

УДК 519.673:62-83

А. С. Коваль, канд. техн. наук, доц., А. В. Шваяков

К ВОПРОСУ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ПРИ ПРЯМОМ УПРАВЛЕНИИ МОМЕНТОМ НА ОСНОВЕ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

В статье рассмотрены вопросы математического моделирования классической системы векторного управления при прямом управлении моментом и системы векторного управления при прямом управлении моментом, основанной на пространственной модуляции. Представлено краткое описание алгоритма работы системы прямого управления моментом. Предложено упрощенное математическое описание системы векторного управления при прямом управлении моментом, основанное на пространственной модуляции и необходимое для анализа и синтеза. Приведены результаты моделирования систем.

Системам управления с прямым управлением моментом (ПУМ) в настоящее время уделяется значительное внимание [1–6]. Среди всех методов управления моментом асинхронного двигателя (АД) только в системах с ПУМ робастность и быстрый динамический отклик по моменту были достигнуты без дополнительной информации с датчиков скорости, положения, координатных преобразований, широтно-импульсного модулятора и регуляторов тока [6, 10].

Классическая схема системы векторного управления с ПУМ [2, 4] показана на рис. 1. Ядром классической системы ПУМ является оптимальная таблица переключений силовых ключей (ST), которая определяет выходной вектор напряжения статического преобразователя в функции сигналов, поступающих с релейных регуляторов электромагнитного момента и потока статора.

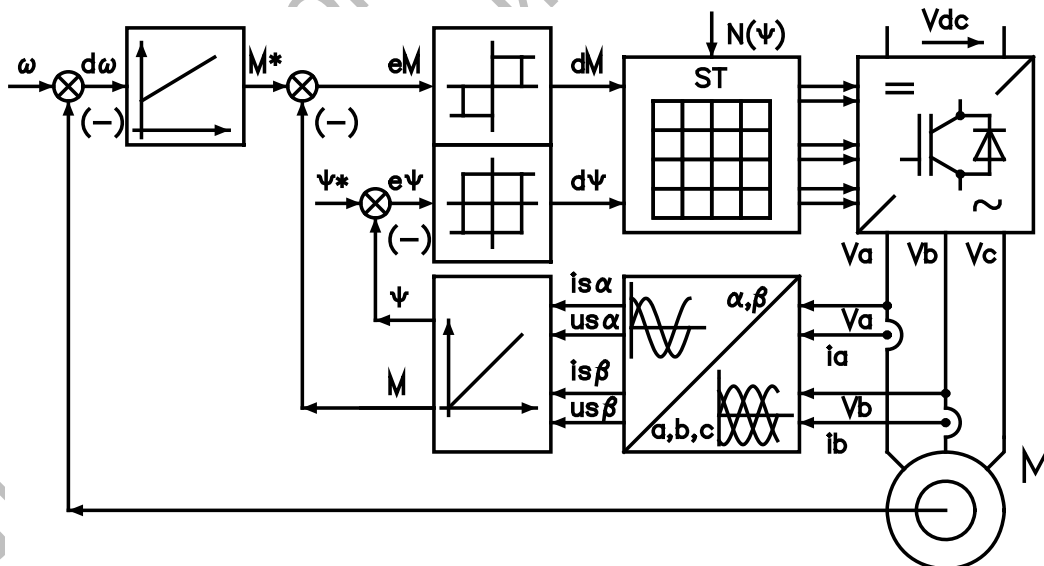


Рис. 1. Функциональная схема классической системы ПУМ

Оптимальная таблица переключений силовых ключей составляется в соответствии с правилами, изложенными в [2, 4, 10].

Для схемы с двумя релейными двухпозиционными регуляторами используется следующий закон изменения вектора

выходного напряжения статического преобразователя:

– если оба регулятора выдают +1, то результирующий вектор выходного напряжения в следующий момент времени следует переместить в следующий сектор на фазовой плоскости по направлению вращения вектора потока статора;

– если регулятор потока статора выдает +1, а регулятор электромагнитного момента -1, то результирующий вектор выходного напряжения в следующий момент времени следует переместить в предыдущий сектор на фазовой плоскости против направления вращения вектора потока статора;

– если регулятор потока статора выдает -1, а регулятор электромагнитного момента +1, то результирующий вектор

выходного напряжения в следующий момент времени следует переместить через один сектор на фазовой плоскости по направлению вращения вектора потока статора (т. е. повернуть его в пространстве на +120°);

– если оба релейных регулятора выдают -1, то результирующий вектор выходного напряжения в следующий момент времени следует переместить через один сектор на фазовой плоскости против направления вращения вектора потока статора (т. е. повернуть его в пространстве на -120°).

В соответствии с этим законом для фазового разбиения, показанного на рис. 2, можно составить оптимальную таблицу переключений двухуровневого статического преобразователя (табл. 1).

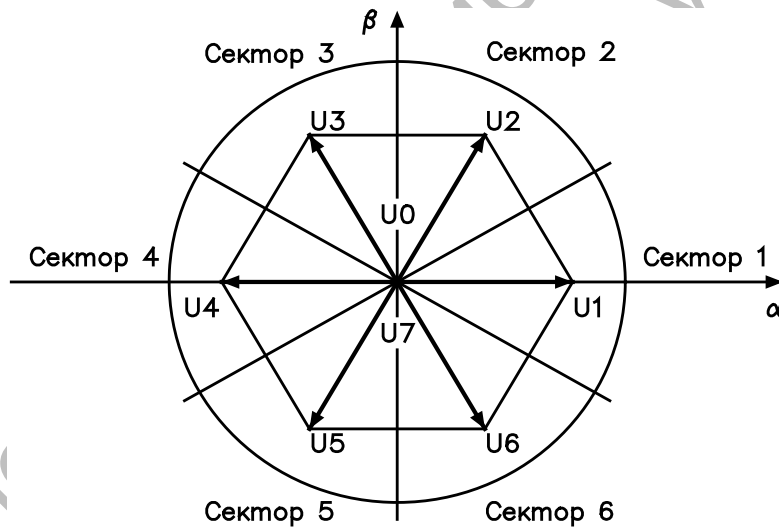


Рис. 2. Разбиение фазовой плоскости на сектора

Табл. 1. Оптимальная таблица переключений

Состояние релейных регуляторов	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	
$d\psi = + 1$	$dM = + 1$	U2	U3	U4	U5	U6	U1
	$dM = 0$	U7	U0	U7	U0	U7	U0
	$dM = - 1$	U6	U1	U2	U3	U4	U5
$d\psi = - 1$	$dM = + 1$	U3	U4	U5	U6	U1	U2
	$dM = 0$	U0	U7	U0	U7	U0	U7
	$dM = - 1$	U5	U6	U1	U2	U3	U4

Недостатками классической системы управления с ПУМ являются [7, 14]:

- переменная частота коммутации силовых ключей преобразователя;
- ухудшение гармонического состава вследствие работы цифровых релейных регуляторов;
- значительные колебания момента АД при работе на низких скоростях.

Для улучшения характеристик классической системы управления с ПУМ в [7] рассмотрена схема векторного управ-

ления с прямым управлением моментом при широтно-импульсной модуляции (ПУМ–ШИМ), показанная на рис. 3. Отличие последней системы от классической заключается в замене релейных регуляторов пропорционально-интегральными (ПИ), введением в систему широтно-импульсного модулятора, блоков перехода из неподвижной системы координат $\alpha\beta$ во вращающуюся dq и обратно.

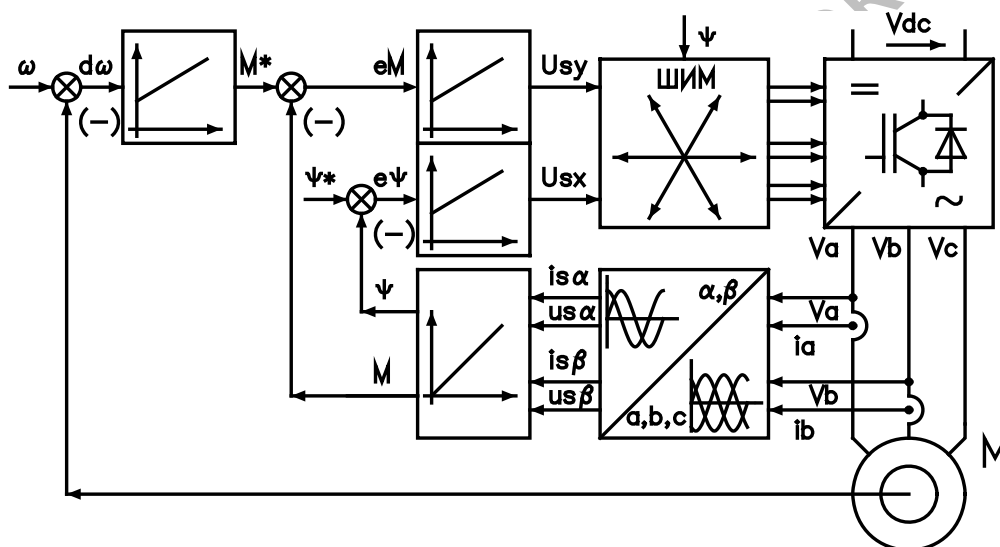


Рис. 3. Функциональная схема системы ПУМ-ШИМ

В системе ПУМ–ШИМ ПИ регуляторы контуров потока статора и электромагнитного момента АД вычисляют проекции вектора выходного напряжения U_{Sx} и U_{Sy} соответственно. Для настройки коэффициентов ПИ регуляторов контуров регулирования потока статора и электромагнитного момента в работе [8] предложена методика определения коэффициентов регуляторов, не зависящих от параметров схемы замещения АД.

Сигналы управления с ПИ регуляторов потока статора и электромагнитного момента подаются на широтно-импульсный модулятор, который выполняет расчет времени работы силовых ключей статического преобразователя.

Широтно-импульсный модулятор

включает блок формирования нулевой последовательности (ФНП), необходимый для реализации пространственной модуляции, блок сравнения с пилообразным сигналом, релейные элементы, выдающие отпирающие сигналы на ключи статического преобразователя. Функциональная схема широтно-импульсного модулятора показана на рис. 4 [12, 13].

Широтно-импульсный модулятор управляет силовыми ключами двухуровневого статического преобразователя, функциональная схема которого показана на рис. 5.

При анализе и синтезе систем управления большое значение имеет упрощенное описание электропривода.

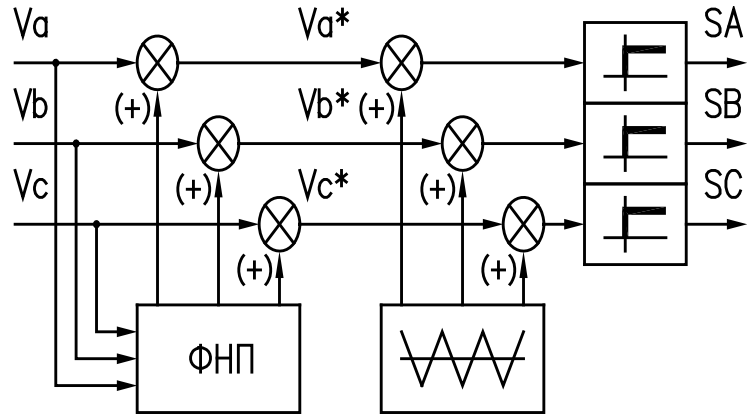


Рис. 4. Функциональная схема широтно-импульсного модулятора: V_a, V_b, V_c – синусоидальные сигналы задания; V_a^*, V_b^*, V_c^* – сигналы задания; ФНП – формирователь нулевой последовательности

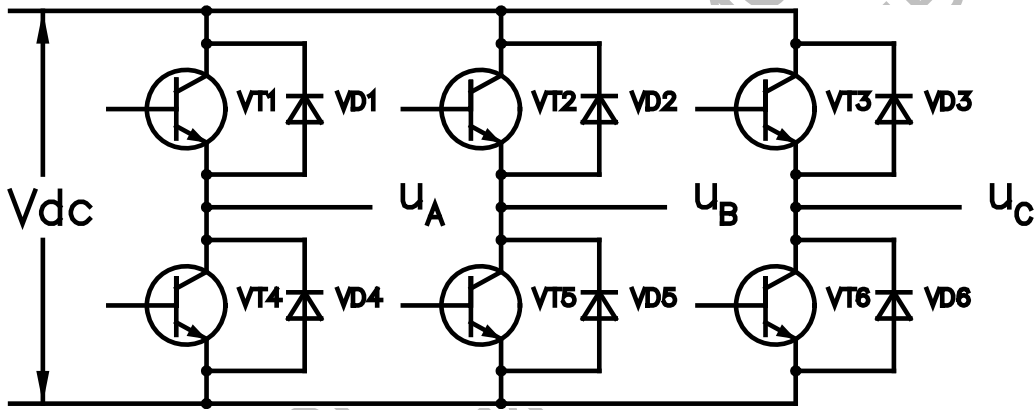


Рис. 5. Функциональная схема статического преобразователя

Для системы векторного управления с ПУМ характерна ориентация опорной системы координат вдоль вектора потока статора [1, 7, 10]. В такой системе координат уравнения равновесия статорной цепи АД описываются следующей системой уравнений [7]:

$$\begin{cases} u_{sX} = R_s \cdot i_{sX} + \frac{d\Psi_s}{dt}; \\ u_{sY} = k_s \cdot M + \Omega_s \cdot \Psi_s, \end{cases} \quad (1)$$

где u_{sX}, u_{sY} – проекции вектора напряжения на оси X и Y соответственно, В; R_s – активное сопротивление статора, Ом; i_{sX} –

проекция вектора силы тока статора на ось X, А; Ψ_s – амплитуда потока статора, Вб; k_s – коэффициент пропорциональности между проекцией силы тока на ось Y и моментом АД, значение которого определяется по (2); Ω_s – угловая скорость вращения потока статора, рад/с.

$$k_s = \frac{2}{3} \cdot \frac{R_s}{p \cdot \Psi_s}, \quad (2)$$

где p – число пар полюсов.

В системе ПУМ-ШИМ ключи силового преобразователя управляются широтно-импульсным модулятором,

работающим с частотой несущей f_c . Статический преобразователь можно описать как динамическое звено с передаточной функцией (3) [7, 10].

$$W(p) = K \cdot e^{-\tau p}, \quad (3)$$

где K – коэффициент усиления статического преобразователя; τ – значение временной задержки, с.

Для современных преобразователей значение $\tau \approx 1/f_c$ достаточно мало, по-

этому (3) можно представить следующим образом:

$$W(p) = K. \quad (4)$$

Структурная схема системы ПУМ–ШИМ показана на рис. 6 [7, 8].

Если принять поток статора за постоянную величину [10], то тогда структурная схема упрощенной системы ПУМ–ШИМ примет вид, показанный на рис. 7.

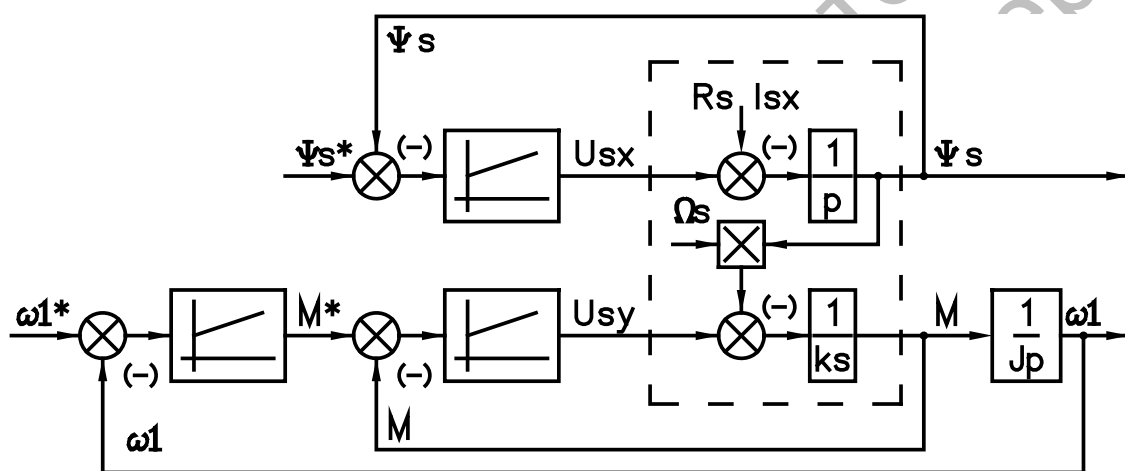


Рис. 6. Структурная схема системы ПУМ–ШИМ

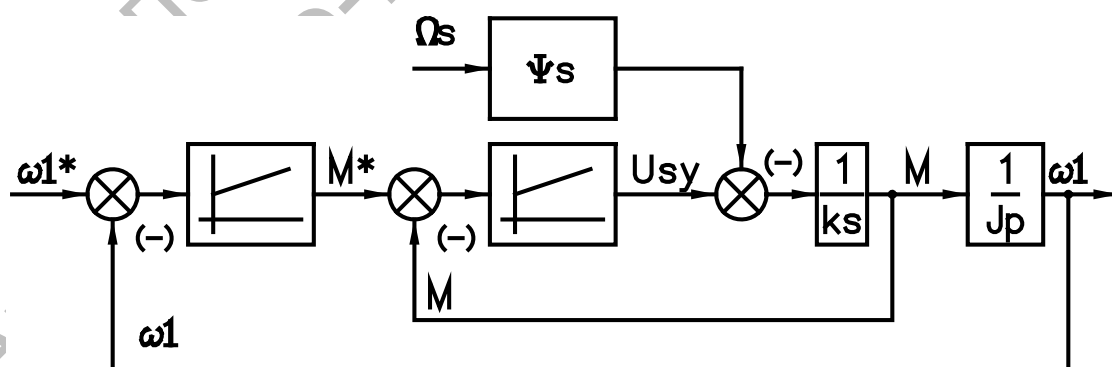


Рис. 7. Упрощенная структурная схема системы ПУМ–ШИМ

Тогда система уравнений для контуров управления моментом и скоростью примет вид:

$$\begin{cases} M^* = (K_{p\omega} + K_{i\omega}/p) \cdot (\omega^* - \omega_1); \\ M = (K_{pm} + K_{im}/p) \cdot (M^* - M), \end{cases} \quad (5)$$

где M^* – сигнал задания момента, поступающего с регулятора скорости, Н·м; $K_{p\omega}$, $K_{i\omega}$ – пропорциональный и интегральный коэффициенты усиления регулятора скорости соответственно; ω^* – сигнал задания скорости АД, рад/с; K_{pm} , K_{im} – пропорциональный и интегральный коэффициенты усиления регулятора момента соответственно.

При моделировании полной системы управления ПУМ–ШИМ асинхронный двигатель описывается уравнениями обобщенной электрической машины [1, 8]:

$$\begin{cases} u_{us} = R_1 i_{us} + \frac{d\Psi_{us}}{dt} - \omega_k \Psi_{vs}; \\ u_{vs} = R_1 i_{vs} + \frac{d\Psi_{vs}}{dt} + \omega_k \Psi_{us}; \\ u_{ur} = R_2 i_{ur} + \frac{d\Psi_{ur}}{dt} - (\omega_k - \omega) \Psi_{vr}; \\ u_{vr} = R_2 i_{vr} + \frac{d\Psi_{vr}}{dt} + (\omega_k - \omega) \Psi_{ur}, \end{cases} \quad (6)$$

где $u_{us}, u_{vs}, u_{ur}, u_{vr}$ – проекции на оси u, v обобщенного вектора напряжения статора и ротора соответственно, В;

R_1, R_2 – сопротивления статора и ротора соответственно, Ом; $\Psi_{us}, \Psi_{vs}, \Psi_{ur}, \Psi_{vr}$ – проекции на оси u, v обобщенного вектора потокосцепления статора и ротора соответственно, Вб; ω_k – угловая скорость вращения системы координат, рад/с; ω – скорость вращения электромагнитного поля, рад/с.

Для сравнения полной (см. рис. 3) и упрощенной (см. рис. 7) моделей системы ПУМ-ШИМ выполним расчет переходных процессов силы тока, электромагнитного момента, скорости вращения для двигателя 4А112М4 [11]. Параметры двигателя 4А112М4 приведены в табл. 2. Графики переходных процессов показаны на рис. 8.

Сравнивая результаты расчета переходных процессов, можно сделать вывод о схожести процессов, имеющих место в полной и упрощенной математических моделях. Результаты моделирования согласуются с результатами, полученными в [2, 8, 9].

Таким образом, разработана упрощенная математическая модель системы ПУМ-ШИМ, которая позволяет:

- выполнять упрощенно расчет переходных процессов с наименьшими временными затратами на моделирование;

- выполнять синтез систем автоматического регулирования привода с ПУМ–ШИМ.

Табл. 2. Данные двигателя 4А112М4

Параметр	R_S	R_R	L_m	L_S	L_R	J
Единицы измерения	Ом	Ом	Гн	Гн	Гн	кг·м ²
Значение	1,3200	0,9220	0,1640	0,1690	0,1715	0,0206

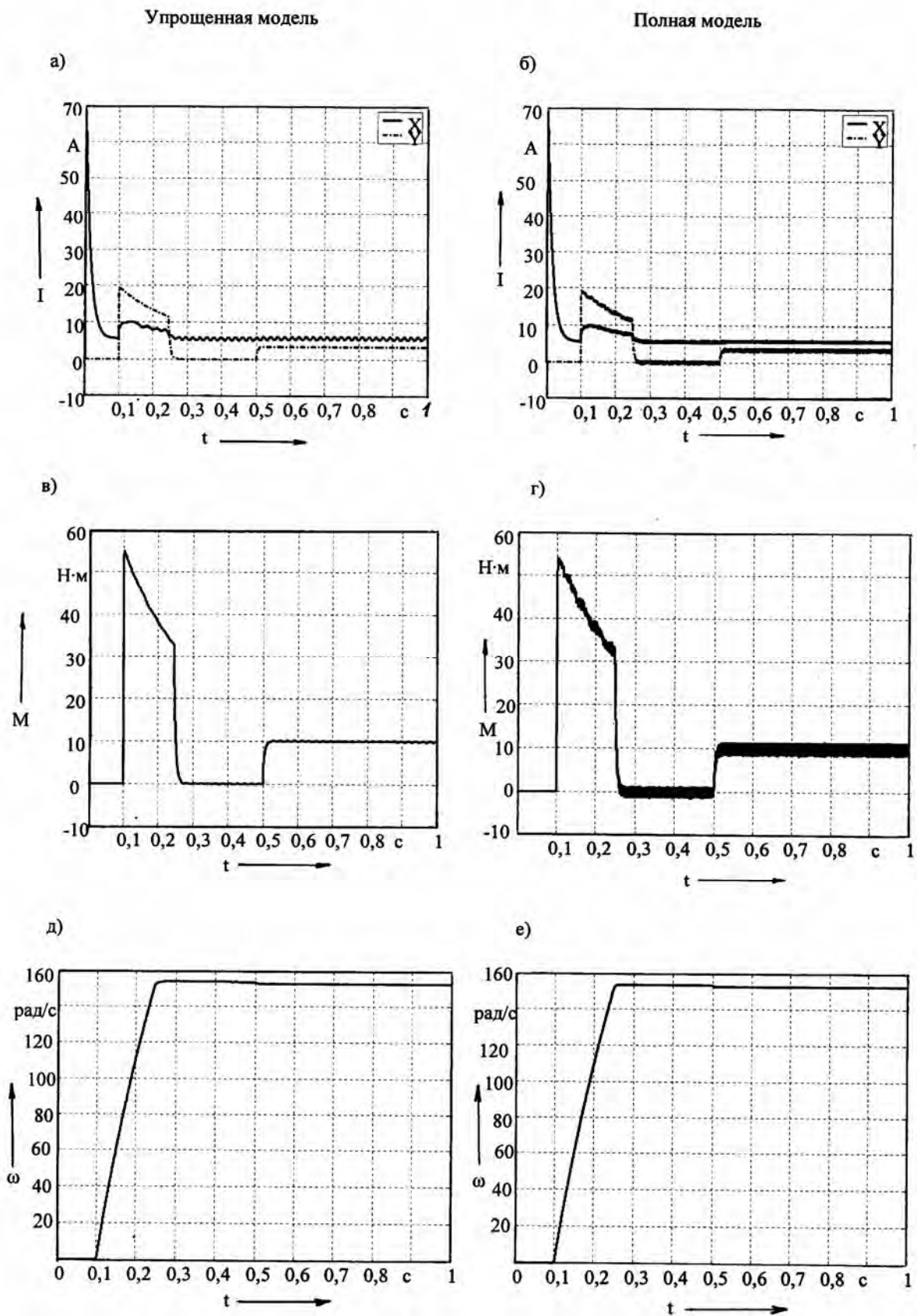


Рис. 8. Графики переходных процессов: а, б – проекции силы тока; в, г – электромагнитный момент; д, е – скорость АД

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Фираго, Б. И.** Регулируемые электроприводы переменного тока / Б. И. Фираго, Л. Б. Павлячик. – Минск : Техноперспектива, 2006. – 363 с. : ил.
2. Assessment of direct torque control for induction motor drivers / D. Casadei [etc.] // Bulletin of the polish academy of sciences technical sciences. – 2006. – Vol. 54, № 3. – P. 237 – 254.
3. **Lascu, C.** A modified direct torque control for induction motor sensorless drive / C. Lascu, I. Boldea, F. Blaabjerg // IEEE transactions on industry applications. – 2000. – Vol. 36, № 1. – P. 122–130.
4. **Козярук, А. Е.** Математическая модель системы прямого управления моментом асинхронного электропривода / А. Е. Козярук, В. В. Рудаков // Электротехника. – 2005. – № 9. – С. 8–14.
5. **Amin, B.** Induction motors : analysis and torque control / B. Amin. – Berlin, New York : Springer, 2001. – 262 p. : pic.
6. Performance Analysis of a Speed-Sensorless Induction Motor Drive Based on a Constant-Switching-Frequency DTC Scheme / D. Casadei [etc.] // IEEE transactions on industry applications. – 2003. – Vol. 39, № 2. – P. 476–484.
7. **Kazmierkowski, M. P.** Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors – A Review / M. P. Kazmierkowski // III Summer Seminar on Nordic Network for Multi Disciplinary Optimised Electric Drives : material of Proceeding. – Zegrze, Poland, 2003. – P. 1–19.
8. **Kazmierkowski, M. P.** DTC-SVM an Efficient Method for Control Both Induction and PM Synchronous Motor / M. P. Kazmierkowski, M. Zelechowski, D. Swierczynski. – Riga, 2004.
9. **Saren, H.** Simplified Simulation Model for DTC / H. Saren, O. Pyrhonen, A. Tarkainen // Summer Seminar on Nordic Network for Multi Disciplinary Optimised Electric Drives : material of Proceeding. – Koldkaer Feriecenter, Denmark, 2001. – P. 66–68.
10. **Vas, P.** Artificial-Intelligence-Based Electrical Machines and Drivers / P. Vas. – Oxford : University Press, 1998. – 620 p. : pic.
11. **Коваль, А. С.** К вопросу идентификации электромагнитных параметров асинхронного двигателя / А. С. Коваль, А. В. Шваяков // Вестн. МГТУ. – 2006. – № 2. – С. 86–93.
12. **Holtz, J.** Pulsewidth modulation for electronic power conversion / J. Holtz // Proceedings of IEEE. – 1994. – Vol. 8. – P. 1194–1214.
13. **Hava, A. M.** A high-performance generalized discontinuous PWM algorithm / A. M. Hava, R. J. Kerkman, T. A. Lipo // IEEE transactions on industry applications. – 1998. – Vol. 34, № 5. – P. 1059–1071.
14. An Assessment of the Inverter Switching Characteristics in DTC Induction Motor Drives / V. Ambroziv [etc.] // IEEE transactions on power electronics. – 2005. – Vol. 20, № 2. – P. 457–465.

Белорусско-Российский университет
Материал поступил 05.02.2007

A. S. Koval, A. V. Shvayakov
Mathematical modelling direct torque control with space vector modulation system
Belarusian-Russian University

The article presents mathematical description direct torque control system and direct torque control system with space vector modulation. A general approach to torque and flux control of an induction motor fed by a voltage-source inverter is described in this paper. The principle of operation direct torque control with space vector modulation method is given. Simulation results of complex and simplified direct torque control with space vector modulation models illustrate the theoretical considerations are presented.