

А. Б. Красовский

## **ИМИТАЦИОННЫЕ МОДЕЛИ В ТЕОРИИ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА**

*Обоснована эффективность использования имитационного моделирования для исследования вентильно-индукторного электропривода. Рассмотрены общие принципы построения имитационных моделей и предложен вариант их реализации в среде MATLAB-SIMULINK. На этой основе выработаны рекомендации по методам управления приводом, обеспечивающим получение максимальной мощности, снижение пульсаций момента и исключение аномальных режимов. Достоверность результатов подтверждена экспериментальными исследованиями.*

Вентильно-индукторный электропривод (ВИП) является одной из наиболее бурно развивающихся областей современной электромеханики. Основные преимущества ВИП по сравнению с традиционными электроприводами обусловлены простотой, надежностью и высокой технологичностью электрической машины (ВИМ), на базе которой он выполняется [1]. Однако, несмотря на признанные практически всеми специалистами достоинства, массового распространения он еще не получил. Причина этого состоит в том, что потенциально присущие ВИП достоинства реализуются только при соответствующих алгоритмах управления. При этом специфика ВИП предполагает использование отличных от традиционных для классических систем электропривода инструментов их разработки.

Наиболее характерные особенности ВИП состоят в следующем [2]:

- дискретность в управлении;
- питание фазных обмоток двигателя осуществляется однополярными импульсами тока, форма которых в общем случае претерпевает значительные изменения с изменением режима работы привода;
- изменение в достаточно широких пределах состояния магнитной системы двигателя в цикле коммутации каждой фазы; линейный режим работы (без насыщения) чередуется с режимом локального насыщения взаимодействующих зубцов, которое при определенных условиях может переходить к частичному общему насыщению магнитной системы двигателя;
- двухсторонняя зубчатость магнитной системы двигателя при ограниченном числе его фаз приводит практически к трапецеидальному закону изменения магнитной проводимости воздушного зазора между статором и ротором.

Поэтому наличие методов и средств исследования, хорошо приспособленных для решения задач анализа и синтеза и адекватно воспроизводящих реальные процессы в приводе, для ВИП имеет особое значение.

**Принципы построения моделей ВИП.** В основу математического описания процесса преобразования энергии в ВИП могут быть положены, как обычно, уравнения электрического равновесия фаз двигателя

$$U_k = I_{\phi k} R_k + \frac{d\Psi_k}{dt} \tag{1}$$

и уравнение электромагнитного момента

$$M = \sum_{k=1}^m \left. \frac{\partial W_k}{\partial \Theta} \right|_{I_{\phi k} = \text{const}}, \tag{2}$$

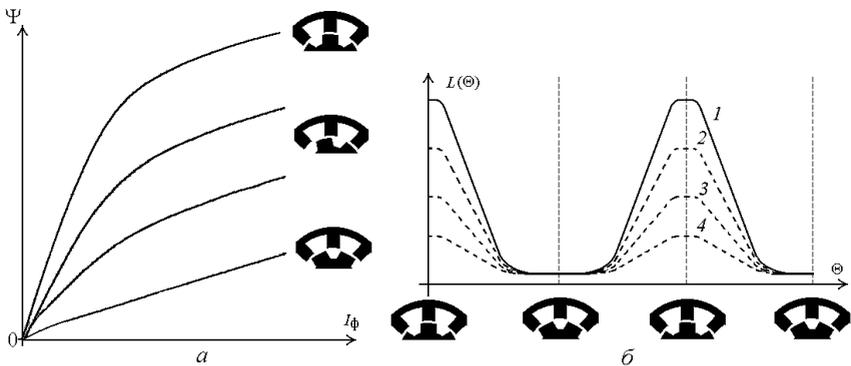
где  $U_k, I_{\phi k}, R_k, \Psi_k$  — напряжение, ток, активное сопротивление и потокосцепление  $k$ -й фазной обмотки ВИМ,  $k = 1, \dots, m, m$  — число фаз

ВИМ;  $W_k = \int_0^{I_{\phi k}} \Psi_k dI_{\phi k}$  — коэнергия  $k$ -й обмотки;  $\Theta$  — угловой сдвиг между взаимодействующими зубцами статора и ротора.

Перечисленные выше особенности ВИМ обуславливают нелинейную зависимость потокосцепления  $\Psi_k$  как от  $I_{\phi k}$ , так и от  $\Theta$  (см. рис. 1, а). Поэтому в развернутой форме уравнение (1) имеет вид

$$U_k = I_{\phi k} R_k + \frac{\partial \Psi_k(I_{\phi k}, \Theta)}{\partial I_{\phi k}} \frac{dI_{\phi k}}{dt} + \frac{\partial \Psi_k(I_{\phi k}, \Theta)}{\partial \Theta} \frac{d\Theta}{dt}. \tag{3}$$

Слагаемые в правой части уравнения (3) — ЭДС самоиндукции  $\frac{\partial \Psi_k(I_{\phi k}, \Theta)}{\partial I_{\phi k}} \frac{dI_{\phi k}}{dt}$  и ЭДС движения  $\frac{\partial \Psi_k(I_{\phi k}, \Theta)}{\partial \Theta} \frac{d\Theta}{dt}$  нелинейно зависят от этих же переменных.



**Рис. 1. Характерный вид магнитных характеристик ВИМ:**

1 —  $I_{\phi 1}$ ; 2 —  $I_{\phi 2}$ ; 3 —  $I_{\phi 3}$ ; 4 —  $I_{\phi 4}$

Аналогично, в выражении (2), преобразованном к виду

$$M = \sum_{k=1}^m \int_0^{I_{\Phi k}} \frac{\partial \Psi_k(I_{\Phi k}, \Theta)}{\partial \Theta} dI_{\Phi k} = \sum_{k=1}^m \int_0^{I_{\Phi k}} \frac{\partial [L_k(I_{\Phi k}, \Theta) I_{\Phi k}]}{\partial \Theta} dI_{\Phi k}, \quad (4)$$

фазная индуктивность  $L_k$  также зависит от тока и положения. На рис. 1, б показана трансформация кривой интегральной индуктивности  $L(\Theta)$  одной из фаз ВИМ с ростом фазного тока ( $I_{\Phi 1} < I_{\Phi 2} < I_{\Phi 3} < I_{\Phi 4}$ ).

Таким образом, даже без учета особенностей работы силовой и информационной частей системы управления ВИП его развернутое математическое описание получается нелинейным, громоздким и неудобным для анализа. Поэтому становятся неэффективными традиционные методы исследований электроприводов с использованием структурных схем, преобразований координат, векторных диаграмм и т. п.

В последние годы появились специализированные компьютерные программы для расчета и исследования ВИП. Наиболее известные из них — Motor-CAD, SPEED, SRDaS и др. Стоимость их достаточно высока, набор решаемых с их помощью задач фиксирован, а внутренняя структура и реализованные в них алгоритмы являются собственностью авторов и, как правило, не доступны для пользователя. Это исключает их развитие, модернизацию и адаптацию к новым задачам.

Использование численного интегрирования нелинейных дифференциальных уравнений дает возможность исследовать ВИП при минимальном количестве допущений. Однако специфичность ВИП не всегда позволяет записать в компактной аналитической форме функциональные связи между всеми его переменными. К тому же часто представляет интерес не столько количественная оценка эффективности работы привода, сколько его поведение в той или иной ситуации.

Поскольку ВИП находится в стадии активных исследований и в преддверии широкого практического применения в самых разных областях техники, проблемы исследования его будут неизбежно обновляться и углубляться, затрагивая все новые аспекты поведения ВИП. Соответственно, модель должна обладать способностью гибкой адаптации к новым задачам. Это предполагает ее модульное построение в “открытой” для пользователя программной среде.

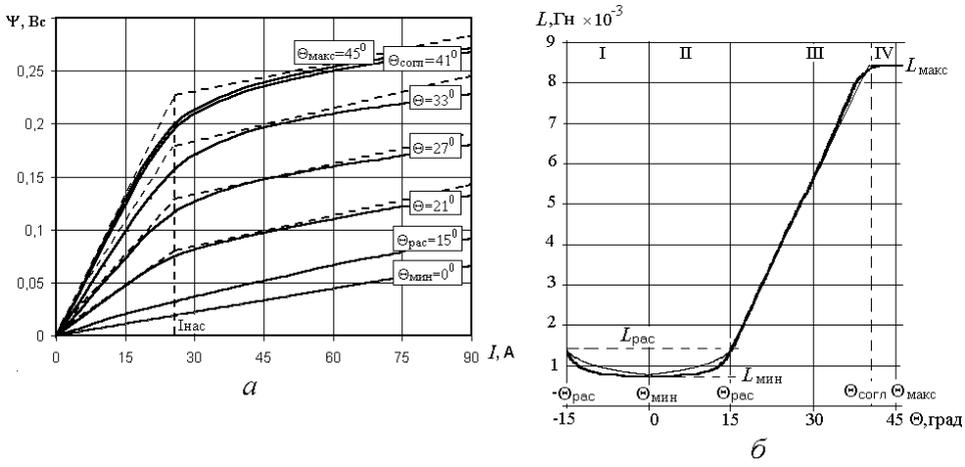
Перечисленными свойствами обладает имитационная модель (ИМ) ВИП, воспроизводящая логику его функционирования во времени при различных сочетаниях параметров и сигналов управления [3–5]. Имитационное моделирование может быть реализовано с применением любого языка программирования высокого уровня, например FORTRAN, C++ и т. п. Однако для этого необходимо развернутое математическое

описание работы всех функциональных блоков привода. Поэтому рассматриваются возможности использования для имитационного моделирования ВИП современных специализированных программ и приложений к ним, непосредственно ориентированных на моделирование сложных динамических систем: MATLAB-SIMULINK, MODEL VISION STUDIUM, MODELICA и т. п. Установлено, что наиболее полно поставленной цели отвечает широко известный математический пакет MATLAB с приложением SIMULINK.

**Допущения.** Наиболее важные допущения относятся к ВИМ. В соответствии с соотношением (4) процесс преобразования энергии в ВИМ связан с изменением фазных индуктивностей  $L_k(\Theta)$ . Кривые  $L_k(\Theta)$  могут быть построены по экспериментальным зависимостям  $\Psi_k(I_{\Phi k})$  при различных положениях ротора  $\Theta$ . В качестве примера на рис. 2, а сплошными линиями показано семейство экспериментальных зависимостей  $\Psi(I_{\Phi})$  одной из фаз реальной ВИМ.

Из рис. 2, а видно, что насыщение магнитопровода ВИМ начинает появляться примерно при токе  $I_{\text{нас}} = 25$  А. Нижняя кривая соответствует совпадению осей зубца статора и паза ротора при  $\Theta = \Theta_{\text{мин}} = 0^\circ$ , верхняя кривая при  $\Theta = \Theta_{\text{макс}} = 45^\circ$  — положению, когда оси зубцов статора и ротора совпадают. В положении  $\Theta = \Theta_{\text{рас}} = 15^\circ$  происходит переход от полностью рассогласованного положения зубцов к частичному их перекрытию. Соответственно, при  $\Theta = \Theta_{\text{согл}} = 41^\circ$  частичное перекрытие зубцов переходит в их полное перекрытие.

Усредненная реальная кривая  $L(\Theta)$  для  $I_{\Phi} < I_{\text{нас}}$  показана на рис. 2, б жирной линией. На рис. 2, б выделено четыре зоны. Зоны I и II при  $-\Theta_{\text{рас}} < \Theta < \Theta_{\text{мин}}$  и  $\Theta_{\text{мин}} < \Theta < \Theta_{\text{рас}}$  соответствуют рассогласованному положению зубцов. В зоне III при частичном перекрытии



**Рис. 2. Аппроксимация магнитных характеристик ВИМ**

зубцов  $L_{\text{рас}} < L(\Theta) < L_{\text{согл}}$ . В начале полного перекрытия зубцов  $L(\Theta) = L_{\text{согл}}$ . Максимальное значение индуктивности  $L_{\text{макс}}$  соответствует совпадению осей зубцов статора и ротора при угле  $\Theta_{\text{макс}}$ . Из рис. 2, б видно, что в зоне III зависимость  $L(\Theta)$  близка к линейной. В зонах I и II и на границе между зонами III и IV зависимость  $L(\Theta)$  нелинейна.

Кривую  $L(\Theta)$  можно построить по результатам полевых расчетов ВИМ. Однако это связано с достаточно большим объемом вычислений, усложнением модели и, как следствие, со снижением ее быстродействия при компьютерной реализации. Для упрощения модели часто оказывается достаточным использовать аналитическую аппроксимацию реальной кривой  $L(\Theta)$ , предварительно оценивая значения  $L_{\text{макс}}$  и  $L_{\text{мин}}$  для исследуемого двигателя.

*Аппроксимация реальной зависимости  $L(\Theta)$*  основывается на результатах предварительных исследований, согласно которым взаимное влияние фаз и падение МДС в стали ВИМ, как правило, можно не учитывать.

Учет локального насыщения зубцов в зоне их перекрытия производится представлением кривых  $\Psi(I_{\text{ф}})$  в виде кусочно линейных аппроксимирующих зависимостей при различных значениях  $\Theta$ , как показано на рис. 2, а пунктирными линиями. Для  $L(\Theta)$  при  $I < I_{\text{нас}}$  имеем четыре характерные зоны (см. рис. 2, б).

В зоне I при  $-\Theta_{\text{рас}} < \Theta < \Theta_{\text{мин}}$  имеем уравнение

$$L(\Theta) = K_M \ln \frac{\Theta - \Theta_{\text{рас}} + \beta_R}{\Theta - \Theta_{\text{рас}}}, \quad (5)$$

в зоне II при  $\Theta_{\text{мин}} < \Theta < \Theta_{\text{рас}}$  — уравнение

$$L(\Theta) = K_M \ln \frac{\Theta_{\text{рас}} - \Theta + \beta_R}{\Theta_{\text{рас}} - \Theta}, \quad (6)$$

где  $K_M$  — масштабный коэффициент,  $\beta_R$  — угловой размер зубца ротора. Кривая, построенная по этим уравнениям, представлена на рис. 2, б тонкой линией. Как видно, аппроксимирующая и экспериментальная кривые достаточно близки.

В зоне III при  $\Theta_{\text{рас}} < \Theta < \Theta_{\text{согл}}$  зависимость  $L(\Theta)$  аппроксимируется прямой линией, уравнение которой имеет вид

$$L(\Theta) = L_{\text{рас}} + \frac{L_{\text{макс}} - L_{\text{рас}}}{\Theta_{\text{согл}} - \Theta_{\text{рас}}} \Theta. \quad (7)$$

В зоне IV нелинейность функции  $L(\Theta)$  обычно несущественна, поэтому при  $\Theta_{\text{согл}} < \Theta < \Theta_{\text{макс}}$  имеем

$$L(\Theta) = L_{\text{макс}} = \text{const}. \quad (8)$$

Фазные ток и момент определены, как в работе [4]. При  $I_{\phi} < I_{\text{нас}}$  имеем

$$I_{\phi}(\Theta) = \frac{\Psi(\Theta)}{L(\Theta)}, \quad (9)$$

где  $\Psi(\Theta) = \int U(\Theta)dt$ ,  $U(\Theta)$  — фазное напряжение.

Уравнение для фазного момента имеет вид

$$M(\Theta) = \frac{1}{2}I_{\phi}^2 \frac{dL(\Theta)}{d\Theta}. \quad (10)$$

В режиме локального насыщения зубцов при  $I_{\phi} > I_{\text{нас}}$  получаем

$$I_{\phi}(\Theta) = I_{\text{нас}} + \frac{\Psi(\Theta) - I_{\text{нас}}L(\Theta)}{L_{\text{рас}}}. \quad (11)$$

Фазный момент, соответственно, находим по формуле

$$M(\Theta) = \left( I_{\text{нас}}I_{\phi}(\Theta) - \frac{1}{2}I_{\text{нас}}^2 \right) \frac{dL(\Theta)}{d\Theta}. \quad (12)$$

**Базовая структура модели ВИП.** На рис. 3 представлена имитационная модель ВИП с четырехфазной ВИМ, широко используемая автором при исследовании ВИП [3–5]. Поскольку модель включает большое количество элементов с весьма сложными взаимосвязями между ними, функционально законченные ее части выполнены в виде subsystem (Subsystem). Субсистемы Subsystem1–Subsystem4, формирующие законы изменения  $L(\Theta)$  каждой фазы по формулам (5)–(8), а также закон изменения напряжения на каждой из них, выполнены идентично.

В блоках Subsystem5–Subsystem8 выполняется расчет фазных токов и моментов ВИМ по формулам (9)–(12). На выходе блока Sum1 формируется суммарный электромагнитный момент, который с учетом момента нагрузки (блоки Ms, Constant, Switch) дважды интегрируется блоками Integrator1 и Integrator2 для получения сигналов скорости и положения. Имитация циклического изменения фазных индуктивностей обеспечивается с помощью специального блока коммутации (Subsystem10).

Эта модель легко трансформируется в различные виды специализированных моделей ВИП в зависимости от принятого вида коммутации в реальном приводе (имеется датчик положения ротора или его нет) или способа аппроксимации функции  $L(\Theta)$ . Кроме того, поскольку структура и логика работы имитационных моделей должна быть наиболее близка к условиям работы реального привода, в них предусмотрена возможность имитации временной дискретизации сигналов управления и разброса электромагнитных параметров фаз.

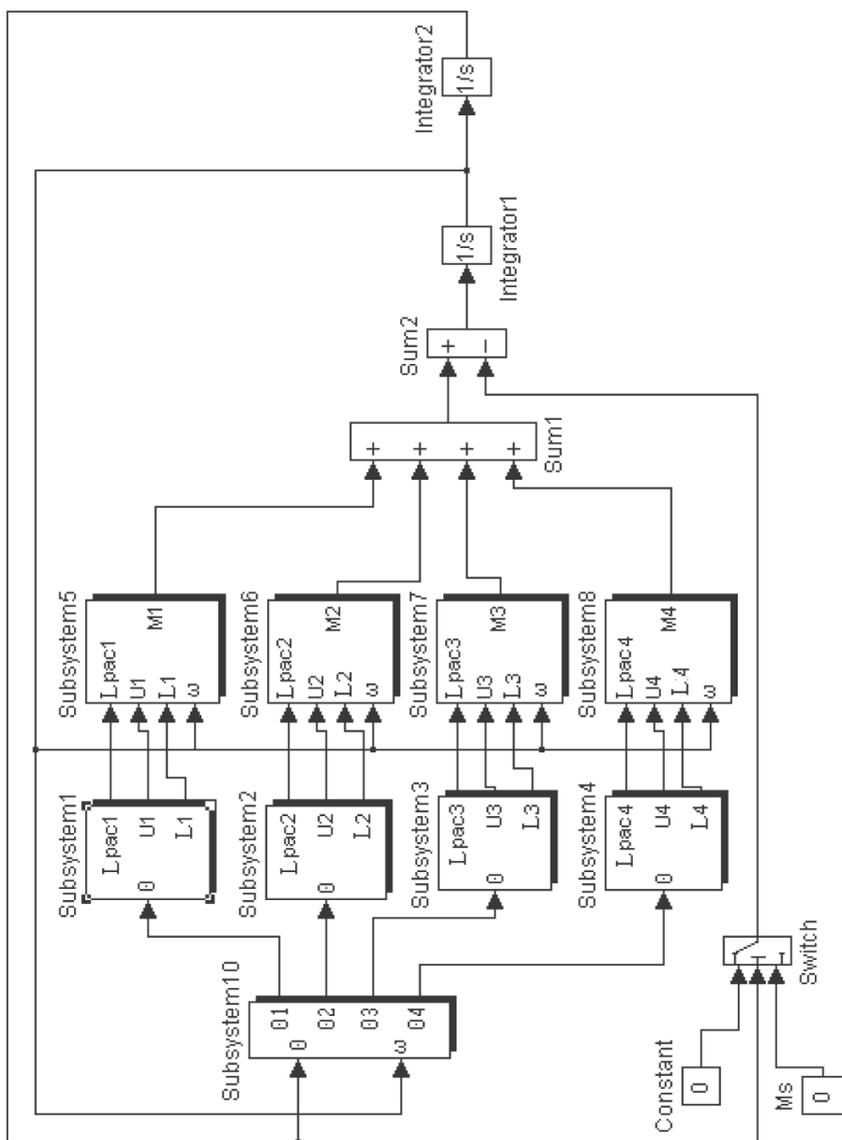
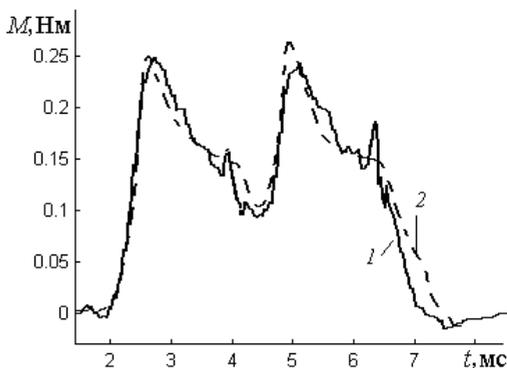


Рис. 3. Структура базовой имитационной модели ВИП в среде MATLAB-SIMULINK

Таким образом, для всестороннего исследования ВИП разработан базовый вариант имитационной модели и набор взаимозаменяемых моделей отдельных элементов привода. Все эти модели в совокупности образуют дополнительную специализированную библиотеку SIMULINK, ориентированную на исследование поведения ВИП в различных режимах его работы.



**Рис. 4. Иллюстрация адекватности имитационной модели ВИП:**

1 — макет; 2 — модель

**Иллюстрация адекватности модели.** Испытаниям подвергался двигатель со следующими параметрами:  $P_{\text{ном}} = 3 \text{ кВт}$ ,  $n_{\text{ном}} = 3000 \text{ об/мин}$ , количество полюсов на статоре  $N_S = 12$ , количество полюсов на роторе  $N_R = 8$ , сопротивление фазы  $R_\phi = 0,89 \text{ Ом}$ , число витков фазы  $w = 220$ ,  $L_{\text{мин}} = 0,11 \text{ Гн}$ ,  $L_{\text{макс}} = 1,1 \text{ Гн}$ . Проведено сопоставление реальных кривых фазных токов и суммарного момента с кривыми, полученными при тех же условиях на модели. В качестве примера сплошной линией на рис. 4 показана восстановленная расчетами кривая суммарного момента для двух фаз по экспериментальным кривым фазных токов и напряжений, а пунктирной линией — аналогичная кривая, полученная на модели при напряжении  $U_\phi = 28 \text{ В}$  и частоте вращения  $n = 1000 \text{ об/мин}$ . Хорошее совпадение кривых свидетельствует о том, что модель достаточно точно воспроизводит характер изменения моментов коммутируемых фаз и может быть использована для исследования ВИП.

Эффективность разработанных имитационных моделей ВИП подтверждена тем, что решены некоторые важные для мировой практики теоретические и практические задачи, вытекающие из продиктованных опытов применения этого привода и препятствовавшие его широкому распространению на современном этапе. Далее кратко рассмотрены основные из этих задач.

**Алгоритмы управления ВИП при максимальном использовании его энергетических и регулировочных возможностей.** Установление связи между предельными энергетическими возможностями ВИП, параметрами ВИМ и управления является важнейшим этапом рационального проектирования привода, а неверно заданные управляющие воздействия могут существенно снизить эффективность его работы. При исследовании условий повышения энергетической эффективности ВИП проведен анализ механических характеристик  $M(\omega)$ ,

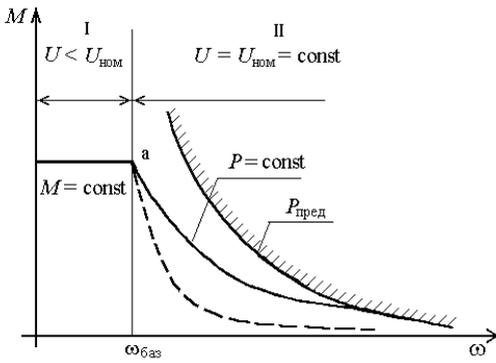


Рис. 5. Механические характеристики ВИП

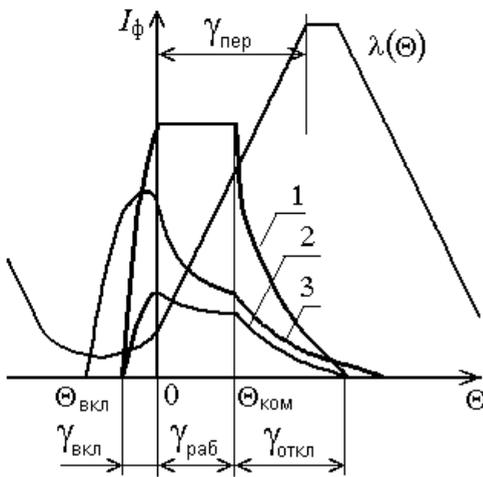
представленных на рис. 5 [6]. Весь скоростной диапазон работы ВИП может быть разделен на две характерные зоны. Граничное значение скорости между этими зонами принято за базовое значение скорости  $\omega_{\text{баз}}$  (точка *a* на рис. 5).

Зона I соответствует относительно малым скоростям, где ВИМ обеспечивает постоянство выходного момента за счет работы токоограничения. Алгоритмы управления и предельные возможности ВИП в этой зоне известны. В зоне II действие регулятора тока прекращается и к фазам ВИМ прикладывается неизменное напряжение питания  $U_{\text{ном}} = \text{const}$ . Здесь основными управляющими воздействиями являются углы включения  $\Theta_{\text{вкл}}$  и коммутации  $\Theta_{\text{ком}}$  (начала отключения работающей фазы).

Рост  $\omega$  относительно точки *a* (см. рис. 5) при неизменных параметрах коммутации ВИМ ведет к резкому снижению амплитуды  $I_{\phi}(\Theta)$ . Это видно из сопоставления кривой 1 на рис. 6, соответствующей  $\omega = \omega_{\text{баз}}$  на рис. 5 и кривой 3 на рис. 6 для  $\omega > \omega_{\text{баз}}$ . При этом средний момент и средняя выходная мощность ВИП также снижаются. Вентильно-индукторная машина оказывается недоиспользованной по выходной мощности (штриховая кривая на рис. 5). Для повышения выходной мощности ВИП, например, как на характеристике, показанной на рис. 5 сплошной линией без штриховки, необходимо увеличивать фазный ток двигателя за счет более раннего включения фазы (кривая 2 на рис. 6).

Теоретическая граница максимальной выходной мощности ВИП имеет место в режиме граничной коммутации ВИМ [6, 7], когда

Рис. 6. Кривые фазного тока ВИМ



$$\gamma_{\text{вкл}} + \gamma_{\text{раб}} + \gamma_{\text{откл}} = \tau_R, \quad (13)$$

где  $\tau_R$  — полюсное деление ротора. При этом ток  $I_\phi(\Theta)$  спадает до нуля к моменту очередного включения этой же фазы, т. е. интервал протекания тока в фазе возрастает до  $360^\circ$ . Режим граничной коммутации является предельной теоретической границей нормальной работы ВИП, поскольку любое, даже очень малое увеличение либо  $\gamma_{\text{вкл}}$ , либо  $\gamma_{\text{раб}}$  по отношению к этому режиму приводит к одновременному увеличению  $\gamma_{\text{откл}}$ . Это нарушает нулевые начальные условия для тока и потока включаемой фазы, т. е. начальное значение потока возрастает с каждым циклом коммутации. В результате среднее значение потока также возрастает, что ведет к общему насыщению магнитной системы ВИМ и снижению выходного момента.

Соотношение между  $\gamma_{\text{вкл}}$  и  $\gamma_{\text{раб}}$  в режиме граничной коммутации имеет вид

$$\gamma_{\text{раб}}^* = \frac{N_S}{N_R} - \gamma_{\text{вкл}}^*, \quad (14)$$

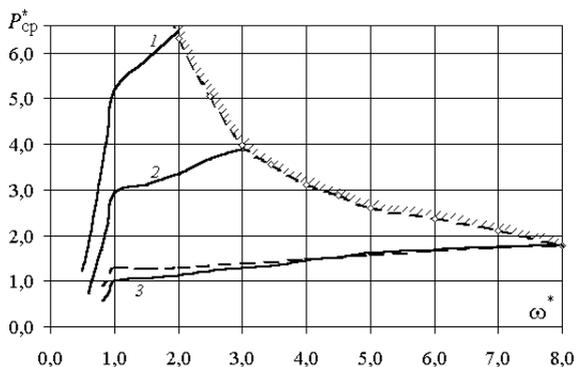
где  $\gamma_{\text{вкл}}^* = \gamma_{\text{вкл}} N_S / \pi$ ,  $\gamma_{\text{раб}}^* = \gamma_{\text{раб}} N_S / \pi$ .

Условие (14) является необходимым, но недостаточным для обеспечения максимального среднего момента фазы за цикл коммутации. Оно не дает однозначного соотношения между  $\gamma_{\text{вкл}}$  и  $\gamma_{\text{раб}}$ . Оптимальное соотношение между  $\gamma_{\text{вкл}}$  и  $\gamma_{\text{раб}}$ , обеспечивающее максимум среднего момента, зависит от многих факторов, в частности от  $\gamma_{\text{вкл}}$ , характера изменения  $I_\phi(\Theta)$  на интервале  $\gamma_{\text{раб}}$  и от конфигурации и состояния магнитной системы ВИМ. Для его определения использована имитационная модель ВИП, позволяющая имитировать различные пространственные сдвиги полюсов ВИМ. В результате установлено, что средний момент наиболее распространенной четырехфазной ВИМ при изменении  $K_L = L_{\text{макс}}/L_{\text{рас}}$  в диапазоне от 5 до 10 достигает максимального значения, когда  $\gamma_{\text{вкл}}^* = \gamma_{\text{вкл.опт}}^* = 1,0$  и  $\gamma_{\text{раб}}^* = \gamma_{\text{раб.опт}}^* = 0,5$ . Эти параметры коммутации соответствуют предельному режиму максимальной выходной мощности ВИП.

Рассмотрена одна из важнейших для практики постановок задачи о максимуме выходной мощности ВИП: при полном использовании установленной мощности инвертора. Для этого необходимо, чтобы в любой точке рабочих характеристик привода при номинальном напряжении питания максимальное значение  $I_\phi$  было равно максимальному допустимому значению выходного тока инвертора.

Характер изменения выходной мощности ВИМ в относительных единицах  $P_{\text{ср}}^*(\omega^*)$  при трех уровнях ограничения фазного тока показан на рис. 7. Здесь базовое значение момента определяется из соотношения

$$M_{\text{баз}} = \frac{1}{2} (I_{\text{нас}} w)^2 \frac{d\lambda}{d\Theta}, \quad (15)$$



**Рис. 7. Изменение выходной мощности ВИП при различных уровнях ограничения установленной мощности инвертора:**

1 —  $I_{\text{ф.макс}}^* = 3$ ; 2 —  $I_{\text{ф.макс}}^* = 2$ ; 3 —  $I_{\text{ф.макс}}^* = 1$

где  $I_{\text{нас}}$  — ток насыщения ВИМ, принятый за его базовое значение;  $w$  — число витков фазы.

Наиболее важной является зона при  $\omega^* > 1$ , где с увеличением скорости мощность  $P_{\text{ср}}^*$  монотонно растет. Максимальное значение скорости для каждой кривой ограничивается режимом граничной коммутации (кривая со штриховкой). Как видно на рис. 7, наибольший скоростной диапазон работы ВИП в этом режиме соответствует  $I_{\text{ф.макс}}^* = 1$ , т. е. работе ВИМ без насыщения, а увеличение  $I_{\text{ф.макс}}^*$  приводит к резкому снижению этого диапазона.

Найдены условия обеспечения постоянства выходной мощности ВИП [8]. Установлено, что наибольшими возможностями алгоритм управления обладает при изменении только  $\gamma_{\text{вкл}}$ . С применением имитационной модели ВИП на примере четырехфазной ВИМ с конфигурацией полюсов 8/6 получены наиболее важные для практики количественные оценки этого режима. Установлено, что диапазон изменения скорости при  $P_{\text{ср}}^* = \text{const}$  и прочих равных условиях зависит от состояния магнитной системы ВИМ. Наилучшими возможностями в этом смысле обладает линейный режим, т. е. режим без насыщения. В частности, для наиболее распространенной ВИМ с типовыми параметрами этот диапазон может составлять 14 и более.

**Алгоритмы компенсации пульсаций момента.** Пульсации момента ВИП провоцируют такие нежелательные явления, как шум, вибрации, ограничения в точности воспроизведения заданных параметров движения (особенно для малоинерционных нагрузок), а также нарушения нормального пуска привода (при значительных провалах момента).

Причина пульсаций момента состоит в несогласованном изменении токов во включаемой  $I_{\text{вкл}}$  и отключаемой  $I_{\text{откл}}$  фазах ВИМ. Наибольшие

пульсации момента имеют место, когда одновременно оказываются под током три фазы, например в зоне высоких скоростей или при несимметричной коммутации фаз.

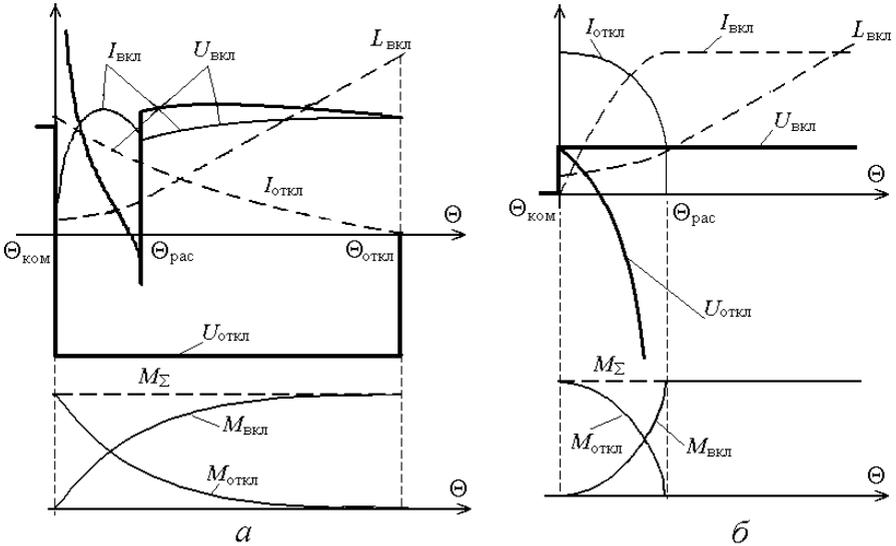
Оценка физической реализуемости полного устранения пульсаций момента ВИМ проведена на имитационной модели при анализе двух частных случаев, имеющих практическое значение [9].

**Формирование  $I_{\text{вкл}}$  при постоянном напряжении на отключаемой фазе  $U_{\text{откл}} = \text{const}$ .** Ток  $I_{\text{вкл}}$  формируется так, чтобы сумма моментов  $M_{\text{вкл}}$  и  $M_{\text{откл}}$  включаемой и отключаемой фаз соответственно оставалась неизменной и равной  $M_{\Sigma}$  (рис. 8, а). Для этого, как видно из рис. 8, а, необходим нелинейный закон изменения напряжения  $U_{\text{вкл}}$  на включаемой фазе с бесконечно большой его форсировкой в начале коммутации.

Для того чтобы пульсации момента полностью отсутствовали, необходимо, чтобы момент  $M_{\text{вкл}}(\Theta)$  включаемой фазы нарастал с такой же скоростью, с какой снижается момент  $M_{\text{откл}}(\Theta)$  отключаемой фазы, т. е.

$$\frac{dM_{\text{вкл}}(\Theta)}{d\Theta} = -\frac{dM_{\text{откл}}(\Theta)}{d\Theta}. \tag{16}$$

В первое мгновение после начала коммутации ток  $I_{\text{откл}}$  отключаемой фазы и производная  $\frac{dI_{\text{откл}}(\Theta)}{d\Theta}$  не равны нулю. Поэтому производная  $\frac{dM_{\text{откл}}(\Theta)}{d\Theta}$  также отлична от нуля. Однако ток  $I_{\text{вкл}}$  при этом равен



**Рис. 8. Изменение параметров ВИМ при приложении к отключаемой (а) и включаемой (б) фазам прямоугольного импульса напряжения**

нулю и условие (14) выполняется при бесконечно больших производной  $\frac{dI_{\text{вкл}}(\Theta)}{d\Theta}$  и напряжении  $U_{\text{вкл}}$ . Поскольку реально такое условие невыполнимо, сделан вывод о том, что если для отключаемой фазы в первое мгновение после начала коммутации производная  $\frac{dI_{\text{откл}}(\Theta)}{d\Theta}$  отлична от нуля, то никакой физически реализуемый закон изменения напряжения на включаемой фазе не обеспечит полного устранения пульсаций момента. В кривой суммарного момента  $M_{\Sigma}$  в начале коммутации фаз будет наблюдаться провал.

**Формирование  $I_{\text{откл}}$  при постоянном напряжении на включаемой фазе  $U_{\text{вкл}} = \text{const}$ .** В этом случае, как видно из рис. 8, б, необходим нелинейный закон изменения напряжения  $U_{\text{откл}}$  при бесконечно большом возрастании его в конце коммутации. Поскольку это также невыполнимо, в конце коммутации будет наблюдаться всплеск суммарного момента  $M_{\Sigma}$ .

Сопоставление результатов рассмотренных случаев коммутации фаз позволило заключить, что алгоритмы компенсации пульсаций момента могут быть построены на их комбинации. Для расчета текущих значений напряжений на коммутируемых фазах из условия компенсации пульсаций момента в структуру управления приводом целесообразно включить его математическую модель. Основное требование к модели ВИП в данном случае, кроме ее адекватности реальному приводу, состоит в том, что расчетные максимальные значения напряжений на фазах должны быть в пределах напряжения силового источника питания. Предложены два варианта построения таких алгоритмов.

**Первый алгоритм управления с непосредственным формированием напряжений фаз.** В начале коммутации на включаемую фазу подается напряжение силового источника питания  $U_{\text{пит}}$ . Напряжение  $U_{\text{откл}}$  задается математической моделью привода. Это продолжается до тех пор, пока расчетное значение  $U_{\text{откл}}$  не достигнет уровня  $U_{\text{пит}}$ . Как только это произойдет, для отключаемой фазы  $U_{\text{откл}} = U_{\text{пит}}$ , а  $U_{\text{вкл}}$  изменяется по закону, рассчитанному на модели с теми же условиями.

Чередование описанных режимов управления позволяет всякий раз подстраивать напряжение на одной из фаз под условие подавления пульсаций момента. Однако в окрестности точки начала перекрытия зубцов может возникать ситуация с одновременным ограничением как напряжения  $U_{\text{вкл}}$ , так и  $U_{\text{откл}}$ , в результате чего появляется отклонение в суммарном моменте  $M_{\Sigma}$ . На рис. 9 пунктиром показаны также кривые токов  $I_{\text{вкл,расч}}$  и  $I_{\text{откл,расч}}$  на включаемой и на отключаемой фазах, рассчитанные из условия полного подавления пульсаций момента, а сплошными линиями — кривые токов  $I_{\text{вкл}}$  и  $I_{\text{откл}}$  этих фаз, сформиро-

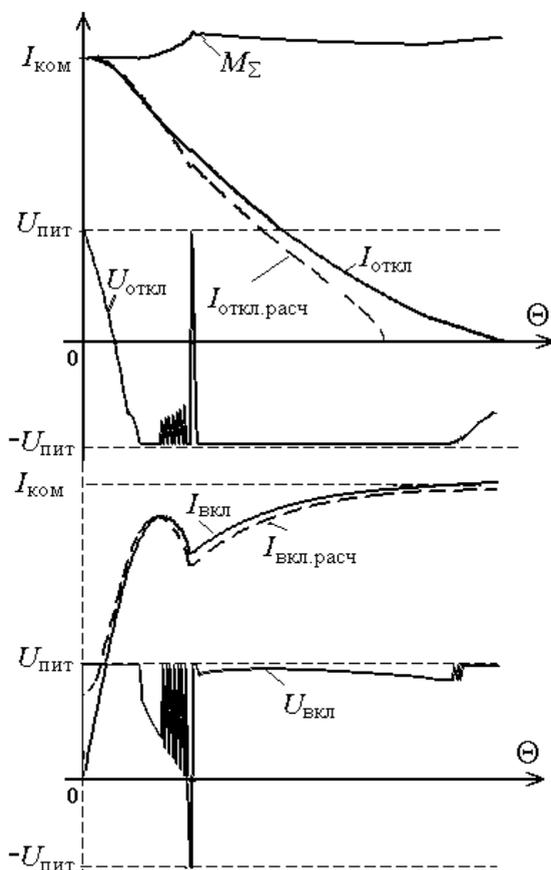


Рис. 9. Компенсация пульсаций момента ВИМ

рованные по описанному выше алгоритму. Как видно,  $I_{вкл.расч}$  и  $I_{вкл}$ , а также  $I_{откл.расч}$  и  $I_{откл}$  не совпадают, что и является причиной отклонений в суммарном моменте  $M_{\Sigma}$ .

Для минимизации ошибки в  $M_{\Sigma}$  предложено формировать управляющие воздействия непосредственно в функции отклонений фазных токов от их расчетных значений.

**Второй алгоритм управления с непосредственным формированием токов фаз.** На математической модели ВИП рассчитываются законы изменения токов  $I_{вкл}$  и  $I_{откл}$ , а также напряжения  $U_{откл}$ . Как и в первом алгоритме, на начальном этапе коммутации на включаемую фазу подается полное напряжение  $U_{пит}$ . Отличие состоит в том, что  $U_{откл}$  формируется в функции рассогласования между расчетным  $I_{откл.расч}$  и реальным  $I_{откл}$  токами этой фазы. Рассчитываемое на модели напряжение для отключаемой фазы является лишь критерием перехода на другой режим управления.

Наиболее просто этот алгоритм реализуется с применением релейных регуляторов. Результаты моделирования показали, что ошибка в токе любой из фаз, возникшая из-за неспособности источника питания обеспечить необходимый темп изменения тока, является кратковременной и компенсируется релейным регулятором.

**Исключение аномальных режимов работы ВИП.** Работа ВИП в *нормальном режиме* предполагает соответствие при допустимых отклонениях законов изменения его регулируемых координат (фазных токов, моментов, скорости и т.д.) исходным данным на разработку привода. Это основные расчетные режимы ВИП, по которым выбираются его элементы и определяются алгоритмы управления. В *аномальных режимах* отклонения от расчетных режимов бывают значительными, что ведет к нарушению хода обеспечиваемого ВИП технологического процесса, а иногда и к аварийной ситуации.

Рассмотрены две структуры управления ВИП: с коммутацией ВИМ по командам датчика положения и бездатчиковое управление [3]. Для них предложен удобный и информативный способ детектирования аномальной ситуации, основанный на информации о степени отклонения фазных токов  $I_{\phi}$  ВИМ от расчетных значений. При *датчиковом управлении* наиболее существенное влияние на отклонения амплитуды  $I_{\phi}$  оказывают неучет временного квантования сигналов управления и пренебрежение разбросом электромагнитных параметров фаз ВИМ [10].

Установлено, что при этом способе управления временная дискретизация сигналов может привести только к запаздыванию команд на коммутацию ВИМ, что приводит к снижению амплитуды тока  $I_{\phi}$  относительно расчетного значения. При управлении ВИП от микропроцессорной системы период временной дискретизации сигналов управления  $T_{\text{кв}}$  определяется ее архитектурой, системой команд и тактовой частотой, а также особенностями проектируемого алгоритма управления ВИП. Для большинства реальных ВИП значение  $T_{\text{кв}}$  оказывается равным периоду широтно-импульсной модуляции  $T_{\text{ШИМ}}$  напряжения на фазах ВИМ.

Исследовано влияние квантования сигналов по времени на характер взаимных изменений амплитуд  $I_{\phi}$  соседних фаз ВИМ при их последовательной коммутации, поскольку, кроме снижения развиваемого момента, наличие периодичности в этих изменениях может провоцировать нежелательные вынужденные колебательные процессы в приводе. Установлено, что характер изменений амплитуд тока  $I_{\phi}$  зависит от отношения длительностей  $T_{\text{кв}}$  и  $T_{\text{ком}}$  — периода коммутации фаз ВИМ. Если значение  $T_{\text{ком}}^* = T_{\text{ком}}/T_{\text{кв}}$  — целое число, то амплитуда токов  $I_{\phi}$  соседних фаз не изменяется, а если  $T_{\text{ком}}^*$  не является целым числом, то амплитуда тока  $I_{\phi}$  в соседних циклах коммутации фаз изменяется, при-

чем характер этих изменений зависит от значения дробной части  $T_{КОМ}^*$ .

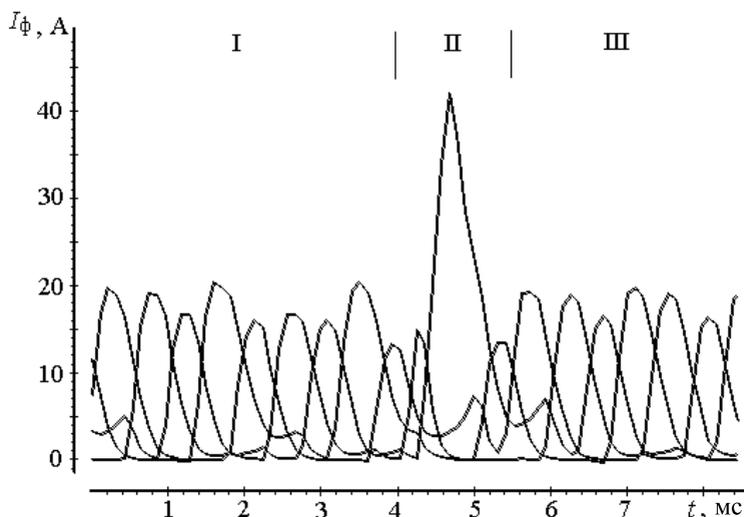
Таким образом, при повышенных требованиях к точности формирования фазных токов ВИМ в широком скоростном диапазоне работы в программной части ВИП рекомендован переход от значения  $T_{КВ}$ , определяемого  $T_{ШИМ}$  на низких скоростях, к формированию  $T_{КВ}$  специальной подпрограммой обслуживания прерываний по фронтам сигналов ДП на высоких скоростях.

Разброс электромагнитных параметров фаз ВИМ проявляется, главным образом, в изменении максимального значения индуктивности фазы  $L_{МАКС}$ . Реальные отклонения  $L_{МАКС}$  от расчетного значения достигают  $\pm(10 \dots 15)\%$  и более. Установлено, что к заметному изменению амплитуды  $I_{\phi}$  приводит лишь уменьшение  $L_{МАКС}$  относительно расчетного значения только при условии, что в зоне перекрытия зубцов до момента отключения фазы ток  $I_{\phi}$  близок к постоянному значению или нарастает. Если же в зоне перекрытия зубцов ток  $I_{\phi}$  спадает (наиболее часто встречающийся случай), то уменьшение  $L_{МАКС}$  практически не сказывается на амплитуде тока  $I_{\phi}$ . Изменяется незначительно лишь форма кривой  $I_{\phi}$  в зоне перекрытия зубцов.

Исследован наиболее распространенный способ *бездатчикового управления*, основанный на сравнении текущего значения потокосцепления фазы с заданным его значением. В результате моделирования установлено, что в нем, кроме временной дискретизации сигналов и разброса параметров фаз, к аномальным режимам могут приводить отклонения в значениях настроечных коэффициентов алгоритма. При определенных их сочетаниях из-за накопления ошибки по углу включения фаз ВИМ цикл ее коммутации сдвигается в сторону зоны создания тормозного момента с резким увеличением фазного тока. Эта ситуация имеет место в зоне II для экспериментальных кривых фазных токов, представленных на рис. 10. В зонах I и III коммутация фаз происходит обычным образом. Исследования показали, что при отсутствии таких отклонений условия коммутации ВИМ в датчиковом и в бездатчиковом вариантах одинаковы.

Установлено, что причиной смещения цикла коммутации ВИМ в зону тормозного момента в режимах, близких к холостому ходу, может быть наличие “мертвой зоны”, вводимой для устойчивой работы алгоритма в области малых сигналов. С ростом нагрузки ВИП основной причиной перехода ВИМ в зону торможения является неблагоприятное сочетание масштабных коэффициентов при вычислении текущего значения потокосцепления фазы.

**Выводы.** 1. Предложен и экспериментально проверен метод исследования ВИП с использованием имитационных моделей, воспроизводящих логику работы во времени реального привода, ориентирован-



**Рис. 10. Кривые фазного тока в аномальном режиме работы ВИП при бездатчиковом управлении**

ный на поиск адекватных алгоритмов управления. Разработана базовая имитационная модель ВИП в среде MATLAB-SIMULINK, являющаяся основой имитационных моделей основных режимов работы привода.

2. В режиме максимальной выходной мощности ВИП при ограничении амплитудного значения фазного тока с увеличением скорости момент спадает медленнее, чем растет скорость, и наблюдается рост максимальной выходной мощности ВИП по мере увеличения скорости. Это позволяет средствами управления обеспечить постоянство выходной мощности ВИП.

3. Определены условия полного устранения пульсаций момента средствами управления. Наилучшими показателями обладает алгоритм управления с формированием фазных напряжений в функции отклонений реальных фазных токов от расчетных значений, определенных в реальном времени из условия компенсации пульсаций момента.

4. При наиболее распространенном алгоритме бездатчикового управления ВИМ возможны по разным причинам как более ранняя, так и более поздняя коммутации фаз. Найдены наиболее неблагоприятные сочетания параметров ВИП, вызывающие резкое превышение фазным током ВИМ расчетного значения, и определены условия их исключения.

5. Возможность учета в имитационных моделях наиболее специфических особенностей ВИП подтверждает их широкие функциональные возможности. Это позволяет эффективно использовать их и при оптимизации параметров привода на стадии его проектирования, выборе

рациональной структуры и параметров замкнутого управления приводом, организации генераторного режима работы ВИМ в зависимости от конкретных условий, характера нагрузки и т. п. Значение предложенных методов и средств исследования ВИП при решении подобных задач будет неизбежно возрастать по мере распространения этого нового, перспективного типа электропривода.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. И л ь и н с к и й Н. Ф. Перспективы развития регулируемого электропривода // Электричество. – 2003. – № 3. – С. 2–7.
2. M i l l e r T. J. E. Switched Reluctance Motors and Their Control. – Oxford: Magna Physics Publishing and Clarendon Press, 1993. – 205 с.
3. К р а с о в с к и й А. Б. Имитационные модели в теории и практике вентильно-индукторного электропривода: Автореф. дис. ... д-ра техн. наук. – М.: МЭИ, 2004. – 40 с.
4. К р а с о в с к и й А. Б. Применение имитационного моделирования для исследования вентильно-индукторного электропривода // Электричество. – 2003. – № 3. – С. 35–45.
5. К р а с о в с к и й А. Б. Базовая имитационная модель вентильно-индукторного электропривода // Системы управления и информационные технологии. – 2004. – № 3. – С. 13–17.
6. К р а с о в с к и й А. Б. Получение максимальной выходной мощности вентильно-индукторного электропривода средствами управления // Электричество. – 2002. – № 9. – С. 29–36.
7. K r a s o v s k i i A. V. Obtaining the maximum output power of a switched reluctance electric drive by control means // Electrical Technology Russia. – 2002. – № 3. – P. 107–120.
8. К р а с о в с к и й А. Б. Анализ условий формирования постоянства выходной мощности в вентильно-индукторном электроприводе // Электричество. – 2002. – № 2. – С. 36–46.
9. К р а с о в с к и й А. Б., Б ы ч к о в М. Г. Исследование пульсаций момента в вентильно-индукторном электроприводе // Электричество. – 2001. – № 10. – С. 33–44.
10. К р а с о в с к и й А. Б. Аномальные режимы в вентильно-индукторном электроприводе при датчиковом варианте управления // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Серия “Машиностроение”. – 2003. – № 2. – С. 85–103.

Статья поступила в редакцию 25.04.2005

Александр Борисович Красовский родился в 1954 г., окончил в 1977 г. Московский энергетический институт. Д-р техн. наук, профессор кафедры “Электротехника и промышленная электроника” МГТУ им. Н.Э. Баумана. Автор около 70 научных работ в области дискретного электропривода.

A.V. Krasovsky (b. 1954) graduated from the Moscow Institute for Power Engineering in 1977. D. Sc. (Eng.), professor of “Electrical Technology and Industrial Electronics” department of the Bauman Moscow State Technical University. Author of more than 70 publications in the field of discrete electrical drives.

