



КРАСОВСКИЙ

Александр Борисович
доктор технических наук,
профессор
(МГТУ им. Н.Э. Баумана)

KRASOVSKY

Alexander Borisovich
Dr. Sc. Techn., Professor
(MSTU named
after N.E. Bauman)

Имитационные модели тягового вентильно-индукторного электропривода для решения типовых задач проектирования

А.Б. Красовский

Рассмотрена структура имитационной модели вентильно-индукторного электропривода и возможности ее реализации средствами MATLAB. Обоснован выбор наиболее рациональных способов учета в модели нелинейных свойств электрической машины в зависимости от решаемых задач при проектировании электропривода. Даны примеры применения разработанных моделей.

Ключевые слова: тяговый вентильно-индукторный электропривод, базовые имитационные модели, учет нелинейных свойств, типовые задачи проектирования.

Simulation models of the traction switched reluctance electric drive to solve standard design problems

A.B. Krasovsky

The structure of the simulation model of the switched reluctance electric drive and possibilities of its implementation by means of MATLAB are considered. The choice of the most rational ways to take into account the nonlinear properties of the electric machine in the model depending on current tasks when designing the drive is justified. Examples of application of the developed models are given.

Keywords: traction switched reluctance electric drive, simulation base models, accounting of nonlinear properties, standard problems of design.

Одним из наиболее перспективных применений вентильно-индукторного электропривода (ВИП) являются электромеханические трансмиссии транспортных средств [1]. Однако дискретная коммутация фаз вентильно-индукторной машины (ВИМ), несколько каналов управления, существенные нелинейности и т. п., как правило, не позволяют записать в компактной аналитической форме функциональные связи между его параметрами, начальными условиям и переменными [2]. В этих условиях исследователи часто принимают недостаточно обоснованные допущения, искажающие реальные процессы в приводе, но приводящие к более компактным аналитическим выражениям.

Более чем 10-летний опыт автора и его учеников показал, что наиболее эффективным средством исследования и поддержки проектирования ВИП является имитационное моделирование, основанное на гибком сочетании аналитических и экспериментальных зависимостей

между физическими переменными, характеризующими его работу [3]. Возможность учета в имитационных моделях наиболее специфических особенностей ВИП подтверждает их широкие функциональные возможности. Это позволяет эффективно использовать их при оптимизации параметров привода, выборе структуры и алгоритмов управления в зависимости от конкретных условий, характера нагрузки и т. п.

Создано несколько вариантов имитационных моделей, которые приняты за *базовые имитационные модели ВИП* — функционально законченные модели, отражающие наиболее существенные свойства привода и при этом обладающие максимальной универсальностью.

В наиболее общем виде имитационная модель ВИП представлена на рис. 1. Она состоит из элементов, прототипами для которых в модели являются соответствующие элементы реального привода. Рассмотрим возможности построения такой модели средствами широко распространенного математического пакета MATLAB с приложением SIMULINK.

Реализация *модели информационной части системы управления ВИП* в принципе ничем не отличается от реализации аналогичной части имитационной модели любого другого типа электропривода. Она должна включать в себя необходимые блоки SIMULINK, формирующие программу движения привода и имитирующие работу соответствующих регуляторов для обеспечения заданных статических и динамических показателей электропривода. В общем случае она может быть связана с моделью

управляющей системы более высокого уровня и формирует уставки для инвертора в виде задания по току $I_{зад}$ и угловых положений включения $\Theta_{вкл}$ и отключения $\Theta_{откл}$ фаз двигателя. При этом в основу этой части модели как правило могут быть положены соответствующие аналитические зависимости.

Для модели силового блока питания прототипом обычно является неуправляемый или управляемый выпрямитель с необходимыми элементами управления. Она может быть построена либо на основе аналитических зависимостей, либо с привлечением дополнительного приложения MATLAB-POWER SYSTEM BLOCKSET и выполняется на его элементной базе.

Модель инвертора также может строиться как на основе аналитических зависимостей, так и с привлечением стандартных элементов MATLAB-POWER SYSTEM BLOCKSET. Однако как показывает опыт, без учета пульсаций напряжения на выходе силового блока питания (выпрямителя) и при допущении об идеальности ключевых элементов инвертора, в целях упрощения их модели могут быть построены на элементной базе SIMULINK без использования дополнительных приложений MATLAB.

Модель нагрузки может быть достаточно многообразной. В наиболее общем случае нагрузка учитывается соответствующими параметрами уравнения движения жесткой или упругой механической системы.

В последних версиях MATLAB появилась модель ВИМ в виде стандартного библиотечного блока в приложении POWER SYSTEM BLOCKSET. Однако внутреннее содержание

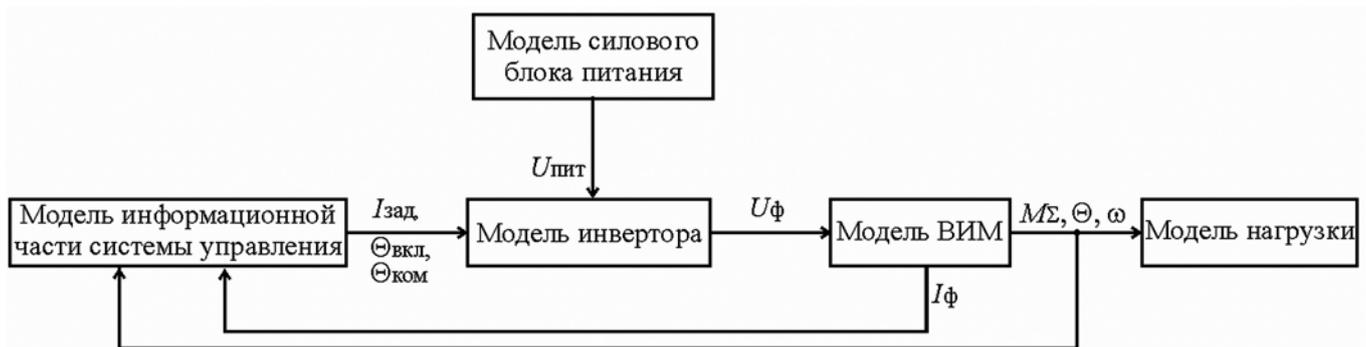


Рис. 1. Функциональная схема имитационной модели ВИП

этого блока не раскрывается, что исключает его адаптацию под решаемые задачи и сужает возможности практического применения. Это побудило автора при разработке имитационных моделей ВИП особое внимание уделить модели ВИМ.

Без учета взаимного влияния фаз преобразование энергии в ВИМ в общем виде описывается известными 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; Θ — угловой сдвиг между взаимодействующими полюсами статора и ротора.

Для отражения специфики ВИМ в уравнениях (1) и (2) потокосцепление каждой фазы Ψ_{ϕ} удобно представить в виде произведения фазного тока I_{ϕ} и индуктивности L (здесь и далее индекс k опущен), зависящей от углового положения ротора Θ и тока I_{ϕ} , т. е. $\Psi_{\phi} = L(I_{\phi}, \Theta) I_{\phi}$.

Тогда из уравнения (1) получаем

$$U_{\phi} = I_{\phi} R_{\phi} + \left(L(I_{\phi}, \Theta) + \frac{dL(I_{\phi}, \Theta)}{dI_{\phi}} I_{\phi} \right) \times \frac{dI_{\phi}}{dt} + I_{\phi} \frac{dL(I_{\phi}, \Theta)}{d\Theta} \frac{d\Theta}{dt}. \quad (3)$$

С учетом (2) и принятых выше обозначений выражение для электромагнитного момента M_{ϕ} , развиваемого фазой ВИМ, может быть записано в виде

$$\begin{aligned} M_{\phi} &= \frac{\partial}{\partial \Theta} \int_0^{I_{\phi}} \Psi(I_{\phi}, \Theta) dI_{\phi} = \\ &= \frac{d}{d\Theta} \int_0^{I_{\phi}} I_{\phi} L(I_{\phi}, \Theta) dI_{\phi}. \end{aligned} \quad (4)$$

Непосредственное использование зависимостей (3) и (4) для расчета фазных токов и моментов ВИМ осложнено существенной нелинейностью функции $L(I_{\phi}, \Theta)$, которая не имеет точного аналитического представления [2]. Поэтому реализация модели ВИМ в MATLAB может быть разной в зависимости от способа учета ее нелинейных свойств и специфики решаемых при проектировании ВИП задач.

Рациональное проектирование ВИП предполагает максимальное использование возможностей всех его элементов в обеспечении заданного режима работы. Это достигается при комплексном проектировании ВИМ, а также средств и алгоритмов управления. Принципиальной особенностью ВИМ является возможность варьирования на стадии проектирования в достаточно широких пределах геометрических параметров магнитной системы — сочетаний чисел полюсов на статоре и роторе и их относительных размеров, а также числа фаз. Это позволяет при обеспечении заданного режима работы ВИП соответствующим образом изменять эти параметры на этапе проектирования привода.

Далее рассмотрены особенности построения и возможности разработанных имитационных моделей ВИП при решении двух типовых задач. Первая более общая задача — выбор основных геометрических параметров ВИМ для заданного режима работы привода, вторая, более простая частная задача — оптимизация характеристик ВИП с предварительно выбранным двигателем, т. е. когда его параметры неизменны, а необходимый эффект достигается лишь средствами управления.

Базовая имитационная модель для определения рациональной конфигурации магнитной системы ВИМ на стадии проектирования. При комплексном проектировании ВИП необходимо найти такие внутренние соразмерности ВИМ, которые при соответствующих алгоритмах управления позволяют наиболее полно реализовать ее возможности в обеспечении заданного режима работы привода. Очевидно, обоснованный выбор конфигурации магнитной системы ВИМ зависит от режима работы и требований к электроприводу, определяющих критерии, используемые при сопоставлении

различных решений. Для этого необходимо иметь модель ВИМ, которая позволяет не только учитывать нелинейные свойства ВИМ, но и изменять в необходимых пределах геометрические параметры проектируемого двигателя.

Такими возможностями обладает созданная ранее базовая имитационная модель ВИМ с кусочно-линейной аппроксимацией ее магнитных характеристик [3], в которой геометрические параметры ВИМ учитываются в профиле фазной индуктивности, задаваемой в виде кусочно-непрерывной функции. Эта модель достаточно подробно описана в работе [3]. Несомненным ее достоинством является то, что ток I_ϕ и момент M_ϕ в режиме локального насыщения ВИМ, как и в линейном режиме, выражаются через индуктивность $L(\Theta)$, соответствующую линейному режиму ее работы. Поэтому для имитации нелинейных свойств каждой фазы ВИМ оказывается достаточным лишь соответствующим образом задать зависимость $L(\Theta)$ для линейного режима с переключением алгоритмов расчета тока и момента. В простейшем случае функция $L(\Theta)$ в имитационной модели задается ломаной линией, а в уточненном варианте — сочетанием линейных и нелинейных, например, логарифмических зависимостей.

Именно при таком подходе к построению имитационной модели ВИМ удалось ответить на ряд важных в отношении ВИП вопросов — определить условия реализации и характеристики режимов постоянства выходной мощности и полного использования установленной мощности инвертора, исследовать аномальные явления в приводе, обосновать подходы к построению алгоритмов управления с компенсацией пульсаций момента и т. п. [4]. Однако при исследовании некоторых других режимов работы ВИМ принятая кусочно-линейная аппроксимация ее магнитных характеристик может оказаться недопустимо грубой, поскольку получаемые количественные и даже качественные оценки с ее использованием становятся неприемлемыми.

Более широкими возможностями обладает модель фазы ВИМ построенная на основе кривых Миллера. Т. Миллером в работах [5, 6] установлено, что если кривые намагничивания

ВИМ представить в виде зависимостей $\Psi(\Theta)$ для ряда значений фазного тока I_ϕ (в качестве примера на рис. 2, а показаны кривые для четырех уровней тока $I_1 < I_2 < I_3 < I_4$), а затем их соответствующим образом нормировать, используя выражения

$$y(x) = \frac{\Psi(x) - \Psi_{\min}}{\Psi_{\max} - \Psi_{\min}} \quad (5)$$

и

$$x = \frac{\Theta - \Theta_{\text{рас}}}{\Theta_{\text{согл}} - \Theta_{\text{рас}}}, \quad (6)$$

то полученные в результате зависимости $y(x)$ при различных значениях I_ϕ практически совпадают. Здесь Ψ_{\max} — потокосцепление в положении ротора $\Theta_{\text{согл}}$, Ψ_{\min} — потокосцепление в положении ротора $\Theta_{\text{рас}}$; $\Psi(x)$ — потокосцепление в промежуточном положении ротора x (см. рис. 2, а).

Усредненная кривая $y(x)$, вид которой показан на рис. 2, б, получила в литературе название кривой Миллера. На основе зависимости $y(x)$, которая, по сути, с некоторым приближением отражает особенности геометрии магнитной системы конкретного экземпляра ВИМ, можно установить вид ее магнитных характеристик в промежуточных положениях ротора Θ по известным кривым намагничивания в рассогласованном $\Theta_{\text{рас}}$ и согласованном $\Theta_{\text{согл}}$ положениях [7].

Зависимость $\Psi_{\min}(\Theta)$ обычно принимается линейной функцией во всем диапазоне изменения фазного тока I_ϕ , т. е.

$$\Psi_{\min}(I_\phi) = I_\phi(\Theta)L_{\min}, \quad (7)$$

где L_{\min} — индуктивность фазы в положении ротора $\Theta_{\text{рас}}$. Кривая $\Psi_{\max}(\Theta)$ аппроксимируется нелинейной функцией и, как правило, разбивается на два участка.

Нормированная кривая $y(x)$ по выделенным на рис. 2, б участкам А, В и С может аппроксимироваться различными функциями, например, как это предложено в работе [5]. Фазный ток I_ϕ определяется из решения уравнения (5) при подстановке в него выражений для $y(x)$, $\Psi_{\min}(I_\phi)$ и $\Psi_{\max}(I_\phi)$.

Общее выражение для фазного момента M_ϕ с учетом принятых обозначений имеет вид

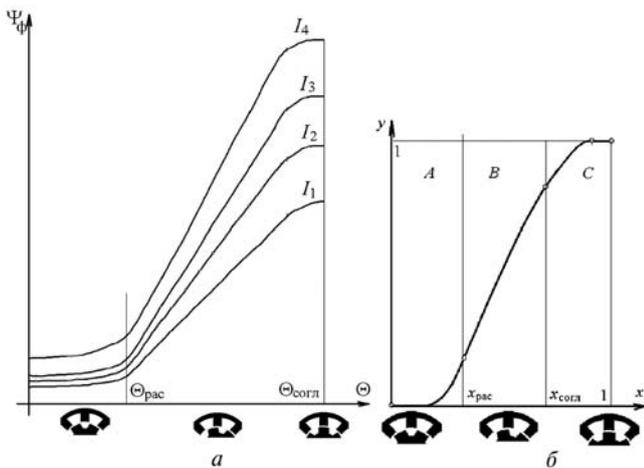


Рис. 2. Зависимости $\Psi_{\phi}(\Theta)$ (а) и нормированная кривая (б) ВИМ

$$M_{\phi} = \frac{1}{\Theta_{\text{согл}} - \Theta_{\text{рас}}} \frac{dy(x)}{dx} \int_0^{I_{\phi}} (\Psi_{\text{max}} - \Psi_{\text{min}}) dI_{\phi}, \quad (8)$$

Очевидно, что при использовании такого подхода за счет соответствующего изменения вида зависимости $y(x)$ в модели возможно достаточно просто варьировать геометрические параметры ВИМ.

Эта модель, в частности, взята за основу для сопоставления возможностей машин разной конфигурации при реализации одного из типовых режимов работы ВИП, предполагающего обеспечение расчетного значения выходной мощности привода в некотором скоростном диапазоне. Этот режим, в частности, характерен для транспортных средств. Проведено сравнение регулировочных свойств наиболее распространенных конфигураций ВИМ с соотношением полюсов статора и ротора 6/4 и 8/6.

Подчеркнем, что принципиальные различия в возможностях регулирования выходного момента ВИМ конфигурации 6/4 и 8/6 обусловлены разными относительными угловыми размерами и различными взаимными смещениями зон, где каждая фаза может развивать движущий момент (отличием в периоде изменения и во взаимном расположении кривых индуктивностей соседних фаз $L(\Theta)$) [6].

Исследования с моделью показали, что различия в кривых $L(\Theta)$ соседних фаз ВИМ разной конфигурации соответствующим образом прояв-

ляются на характере изменения их $M_{\phi}(\Theta)$ и суммарного момента $M_{\Sigma}(\Theta)$. Это приводит к тому, что при одинаковых интервалах упреждения включения $\gamma_{\text{вкл}}$ и прочих равных условиях средний момент ВИМ в них может заметно отличаться.

Для определения количественных оценок условно принято, что сравниваемые ВИМ имеют одинаковые воздушные зазоры. При этом их главные размеры и геометрические параметры полюсов выбраны таким образом, что кривые $L(\Theta)$ каждой машины характеризуются одинаковыми значениями индуктивности в рассогласованном L_{min} и согласованном L_{max} положении полюсов, а также одинаковой протяженностью зоны их перекрытия $\gamma_{\text{пер}}$. Тогда обеспечивается равенство $dL/d\theta$ на линейных участках кривых $L(\Theta)$ (в зоне частичного перекрытия зубцов). В результате кривые $L(\Theta)$ ВИМ 6/4 и 8/6 отличаются только протяженностью участка в зоне рассогласованного положения полюсов $\gamma_{\text{рас}}$.

В результате установлено, что ВИМ конфигурации 6/4 предпочтительно использовать при работе с фиксированными или мало меняющимися значениями момента и скорости, поскольку возможности регулирования выходной мощности у них ниже, чем у ВИМ с конфигурацией полюсов 8/6.

Дополнительные эксперименты на модели с привлечением теории планирования эксперимента позволили найти обобщенную зависимость максимального значения скорости (по отношению к номинальной скорости) для ВИМ 6/4 с постоянством выходной мощности

$$\omega_{\text{max}}^* \text{ от параметров } K_L = \frac{L_{\text{согл}}}{L_{\text{рас}}} \text{ и } K_{\text{нас}} = \frac{I_{\phi}}{I_{\text{нас}}}, \text{ где}$$

$I_{\text{нас}}$ — фазный ток, при котором начинается насыщение магнитной системы ВИМ. Диапазоны варьирования этих факторов выбраны наиболее приближенными к практическим: $K_L = 5-9$; $K_{\text{нас}} = 1,5-2,5$.

В результате получено соотношение

$$\omega_{\text{max}}^* = -6,9 + 2,56 K_{\text{нас}} + 2,59 K_L - 0,86 K_{\text{нас}} K_L, \quad (9)$$

позволяющее для ВИМ конфигурации 6/4 с известными параметрами оценить ее возможности для обеспечения постоянства выходной мощности, либо при заданном диапазоне изме-

нения скорости в этом режиме обоснованно выбирать внутренние соизмерности ВИМ.

Базовая имитационная модель для определения алгоритмов управления ВИМ. Нелинейные свойства ВИМ в алгоритмах управления наиболее явно проявляются в высокоскоростной зоне работы, когда инвертор входит в насыщение и единственным каналом управления ВИП остается изменение углового упреждения включения фаз $\gamma_{\text{вкл}}$. Поскольку форма и амплитуда фазного тока и момента существенно зависят от характера изменения индуктивности или магнитной проводимости фазы, достоверное отражение в модели магнитных характеристик ВИМ при определении ее алгоритма коммутации особенно важно.

На рисунке 3 сплошными линиями показаны статические моментные характеристики $M_{\phi}(\Theta)$ для ряда значений фазного тока экспериментального образца тяговой ВИМ мощностью 6 000 кВт с типовыми параметрами, построенные по результатам полевых расчетов. Для сравнения там же толстыми пунктирными линиями показаны моментные характеристики, рассчитанные при тех же условиях по нормированной кривой Миллера. Как видно на рисунке, наблюдается достаточно хорошее совпадение характеристик в зоне перекрытия зубцов $0 < |\Theta| < 17^\circ$, но существенное завышение момента при $|\Theta| > 17^\circ$. Различия в моментах косвенно свидетельствуют о различии для этой зоны в кривых намагничивания $\Psi_{\phi}(I_{\phi}, \Theta)$, что в свою очередь может привести к дополнительным погрешностям при моделировании графика тока и момента в переходных процессах работы фазы.

Очевидно, что погрешность, вносимая в рассмотренной выше модели ВИМ усреднением магнитных характеристик при представлении их одной нелинейной нормированной функцией, может оказаться недопустимой. В этом случае необходимо в имитационной модели использовать магнитные характеристики конкретного экземпляра ВИМ, либо в безразмерном виде характеристики геометрически подобных машин.

При известной геометрии магнитной системы ВИМ ее магнитные характеристики в виде функциональной связи между потокосцеплением Ψ , фазным током I_{ϕ} и положением ротора Θ могут быть получены предварительно чис-

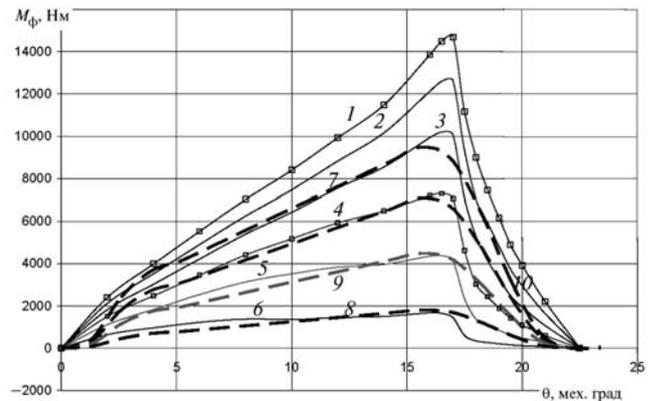


Рис. 3. Зависимость момента фазы $M_{\phi}(\Theta)$ для различных значений тока фазы по результатам полевых расчетов (—) и по нормированной кривой Миллера (- - -):

- 1 — $I_{\phi} = 2\ 400$ А; 2 — $I_{\phi} = 2\ 000$ А; 3 — $I_{\phi} = 1\ 600$ А;
- 4 — $I_{\phi} = 1\ 200$ А; 5 — $I_{\phi} = 800$ А; 6 — $I_{\phi} = 400$ А;
- 7 — 1 600 А модель; 8 — 1 200 А модель;
- 9 — 800 А модель; 10 — 400 А модель

ленным расчетом магнитной цепи двигателя, например, методом конечных элементов. В результате получаем табличную зависимость потокосцепления Ψ от двух независимых переменных — фазного тока I_{ϕ} и положения ротора Θ . При использовании этих характеристик фазный ток $I_{\phi}(\Theta)$ определяется непосредственно из этих характеристик, если предварительно установлена зависимость потокосцепления Ψ от положения ротора Θ , как это показано на функциональной схеме модели фазы ВИМ на рис. 4. Напряжение на фазе $U_{\phi}(\Theta)$ здесь рассматривается как входное воздействие и предполагается заданным.

Расчет кривой фазного момента $M_{\phi}(\Theta)$ непосредственно по выражениям (2) или (4) проводится по громоздким вычислениям, поскольку $W'_{\phi k}$ или $L(I_{\phi}, \Theta)$ являются нелинейными функциями двух переменных — положения ротора Θ и фазного тока I_{ϕ} , причем ток I_{ϕ} также нелинейно зависит от Θ . Однако процедура определения $M_{\phi}(\Theta)$ в имитационной модели ВИМ значительно упрощается, если указанные нелинейности рассматривать поочередно. Математически это интерпретируется следующим образом: исходная нелинейная зависимость $W'_{\phi k}(I_{\phi}, \Theta)$ представляется в виде произведения двух

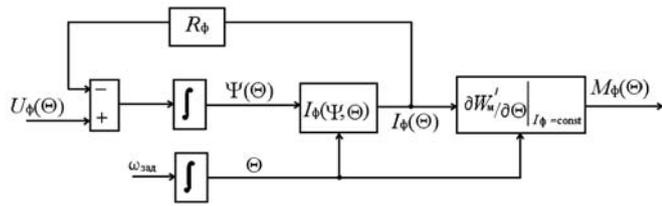


Рис. 4. Функциональная схема модели фазы ВИМ при определении фазного тока и момента по многомерным таблицам

промежуточных нелинейных функций, например, α и β , каждая из которых зависит только от одной переменной, т. е.

$$W'_{\phi k}(I_{\phi i}, \Theta) = \alpha(I_{\phi i})\beta(\Theta). \quad (10)$$

В результате процедура определения зависимости $M_{\phi}(\Theta)$ разделяется на два этапа.

На первом, предварительном, этапе с некоторым шагом задаются рядом фиксированных значений фазного тока $I_{\phi i}$. Для каждого из значений $I_{\phi i}$, задаваясь приращением угла $\Delta\Theta = \Theta_j + 1 - \Theta_j$ с использованием соответствующих нелинейных магнитных характеристик ВИМ, определяют изменение коэнергии $\Delta W'_{\phi k}(I_{\phi i}, \Theta) = W'_{\phi k}(I_{\phi i}, \Theta_j + 1) - W'_{\phi k}(I_{\phi i}, \Theta_j)$. Далее выражение для момента записывается в виде

$$M_{\phi}(I_{\phi i}, \Theta) = \left. \frac{\partial W'_{\phi k}(I_{\phi i}, \Theta)}{\partial \Theta} \right|_{I_{\phi i} = \text{const}} = \frac{\Delta W'_{\phi k}(I_{\phi i}, \Theta)}{\Delta \Theta}, \quad (11)$$

по которому определяется зависимость фазного момента от положения, соответствующая данному уровню фазного тока $M_{\phi}(I_{\phi i}, \Theta)$.

На втором этапе по массиву данных, определяющих статические угловые характеристики ВИМ $M_{\phi}(I_{\phi i}, \Theta)$, и найденной ранее зависимости $I_{\phi}(\Theta)$, находится искомая зависимость $M_{\phi}(\Theta)$.

В качестве примера успешного использования модели, построенной по такому принципу, отметим решение задачи оптимизации одиночного цикла коммутации фазы, определение алгоритма коррекции интервала включения фазы ВИМ в функции режима ее работы для оптимизации энергетических характеристик привода и др. [8].

Выводы

1. При оптимизации геометрических параметров магнитной системы вентильно-индукторной машины — сочетаний чисел полюсов на статоре и роторе и их относительных размеров, а также числа фаз с учетом ее нелинейных свойств целесообразно использовать модель, построенную на основе кривых Миллера.

2. При определении рациональных алгоритмов для реализации заданных режимов работы, особенно в зоне высоких скоростей, наиболее достоверный результат может быть получен с использованием соответствующих таблично заданных нелинейных функций, определяемых предварительно экспериментально или в результате полевых расчетов.

3. Приведенные примеры успешного применения разработанных имитационных моделей ВИП при решении типовых задач его проектирования подтверждают их широкие функциональные возможности.

Литература

1. Никифоров Б.В., Пахомин С.А., Птах Г.К. Вентильно-индукторные двигатели для тяговых электроприводов // Электричество. 2007. № 2. С. 34–38.
2. Krishnan R. Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications // CRC Press LLC. 2001. 432 p.
3. Красовский А.Б. Применение имитационного моделирования для исследования вентильно-индукторного электропривода // Электричество. 2003. № 3. С. 35–45.
4. Красовский А.Б. Имитационные модели в теории и практике вентильно-индукторного электропривода: Автореф. дисс. ... д-ра техн. наук. М.: МЭИ, 2004. 40 с.
5. 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.
6. Miller T. J. E., McGilp M. Nonlinear theory of the switched reluctance motor for rapid computer-aided design // Proc. Inst. Elect. Eng., pt. B. Nov. 1990. Vol. 137. N 6. P. 337–347.
7. Кузнецов С.А. Учет нелинейных свойств вентильно-индукторных машин в алгоритмах управления // Системы управления и информационные технологии. 2008. № 4(34). С. 82–86.
8. Трунин Ю.В. Автоматическое регулирование положения коммутации фаз вентильно-индукторных двигателей // Системы управления и информационные технологии. 2007. №3(29). С. 306–310.

References

1. Nikiforov B.V., Pakhomin S.A., Ptakh G.K. Ventil'no-induktornyye dvigateli dlia tiagovykh elektroprivodov [The switched-inductor motors for traction motors]. *Elektrichestvo*, 2007, no. 2, pp. 34–38.
2. Krishnan R. *Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications*. CRC Press LLC. 2001. 432 p.
3. Krasovskii A.B. Primenenie imitatsionnogo modelirovaniia dlia issledovaniia ventil'no-induktornogo elektroprivoda [The use

of simulation to study the switched-reluctance motor]. *Elektrichestvo*, 2003, no. 3, pp. 35–45.

4. Krasovskii A.B. *Imitatsionnye modeli v teorii i praktike ventil'no-induktornogo elektroprivoda*. Avtoreferat diss. dokt. tekhn. nauk. [Simulation models in the theory and practice of the switched-reluctance motor. Summary of the thesis. Doctor. tech. Sciences] Moscow, MPEI Publ., 2004. 40 p.

5. Krasovskii A.B., Kuznetsov S.A., Trunin Iu.V. Modelirovanie magnitnykh kharakteristik ventil'no-induktornykh mashin [Modeling of the magnetic characteristics of the switched-inductor machines]. *Vestnik MGTU im. N.E. Baumana. Ser. Estestvennye nauki*, 2007, no. 4(27), pp. 57–77.

6. Miller T. J. E., McGilp M. *Nonlinear theory of the switched reluctance motor for rapid computer-aided design*. Proc. Inst. Elect. Eng., pt. B. Nov. 1990. Vol. 137. no. 6. pp. 337–347.

7. Kuznetsov S.A. Uchet nelineinykh svoystv ventil'no-induktornykh mashin v algoritmakh upravleniia [Taking into account nonlinear

properties of the switched-inductor machines in the control algorithm]. *Sistemy upravleniia i informatsionnye tekhnologii*, 2008, no. 4(34), pp. 82–86.

8. Trunin Iu.V. Avtomaticheskoe regulirovanie polozhenii kommutatsii faz ventil'no-induktornykh dvigatelei [Automatic adjustment provisions switching valve-phase inductor motor]. *Sistemy upravleniia i informatsionnye tekhnologii*, 2007, no. 3(29), pp. 306–310.

Статья поступила в редакцию 02.10.2012

Информация об авторе

КРАСОВСКИЙ Александр Борисович (Москва) — доктор технических наук, профессор, зав. кафедрой «Электротехника и промышленная электроника». МГТУ им. Н.Э. Баумана (Россия, 105005, г. Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1, e-mail: krasovsky@bmstu.ru).

Information about the author

KRASOVSKY Alexander Borisovich (Moscow) — Dr. Sc. Techn., Professor, Head of Department «Electrical Engineering and Industrial Electronics». MSTU named after N.E. Bauman (BMSTU, building 1, 2-nd Baumanskaya, 5, 105005, Moscow, Russia, e-mail: krasovsky@bmstu.ru).