM_\phi}{dt} = \frac{dM_\phi}{dI_\phi} \frac{dI_\phi}{dt} = k_{M'} \frac{dI_\phi}{dt}. \quad (11)$$

Отметим, что  $k_{M'}$  и  $k_E$  — по сути одна и та же величина (это следует из анализа зависимости (8) для фазного момента).

Подставив в (6) выражения для фазного тока и его производной из (9) и (11), получим нелинейное дифференциальное уравнение первого порядка относительно фазного момента:

$$U_\phi - E_{\text{дв}} = \frac{R_\phi}{k_M} M_\phi + \frac{L_{\text{экв}}}{k_{M'}} \frac{dM_\phi}{dt}. \quad (12)$$

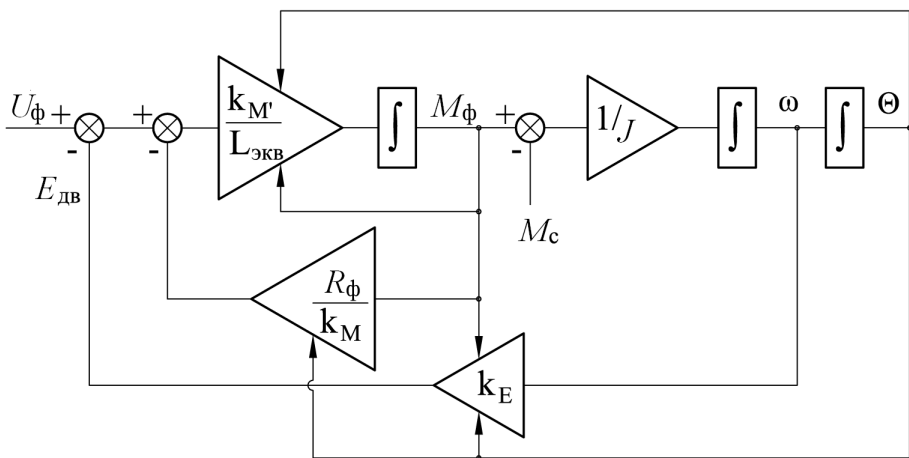


Рис. 4. Структурная схема фазы ВИМ на угловом интервале движения ротора  $\gamma_{раб}$

Соответствующая этому уравнению структурная схема ВИМ при работе одной фазы показана на рис. 4.

Обычно при построении многоконтурных систем подчиненного регулирования стремятся получить скорректированный контур момента с эквивалентной передаточной функцией апериодического звена [2]. Из анализа приведенной схемы (см. рис. 4) следует, что для этого необходимо ввести положительную нелинейную связь по скорости для компенсации ЭДС движения и использовать ПИ-регулятор момента с переменными коэффициентами усиления, зависящими от фазного тока и углового положения ротора. Отсюда следует, что функциональную схему регулятора момента фазы можно изобразить так, как показано на рис. 5, где  $M_{ref}$  — заданное значение момента; НП — нелинейный преобразователь.

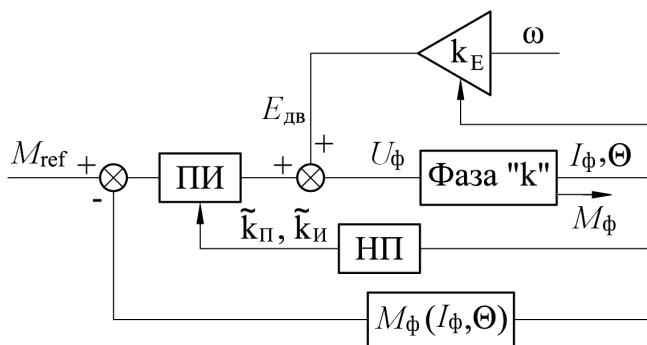


Рис. 5. Функциональная схема регулятора момента фазы



Нелинейный преобразователь НП определяет переменные коэффициенты ПИ-регулятора по следующим формулам:

$$\tilde{k}_{\Pi} = k_{\Pi} \frac{L_{\text{экв}}}{k_M}; \quad (13)$$

$$\tilde{k}_{\text{И}} = k_{\text{И}} \frac{k_{M'}}{R_{\Phi}}. \quad (14)$$

Здесь  $k_{\Pi}$ ,  $k_{\text{И}}$  — постоянные коэффициенты регулятора, определяющие параметры результирующего звена.

Таким образом, нужно найти зависимости коэффициентов  $k_E(I_{\Phi}, \Theta)$ ,  $k_M(I_{\Phi}, \Theta)$  и эквивалентной индуктивности  $L_{\text{экв}}(I_{\Phi}, \Theta)$ . Кроме того, необходимо рассчитывать значение  $M_{\Phi}$  в контуре обратной связи по моменту.

Требующиеся нелинейные зависимости могут быть заложены в память системы управления на основе предварительно определенных экспериментальных характеристик ВИМ. Очевидно, что при таком подходе в общем случае обеспечиваются наиболее высокие показатели качества регулирования, однако из-за необходимости расчета в реальном масштабе времени значений коэффициентов регулятора по достаточно сложным зависимостям предъявляются весьма жесткие требования к быстродействию и объему памяти необходимого для этого вычислителя в контуре управления ВИМ. Эта проблема обусловила поиск упрощенного и приемлемого для практики решения рассматриваемой задачи применительно к ВИМ с типовыми параметрами.

При обработке экспериментальных кривых намагничивания ВИМ с одной из наиболее распространенных конфигураций магнитной системы 8/6 (8 зубцов на статоре и 6 зубцов на роторе) с применением пакета Curve Fitting Tool (приложение Matlab) получены выражения для расчета  $M_{\Phi}$ ,  $k_E$ ,  $k_M$  и  $L_{\text{экв}}$ . Для придания общности результатам использована традиционная для вентильно-индукторного привода система относительных единиц.

1. Базовое значение индуктивности фазы равно ее значению в согласованном положении взаимодействующих полюсов статора и ротора:  $L_{\text{баз}} = L_{\text{max}}$ .

2. Базовые значения угловых интервалов перемещения ротора равны угловому интервалу перекрытия взаимодействующих полюсов статора и ротора:  $\gamma_{\text{баз}} = \gamma_{\text{пер}} = \Theta_{\text{согл}} - \Theta_{\text{рас}}$ , где  $\Theta_{\text{рас}}$  и  $\Theta_{\text{согл}}$  — угловые положения ротора в начале и при полном перекрытии полюсов соответственно.

3. За базовые значения тока и момента приняты их значения в точке перехода магнитной системы ВИП от линейного режима работы к режиму локального насыщения взаимодействующих полюсов:

$I_{\text{баз}} = I_{\text{нас}}$  (ток насыщения  $I_{\text{нас}}$  определяется координатой точки пересечения двух прямых при кусочно-линейной аппроксимации кривой намагничивания ВИМ);  $M_{\text{баз}} = \frac{1}{2} I_{\text{нас}}^2 \frac{L_{\text{max}} k_{\lambda} - 1}{\gamma_{\text{пер}} k_{\lambda}}$ , где  $k_{\lambda} = L_{\text{max}}/L_{\text{рас}}$ ,  $L_{\text{рас}}$  — индуктивность фазы в начале перекрытия полюсов.

4. Базовое значение скорости соответствует состоянию, когда в режиме локального насыщения ЭДС движения на угловом интервале работы фазы уравнивается напряжением источника питания

$$U_{\text{пит}} = E_{\text{дв}} = I_{\text{нас}} \frac{L_{\text{max}} k_{\lambda} - 1}{\gamma_{\text{пер}} k_{\lambda}} \omega_{\text{баз}}, \text{ откуда}$$

$$\omega_{\text{баз}} = \frac{U_{\text{пит}} \gamma_{\text{пер}} k_{\lambda}}{I_{\text{нас}} L_{\text{max}} (k_{\lambda} - 1)}.$$

С учетом принятой системы единиц имеем

$$k_E^* = k_{M'}^* = (\text{poly}_1(I_{\Phi}^*) - L_{\text{min}}^* I_{\Phi}^*) \cdot \text{poly}_2(\Theta^*). \quad (15)$$

Здесь  $I_{\Phi}^* = I_{\Phi}/I_{\text{баз}}$ ;  $L_{\text{min}}^* = L_{\text{min}}/L_{\text{баз}}$ ,  $L_{\text{min}}$  — индуктивность фазы в рассогласованном положении полюсов;  $\Theta^* = (\Theta - \Theta_{\text{рас}})/\gamma_{\text{баз}}$ ;  $\text{poly}_1$  — кусочно-полиномиальная функция:

$$\begin{aligned} 0 < I_{\Phi}^* \leq 0,8 & \quad \text{poly}_1(I_{\Phi}^*) = 0,98I_{\Phi}^*; \\ 0,8 < I_{\Phi}^* \leq 1,8 & \quad \text{poly}_1(I_{\Phi}^*) = 0,411(I_{\Phi}^*)^3 - 1,967(I_{\Phi}^*)^2 + 3,323I_{\Phi}^* - 0,828; \\ 1,8 < I_{\Phi}^* \leq 4 & \quad \text{poly}_1(I_{\Phi}^*) = -0,0206(I_{\Phi}^*)^2 + 0,204I_{\Phi}^* + 0,8778, \end{aligned}$$

или сокращенно

$$\begin{aligned} 0 < I_{\Phi}^* \leq 0,8 & \quad [0,98; 0]; \\ 0,8 < I_{\Phi}^* \leq 1,8 & \quad [0,411; -1,967; 3,323; -0,828]; \\ 1,8 < I_{\Phi}^* \leq 4 & \quad [-0,0206; 0,2040; 0,8778]; \end{aligned}$$

$\text{poly}_2$ :

$$\begin{aligned} 0 < \Theta^* \leq 0,23 & \quad [10,62; -10,2; 3,395; 0,6267]; \\ 0,23 < \Theta^* \leq 0,67 & \quad [0; 1]; \\ 0,67 < \Theta^* \leq 1 & \quad [-11,97; 18,81; -9,018; 2,197]. \end{aligned}$$

Далее

$$L_{\text{эв}}^* = L_{\text{min}}^* + [\text{poly}_3(I_{\Phi}^*) - L_{\text{min}}^*] [y_{\text{рас}} + \text{poly}_4(\Theta^*)]. \quad (16)$$

Здесь  $y_{\text{рас}} = (L_{\text{рас}} - L_{\text{min}})/(L_{\text{рас}} - L_{\text{min}})$ ;  $\text{poly}_3$ :

$$\begin{aligned} 0 < I_{\Phi}^* \leq 0,5 & \quad [0, 99]; \\ 0,5 < I_{\Phi}^* \leq 1 & \quad [-1,039; 1,319; -0,7874; 1,179]; \\ 1 < I_{\Phi}^* \leq 1,4 & \quad [-5,767; 23,4; -32,07; 15,11]; \\ 1,4 < I_{\Phi}^* \leq 4 & \quad [0,01004; -0,1272; 0,6099; -1,3428; 1,236]; \end{aligned}$$

poly<sub>4</sub>:

$$\begin{aligned} 0 < \Theta^* \leq 0,2 & [0,8572; 1,216; 0,599; 0,0294]; \\ 0,2 < \Theta^* \leq 0,8 & [1; 0]; \\ 0,8 < \Theta^* \leq 1 & [1,751; -6,579; 8,154; -2,415]. \end{aligned}$$

Кроме того,

$$M_{\Phi}^* = \left( \text{poly}_5(I_{\Phi}^*) - \frac{L_{\min}^*}{2} (I_{\Phi}^*)^2 \right) \text{poly}_2(\Theta^*), \quad (17)$$

где poly<sub>5</sub>:

$$\begin{aligned} 0 < I_{\Phi}^* \leq 1 & [0,4889; 0; 0]; \\ 1 < I_{\Phi}^* \leq 1,5 & [0,1681; 0,6274; -0,3066]; \\ 1,5 < I_{\Phi}^* \leq 4 & [0,04564; 1,024; -0,6337]. \end{aligned}$$

Исследования показали, что полученные соотношения обеспечивают приемлемую точность расчетов для наиболее распространенных реальных ВИМ, у которых значения отношений индуктивностей  $k_{\lambda} = L_{\max}/L_{\text{рас}}$  находятся в пределах от 6 до 7,5 и значения коэффициента насыщения магнитной системы  $k_{\text{нас}} = I_{\Phi, \text{lim}}/I_{\text{нас}}$  ( $I_{\Phi, \text{lim}}$  — максимальный рабочий ток в фазе) — до 4. При этом максимальная погрешность расчетов составляет для  $k_E$  и  $k_{M'}$  не более 4%,  $L_{\text{эКВ}}$  — не более 3%,  $M_{\Phi}$  — не более 2,5%.

**Регулирование момента ВИМ при переключении двух смежных фаз.** На интервале переключения двух смежных фаз индуктивность магнитной цепи включаемой фазы много меньше, чем отключаемой фазы, поэтому изменение токов в них на этом интервале происходит в общем случае по разным законам. В результате суммарный момент на этапе переключения фаз  $M_{\Sigma} = M_{\text{вкл}} + M_{\text{откл}}$  ( $M_{\text{вкл}}$ ,  $M_{\text{откл}}$  — фазные моменты включаемой и отключаемой фаз) отличается от момента, развиваемого фазой на этапе  $\gamma_{\text{раб}}$  и, как следствие, возникают пульсации момента (см. рис. 3). В наиболее неблагоприятных условиях амплитуда этих пульсаций может достигать 100%. Поэтому для ограничения пульсаций момента необходимо соответствующее согласование работы двух смежных фаз на интервале их переключения.

На этапах включения и отключения фазы момент  $M_{\Phi}$  нелинейно зависит не только от тока  $I_{\Phi}$ , но и от углового положения ротора  $\Theta$  (см. рис. 1, б). В общем случае дополнительный учет зависимости  $M_{\Phi}$  от  $\Theta$  на этих этапах ведет к существенному усложнению структуры регулятора момента. Как показали исследования, в ряде случаев возможно использование упрощенных алгоритмов, которые обеспечивают равенство среднего значения момента на интервале переключения фаз моменту каждой из фаз на интервале  $\gamma_{\text{раб}}$ , т.е.  $M_{\text{ср}} = M_{\text{раб}}$  (см. рис. 3), но не устраняют пульсаций момента на этапе переключения

фаз. Далее предлагается один из вариантов алгоритма регулирования момента на угловых интервалах  $\gamma_{\text{вкл}}$  и  $\gamma_{\text{откл}}$ , полученный в результате исследований работы ВИМ на модели в среде Matlab-Simulink. Модель основана на табличном задании реальных магнитных характеристик машины, полученных экспериментально, что позволяет наиболее достоверно воспроизводить реальные процессы в ВИП [4].

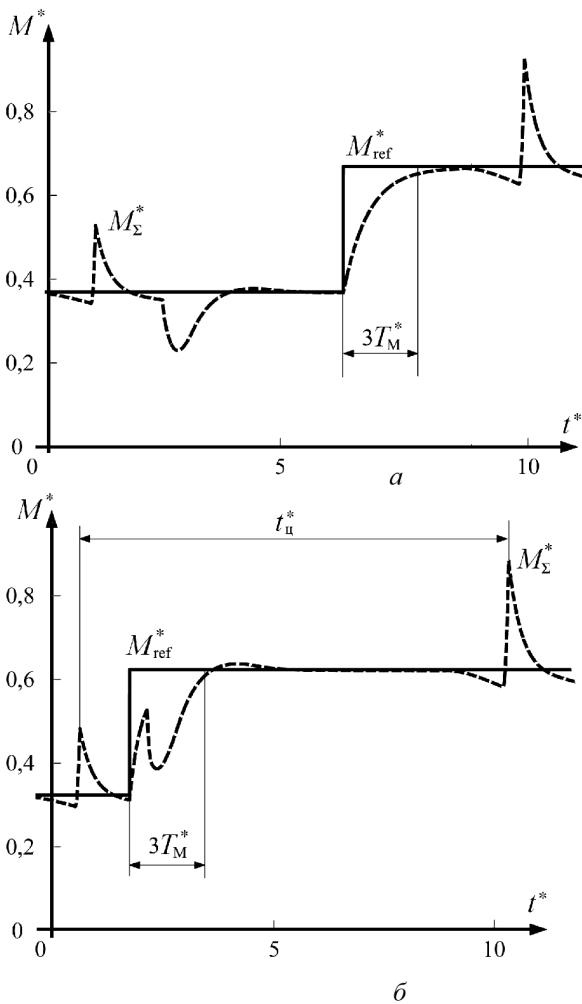
Исследования показали, что с целью реализовать режим работы ВИМ, при котором  $M_{\text{ср}} = M_{\text{раб}}$ , необходимо положение включения фазы  $\Theta_{\text{вкл}}$  и напряжение на ней регулировать по определенному закону, обоснованному ранее в работе [3], а отключение осуществлять при фиксированном  $\Theta_{\text{ком}}$  и напряжении, изменяющемся пропорционально угловой скорости вращения ротора. Отметим, что при управлении по данному алгоритму на этапе переключения смежных фаз контур суммарного момента, по сути, оказывается разомкнутым.

Для подтверждения адекватности полученных результатов были проведены исследования поведения скорректированной системы на модели ВИП в среде Matlab-Simulink. В основу модели положен универсальный метод представления магнитных характеристик с помощью “кривых Миллера” [6], который позволяет наиболее просто и достаточно достоверно учесть все характерные нелинейности и конструктивные особенности конкретного экземпляра ВИМ.

Исследования показали, что использование дополнительных обратных связей в совокупности с компенсацией ЭДС движения позволяет компенсировать нелинейность контура момента фазы на угловом интервале  $\gamma_{\text{раб}}$ , задавая эквивалентную постоянную времени контура  $T_M$  на требуемом уровне. В доказательство этого на рис. 6, а показан пример реакции скорректированной системы управления ВИМ на скачок задания момента, когда ротор находится на угловом интервале работы одной фазы. Единице модельного времени соответствует временной интервал, за который при базовом значении скорости ротор ВИМ вернется на базовый угол, т.е.  $t_{\text{баз}} = \frac{\gamma_{\text{баз}}}{\omega_{\text{баз}}}$ .

Если скачок задания приходится на этап переключения смежных фаз (рис. 6, б), на кривую переходного процесса изменения момента накладываются пульсации момента. Однако и в этом случае действительное значение мгновенного суммарного момента  $M_{\Sigma}^*$  становится равным заданному значению  $M_{\text{ref}}^*$  в пределах одного цикла коммутации  $t_{\text{ц}}^*$  ВИМ. Установлено, что изменение параметров ВИМ и управляющих воздействий в реальных пределах не приводит к качественному изменению характера рассматриваемых переходных процессов.

Таким образом, результаты моделирования позволяют сделать вывод о том, что рассмотренный выше подход к управлению моментом



**Рис. 6. Пример изменения момента ВИМ в переходном процессе при отработке скачка задания по моменту**

ВИМ при наличии необходимого запаса по напряжению силового источника питания обеспечивает возможности формирования динамических свойств вентильно-индукторного привода (ВИП) в замкнутой структуре управления схожие с возможностями в приводе постоянного тока. В частности, это создает предпосылки для использования во внешних контурах регулирования ВИМ (скорости, положения и т.п.) стандартных настроек, например, на технический или симметричный оптимум, широко используемых на практике в связи с простотой технической реализации и благоприятным в большинстве случаев характером протекания переходных процессов с учетом конкретных требований к электроприводу.

**Линеаризация ВИМ в окрестности рабочей точки.** В некоторых частных случаях работа ВИМ сопровождается лишь незначительны-

ми изменениями скорости и нагрузки. Поэтому при синтезе системы управления ВИМ представляет интерес оценка применимости широко известного из теории управления способа линеаризации системы в окрестности рабочей точки. Здесь важно подчеркнуть специфику ВИМ, состоящую в том, что даже при малых изменениях ее суммарного момента и скорости фазный ток в каждом цикле коммутации изменяется в широких пределах.

На первом этапе сформулируем допущения, позволяющие формально использовать процедуру линеаризации в окрестности рабочей точки для ВИМ, а затем на втором этапе рассмотрим возможности алгоритмической минимизации влияния неучтенных факторов на динамику ВИМ и дадим оценку полученным при таком подходе результатам.

1. Рассматривается только этап работы фазы  $\gamma_{\text{раб}}$ .

2. Не учитывается зависимость индуктивности фазы от фазного тока, т.е. принимается, что она является только функцией углового положения ротора  $L = L(\Theta)$ . Иными словами, не учитывается насыщение магнитной системы ВИМ.

3. Производная индуктивности по углу поворота ротора принимается постоянной  $dL/d\Theta = \text{const}$ .

В результате принятых допущений уравнение электрического равновесия фазы ВИМ (1) можно записать в виде

$$U_{\phi} = I_{\phi} R_{\phi} + L(\Theta) \frac{dI_{\phi}}{dt} + I_{\phi} \frac{dL(\Theta)}{d\Theta} \omega, \quad (18)$$

а выражение для фазного момента —

$$M_{\phi} = \frac{1}{2} \frac{dL(\Theta)}{d\Theta} I_{\phi}^2. \quad (19)$$

Переходя к уравнениям в приращениях в окрестности рабочей точки с координатами  $\omega_0, I_0$ , получаем

$$\delta U = \left[ R_{\phi} + \frac{dL(\Theta)}{d\Theta} \omega_0 \right] \delta I + L(\Theta) \frac{d\delta I}{dt} + \frac{dL(\Theta)}{d\Theta} I_0 \delta \omega; \quad (20)$$

$$\delta M = \frac{dL(\Theta)}{d\Theta} I_0 \delta I. \quad (21)$$

Отметим, что в данном случае выражение в квадратных скобках, входящее в виде множителя в первое слагаемое правой части уравнения (20), можно рассматривать как эквивалентное сопротивление фазной обмотки, т.е.

$$R_{\text{экв}} = R_{\phi} + \frac{dL}{d\Theta} \omega_0. \quad (22)$$

Коэффициент

$$K_b = \frac{dL}{d\Theta} I_0, \quad (23)$$

входящий в виде множителя в соотношения (20) и (21), в рассматриваемых условиях для ВИМ имеет аналогом широко используемый при математическом описании процессов в двигателях постоянного тока коэффициент  $k_\Phi$ .

Далее воспользуемся допущением, принятым в работе [5] при рассмотрении аналогичного режима работы ВИМ, где предложено в целях упрощения анализа не учитывать изменение индуктивности фазы в функции углового положения ротора при множителе  $d\delta I/dt$ , т.е. будем считать ее постоянной и равной среднему значению между согласованным и рассогласованным положением зубцов ротора и статора:

$$L_{eq} = \frac{L_{\min} + L_{\max}}{2}. \quad (24)$$

В результате приходим к линеаризованному математическому описанию процессов в ВИМ, совпадающему по форме с математическим описанием машины постоянного тока независимого возбуждения:

$$\delta U = R_{\text{эКВ}} \delta I + L_{eq} \frac{d\delta I}{dt} + K_b \delta \omega; \quad (25)$$

$$\delta M = K_b \delta I. \quad (26)$$

С использованием соотношений (25) и (26) можно синтезировать систему управления ВИМ и определять ее параметры аналогично тому, как это делается для привода постоянного тока.

В целях оценки возможности такого подхода к описанию процессов в ВИМ, уточнения основанного на нем алгоритма управления и определения его границ проведено исследование работы ВИП в традиционной двухконтурной структуре подчиненного регулирования с П-регулятором скорости и ПИ-регулятором тока, параметры которых определены с использованием соотношений (22)–(24).

Как видно из анализа выражений (22) и (23), при отклонении от рабочей точки ВИМ изменяются значения параметров  $R_{\text{эКВ}}$  и  $K_b$  по сравнению с расчетными. Чтобы оценить эти изменения, а также проанализировать поведение ВИМ “в большом” были проведены исследования с помощью упомянутой выше модели.

Так как в ВИМ практически ни одна из переменных, характеризующих ее работу, не имеет установившегося значения, система управления должна содержать как линейную, так и нелинейную части. Иными словами, линейный регулятор должен функционировать только на этапе работы фазы, когда выполняются описанные выше допущения, а

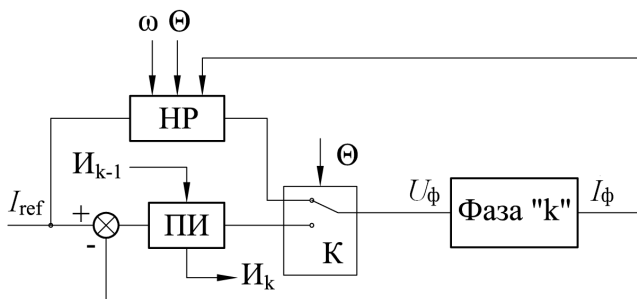


Рис. 7. Функциональная схема регулятора тока фазы

нелинейный регулятор — на этапах включения и отключения. В соответствии с этим предлагается следующий алгоритм работы регулятора тока (структура регулятора приведена на рис. 7).

Ключ К осуществляет переключение между нелинейным регулятором НР и ПИ-регулятором в зависимости от углового положения ротора  $\Theta$ . Угол коммутации и напряжение на этапе включения рассчитываются с помощью метода, рассмотренного в работе [3]. Отключение фазы происходит подачей отрицательного импульса напряжения  $-U_{пит}$  вплоть до момента снижения тока до нуля; ПИ-регулятор тока формирует напряжение только на этапе работы фазы, когда на его вход подается отклонение фазного тока  $I_\phi$  от заданного  $I_{ref}$ . Для того чтобы обеспечить плавное изменение сигнала в цепи обратной связи, ток к концу этапа включения (началу этапа работы) фазы должен достигнуть значения, равного значению тока в этот момент времени в отключаемой фазе. К началу этапа работы фазы значение интегральной составляющей ПИ-регулятора включаемой фазы  $I_k$  устанавливается равным  $I_{k-1}$  отключаемой. Таким образом, дискретные процессы в ВИМ искусственно сводятся к непрерывным.

Благодаря такому алгоритму становится возможным сделать допущение о постоянстве производной  $dL/d\Theta = \text{const}$  и, следовательно, о постоянстве противоЭДС при постоянстве скорости  $\omega = \text{const}$ , так как на этапе работы фазы  $dL/d\Theta$  действительно изменяется незначительно.

Исследования показывают, что поведение системы в окрестности рабочей точки (исследования поведения “в малом”) при управлении по предлагаемому алгоритму становится практически линейным. Если переходной процесс развивается за 10–15 циклов коммутации, то можно пренебречь изменением индуктивности  $L(\Theta)$  и пульсациями момента. Следствием являются лишь малые периодические колебания скорости, которые уменьшаются с ее ростом, а также с увеличением механической инерционности системы.



Оценим поведение ВИМ при изменении положения рабочей точки и неизменных коэффициентах регуляторов с настройкой системы управления на технический оптимум (перерегулирование  $\delta = 4,3\%$ , время первого согласования  $t_1 = 4,71T$ , время переходного процесса  $t_p = 8,4T$ , где  $T$  — эквивалентная постоянная времени скорректированного контура тока).

*Влияние  $I_0$ .* При снижении тока  $I_0$  от расчетного уменьшается коэффициент  $K_b$  и переходные процессы затягиваются (уменьшив  $K_b$  в 2 раза, получим монотонный переходной процесс; время переходного процесса  $11,7T$ ). Если рабочая точка находится внутри линейной области зависимостей  $\Psi(I_\phi)$ , то с ростом тока в системе увеличивается колебательность (например, при увеличении  $K_b$  в 2 раза перерегулирование составляет уже  $16\%$ ).

*Влияние  $\omega_0$  и  $L_{eq}$ .* Рассмотрим поведение контура тока при жестко заданной скорости. Как следует из (22), изменение рабочей скорости влечет за собой изменение эквивалентного сопротивления. Если увеличить  $R_{экв}$  в 2 раза, при реакции контура тока на скачок задания время переходного процесса увеличивается до  $18,7T$ . При уменьшении  $R_{экв}$  в 2 раза перерегулирование составляет  $3,1\%$ , время переходного процесса  $11,3T$ . Следует также отметить, что в области низких скоростей переходной процесс может развиваться в пределах одного цикла коммутации, и влияние отклонения индуктивности фазы от усредненной усилится. В частности, при уменьшении  $R_{экв}$  в 2 раза и  $L_{eq} = L_{max}$  перерегулирование составляет  $8\%$ , время переходного процесса  $t_p = 23,1T$ .

На регулировании скорости изменения в контуре тока сказываются следующим образом. При увеличении  $R_{экв}$  в 2 раза перерегулирование составляет  $\delta = 3,5\%$ ,  $t_p = 9,7T$ ; при уменьшении  $R_{экв}$  в 10 раз  $\delta = 5,8\%$ ,  $t_p = 7,8T$ . При увеличении  $L_{eq}$  в 2 раза получаем монотонный переходной процесс,  $t_p = 6,1T$ ; при уменьшении  $L_{eq}$  в 2 раза  $\delta = 19\%$ ,  $t_p = 16,9T$ .

Сделанные выше выводы касаются только режима работы ВИМ без насыщения магнитной системы, т.е. только для линейной области магнитных характеристик  $\Psi(I_\phi)$ . Для зоны локального насыщения с использованием кусочно-линейных зависимостей  $\Psi(I_\phi)$  [4] в первом приближении получим

$$L_{eq} = L_{рас}, \quad (27)$$

где  $L_{рас}$  — индуктивность в начале перекрытия зубцов;

$$R_{eq} = R_\phi; \quad (28)$$

$$K_b = \frac{dL}{d\Theta} I_{нас} = \text{const}, \quad (29)$$

где  $I_{нас}$  — значение тока насыщения.

Поясним смысл соотношений (27)–(29). При локальном насыщении наклон магнитных характеристик  $\Psi(I_\phi)$  с изменением углового положения ротора и фазного тока меняется незначительно. Отсюда следует:

а) дифференциальная индуктивность (и ЭДС самоиндукции) не зависят от углового положения ротора (выражение (27));

б) ЭДС движения не зависит от значения фазного тока, т.е. приращение тока не вызывает изменения ЭДС движения, поэтому в выражении для эквивалентного сопротивления отсутствует слагаемое  $(dL/d\Theta)\omega_0$  (выражение (28));

в) приращение момента прямо пропорционально приращению тока и не зависит от установившегося значения  $I_0$  (выражение (29)).

Все это позволяет сделать вывод о том, что изменение скорости и тока при локальном насыщении в меньшей степени сказывается на работе привода, чем в линейной области магнитных характеристик. Это подтверждается результатами моделирования.

Исследование поведения рассматриваемой системы “в большом” с помощью имитационного моделирования показало, что она при переходе в режим работы, отличный от расчетного, имеет весьма низкие динамические характеристики.

**Выводы.** 1. Использование линеаризующих обратных связей по току и угловому положению ротора в контуре управления моментом в совокупности с компенсацией ЭДС движения позволяет придать системе управления ВИМ свойства линейных систем и получить показатели качества управления на уровне приводов постоянного тока.

2. Расчет управляющих воздействий в линеаризованной структуре с помощью кусочно-полиномиальных зависимостей позволяет регулировать момент с точностью  $\pm 5\%$ .

3. Линеаризация в рабочей точке дает возможность определить структуру и параметры системы управления ВИМ, которые обеспечивают приемлемые показатели привода, работающего на одной скорости и при постоянной нагрузке, но не позволяет добиться высоких динамических характеристик при переходе на другой режим работы.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Miller T. J. E. Switched reluctance motors and their control // Oxford: Magna Physics Publishing and Clarendon Press, 1993.
2. Б е с е к е р с к и й В. А., П о п о в Е. П. Теория систем автоматического управления. 4-е изд. перераб. и доп. – СПб.: Профессия, 2003. – 752 с.
3. К у з н е ц о в С. А. Учет нелинейных свойств вентильно-индукторных машин в алгоритмах управления // Системы управления и информационные технологии. – 2008. – № 4 (34).

4. Красовский А. Б., Кузнецов С. А., Трунин Ю. В. Моделирование магнитных характеристик вентильно-индукторных машин // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. “Естественные науки”. – 2007. – № 4 (27). – С. 57–77.
5. Krishnan R. Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications // CRC Press LLC, 2001.
6. Miller T. J. E., Glinka M., McGilp M., Cossar C., Gallegos-Lopez G., Ionel D., Olaru M. Ultra-fast model of the switched reluctance motor // IEEE. – 1998. – Vol. 1. – P. 319–326.

Статья поступила в редакцию 24.04.2009



Александр Борисович Красовский родился в 1954 г., окончил Московский энергетический институт (МЭИ) в 1977 г. Д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой “Электротехника и промышленная электроника” МГТУ им. Н.Э. Баумана. Автор около 80 научных работ в области дискретного электропривода.

A.B. Krasovskii (b. 1954) graduated from the Moscow Power Engineering Institute in 1977. D. Sc. (Eng.), professor, head of “Electric Engineering and Industrial Electronics” department of the Bauman Moscow State Technical University. Author of about 80 publications in the field of discrete electric drive.



Сергей Александрович Кузнецов родился в 1983 г., окончил МГТУ им. Н.Э. Баумана в 2006 г. Аспирант кафедры “Электротехника и промышленная электроника” МГТУ им. Н.Э. Баумана. Автор 6 научных работ в области элементов систем управления дискретного электропривода.

S.A. Kuznetsov (b. 1983) graduated from the Bauman Moscow State Technical University in 2006. Post-graduate of “Electric Engineering and Industrial Electronics” department of the Bauman Moscow State Technical University. Author of 6 publications in the field of control system of discrete electric drive.