

УДК 621.314.5

## Моделирование динамических режимов работы электроприводов с системой векторного управления синхронным двигателем

А. А. Пугачев, Н. В. Чуприна

Брянский государственный технический университет, Российская Федерация, 241035, Брянск, бульвар 50 лет Октября, 7

**Для цитирования:** Пугачев А. А., Чуприна Н. В. Моделирование динамических режимов работы электроприводов с системой векторного управления синхронным двигателем // Бюллетень результатов научных исследований. — 2023. — Вып. 3. — С. 100–113. DOI: 10.20295/2223-9987-2023-3-100-113

### Аннотация

**Цель:** Целью работы является сравнительная оценка динамических процессов в электроприводах с системой векторного управления синхронными двигателями с постоянными магнитами и различными методами модуляции напряжения статора. Для достижения этой цели приведено математическое описание синхронного двигателя во вращающейся системе координат  $dq$ , разработана математическая модель системы векторного управления. В модели системы векторного управления учтена развязка контуров регулирования тока статора, предложены два варианта формирования задания на ток по оси  $d$ , обеспечивающего эффективность процессов преобразования энергии при частотах вращения ниже номинального значения, в зависимости от конструкции ротора двигателя. Приведены алгоритмы скалярной широтно-импульсной и пространственно-векторной модуляции напряжения статора двигателя для преобразователя частоты с двухуровневым автономным инвертором напряжения. **Методы:** При разработке математических моделей и алгоритмов использованы методы теории электропривода и теории автоматического управления. Разработанные математические модели и алгоритмы реализованы в программном комплексе *Matlab Simulink*. **Результаты:** Приведены результаты моделирования динамических процессов в электроприводах (механические характеристики, токи статора, коэффициент гармонических искажений тока статора), которые показали работоспособность разработанных моделей и алгоритмов. **Практическая значимость:** Выбор типа модуляции не оказывает влияния на механические характеристики электропривода, но влияет на гармонический состав тока статора. Наибольший эффект от применения алгоритмов пространственно-векторной модуляции проявляется при пониженных значениях частоты тока статора и частичных нагрузках на валу ротора.

**Ключевые слова:** Синхронные двигатели, постоянные магниты, модуляция, коэффициент гармонических искажений, векторное управление, математическое моделирование.

### Введение

Дальнейшее развитие тягового электропривода в одинаковой степени связано как с совершенствованием алгоритмов и систем управления тяговым преобразователем и тяговым двигателем, так и с переходом на новые топологии и (или) элементную базу преобразователей и применением перспективных типов электрических машин. В настоящее время наиболее распространенным является электропривод, выполненный по схеме «полупроводниковый преобразователь

частоты (ПЧ) — асинхронный двигатель (АД)», который получил широкое применение и на тяговом подвижном составе. Анализ современного состояния исследований в этой области показывает, что наибольший интерес представляет замена АД на синхронный двигатель с постоянными магнитами (СДПМ), который обладает лучшими массогабаритными и энергетическими характеристиками [1]. Преимуществом такого решения является еще и то, что конструкции статоров (и их обмоток) у таких двигателей одинаковы, следовательно, возможно применение тяговых преобразователей с идентичными структурами силовой части. Вместе с этим структура информационного канала таких электроприводов будет отличаться, так как различные конструкции роторов (трехфазная обмотка или беличья клетка на роторе АД и постоянные магниты на роторе СДПМ) обуславливают различные особенности математического описания процессов преобразования энергии в рассматриваемых типах двигателей.

Наличие контакта «колесо — рельс» в механической части тягового привода накладывает дополнительные требования к системе управления электропривода в части обеспечения высокой точности и быстродействия регулирования момента двигателя для формирования желаемых переходных процессов и уменьшения вероятности возникновения явлений юза и боксования. Это предопределило необходимость использования в тяговых электроприводах высокодинамичных систем векторного управления и прямого управления моментом [2]. Системы прямого управления моментом обладают большим быстродействием момента, так как в контуре его регулирования применен релейный регулятор, но системы векторного управления позволяют осуществлять непосредственный контроль и регулирование токов двигателя, что позволяет строить на их основе системы управления с контролем температуры обмоток [3].

Для формирования напряжения статора двигателей переменного тока в электроприводах с ПЧ со звеном постоянного тока применяют различные алгоритмы управления автономными инверторами напряжения [4–7]. От выбора этого алгоритма зависят прежде всего эффективность преобразования электроэнергии инвертором напряжения (потери в силовых ключах, их тепловое состояние) и гармонический состав напряжения и тока статора двигателя. До сих пор широкое применение в электроприводах находят алгоритмы скалярной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) напряжения, достоинства и недостатки которых хорошо изучены. Альтернативным и более современным способом управления инвертором напряжения является использование пространственно-векторной модуляции (ПВМ) напряжения, алгоритмы которой позволяют минимизировать потери в силовых ключах, уменьшать коэффициент гармонических искажений тока и т. д.

Таким образом, анализ проведенных исследований показал актуальность синтеза и исследования высокодинамичных систем управления электроприводов с СДПМ. Далее будут приведены результаты сравнительной оценки

электроприводов с системой векторного управления СДПМ со скалярной и векторной модуляциями напряжения статора, полученные на основе имитационного моделирования динамических режимов работы.

### Математическое описание системы векторного управления СДПМ

Подробный вывод математической модели СДПМ с обоснованием выбора системы координат и принятых допущений показан в работах [8–10]. Не вдаваясь в подробности, приведем только основные уравнения и зависимости. За базовую систему координат при описании СДПМ и системы векторного управления выбрана система  $dq$ , вращающаяся синхронно с ротором.

Уравнения напряжения и потокосцепления выглядят следующим образом:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = r \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_q \\ \omega L_d & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \psi_a \end{bmatrix}, \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_a \\ 0 \end{bmatrix},$$

где  $u_d, u_q$  — напряжения статора;  $r$  — сопротивление статора;  $L_d, L_q$  — индуктивности статора;  $i_d, i_q$  — токи статора  $dq$ ;  $\omega$  — электрическая частота вращения ротора;  $\psi_a$  — потокосцепление ротора;  $\psi_d, \psi_q$  — потокосцепления статора.

Электромагнитный момент СДПМ может быть записан в следующем виде:

$$M_{\varepsilon} = \frac{3}{2} N (\psi_a i_q - (L_q - L_d) i_d i_q), \quad (3)$$

где  $N$  — число пар полюсов.

Для выполнения преобразования из трехфазной неподвижной системы координат  $abc$ , в которой работает СДПМ, в систему координат  $dq$ , в которой выполнено описание работы электропривода, необходимо знать положение ротора двигателя  $\theta$ , которое вычисляется следующим образом:

$$\theta = \int \omega dt. \quad (4)$$

Переход от одной системы координат в другую осуществляется с помощью тригонометрических преобразований. Преобразование токов статора из системы координат  $abc$  в систему  $dq$  можно выполнить так:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Преобразование параметров из системы координат  $dq$  в неподвижную двух-фазную систему координат  $\alpha\beta$  выполняется следующим образом:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin(\theta) & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Для систем векторного управления синхронным двигателем по аналогии с системами векторного управления АД необходимо компенсировать взаимное влияние контуров регулирования токов статора  $i_d$  и  $i_q$ , для чего в систему управления вводятся напряжения  $u_{p,d}$  и  $u_{p,q}$ , которые вычисляются по выражениям:

$$u_{\delta,d} = \omega L_q i_q, \quad (7)$$

$$u_{\delta,q} = \omega L_d i_d + \omega \psi_a, \quad (8)$$

На рис. 1 представлена структурная схема системы векторного управления СДПМ.

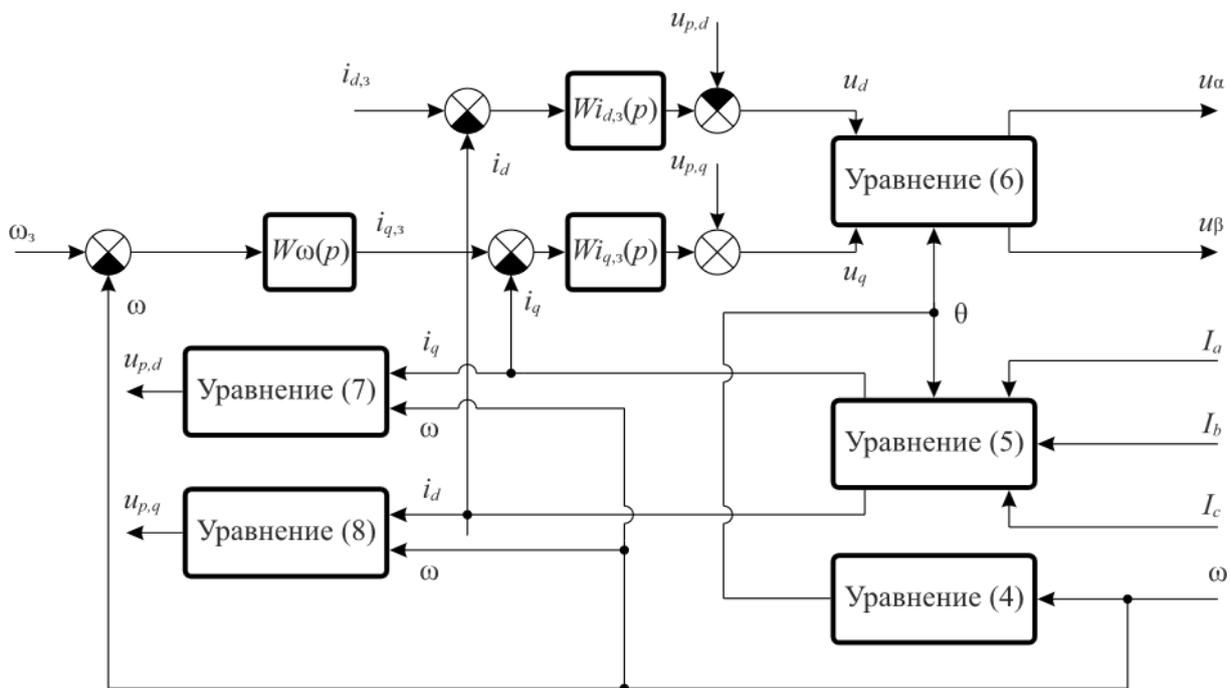


Рис. 1. Структурная схема системы векторного управления СДПМ

Система, представленная на рис. 1, содержит три замкнутых контура регулирования, в которых находятся регуляторы скорости  $W\omega(p)$  и токов  $Wi_d(p)$  и  $Wi_q(p)$ . Расчет этих регуляторов производится согласно выбранным настройкам соответствующих контуров [11] и проблем при синтезе систем векторного управления не вызывает. Индексом «з» на рис. 1 и далее обозначены сигналы задания. Сигналы токов  $i_a, i_b, i_c$  поступают от датчиков тока статора, сигнал частоты вращения  $\omega$  — от датчика частоты вращения ротора.

Для улучшения энергетических характеристик электропривода в первой зоне (т. е. с частотами вращения ниже номинального значения) целесообразно сигнал задания на ток статора  $i_{d,3}$  формировать с учетом конструкции ротора. Для двигателей с магнитной симметрией ( $L_d = L_q$ ) ток  $i_{d,3} = 0$ . Для двигателей с магнитной несимметрией ( $L_d \neq L_q$ ) ток  $i_{d,3}$  может быть вычислен как:

$$i_{d,3} = \frac{\Psi_a}{2(L_d - L_q)} - \sqrt{\frac{\Psi_a^2}{4(L_d - L_q)^2} + i_c^2}. \quad (9)$$

Очевидно, что для корректной работы системы управления при реализации задания тока  $i_{d,3}$  по выражению (9) необходимо в полной мере учитывать изменение индуктивностей, вызванное насыщением магнитной системы, и потокосцепления ротора, вызванное нагревом магнитов.

### Математическое описание автономного инвертора напряжения с различными алгоритмами модуляции

Функциональная схема автономного инвертора напряжения показана на рис. 2, а, формируемые им векторы напряжения — на рис. 2, б.

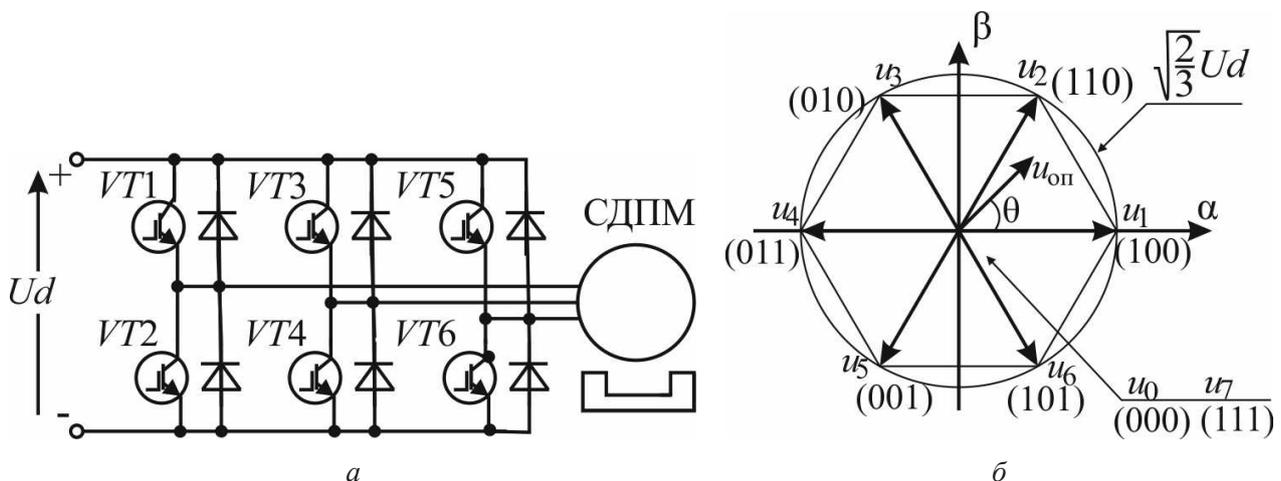


Рис. 2. Функциональная схема автономного инвертора частоты (а) и векторы его выходного напряжения (б)

Каждый из восьми векторов напряжения на рис. 2, б можно записать так:

$$u_k = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} U_d e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}}, & \text{если } k = 1, 2 \dots 6; \\ 0, & \text{если } k = 0, 7. \end{cases} \quad (10)$$

Каждый вектор напряжения  $u_k$  формируется соответствующей комбинацией функций переключения  $S_k = (S_{k1} S_{k2} S_{k3})$ , где  $S_{k1} = (S_{VT1} S_{VT2})$ ,  $S_{k2} = (S_{VT3} S_{VT4})$ ,  $S_{k3} = (S_{VT5} S_{VT6})$ , так, как показано на рис. 2, б. Единичное значение функции переключения соответствует подключению текущей фазы к положительному потенциалу источника постоянного напряжения  $U_d$ , нулевое значение — к отрицательному. Например, для первой стойки транзисторов  $VT1, VT2$  имеем: если  $S_{k1} = 1$ , то  $(S_{VT1} S_{VT2}) = (1 0)$ ; если  $S_{k1} = 0$ , то  $(S_{VT1} S_{VT2}) = (0 1)$ . Другие значения функций коммутации в двухуровневых инверторах запрещены.

Угол вектора заданного напряжения определяется так:

$$\theta = \operatorname{tg} \left( \frac{u_\alpha}{u_\beta} \right), \theta \in [0, 2\pi]. \quad (11)$$

Номер сектора напряжения  $n$  найдем из неравенства:

$$(n - 1) \cdot 60^\circ < \theta \leq 2 \cdot n \cdot 60^\circ. \quad (12)$$

Алгоритм классической скалярной ШИМ хорошо известен и трудностей при реализации не вызывает. Вкратце его можно описать следующим образом.

1. Сравнение сигнала задания и опорного напряжения (например, треугольной формы). Для скалярной ШИМ сигналы задания — это сигналы напряжения  $u_a, u_b, u_c$ , определяемые из:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}.$$

2. Формирование функции переключения  $S_k$  в соответствии с результатом сравнения сигналов для каждой фазы напряжения статора.

Для синтеза алгоритма ПВМ необходимо применить ряд дополнительных математических преобразований с целью определения очередности коммутации силовых ключей  $VT1-VT6$  в зависимости от сектора напряжения  $n$ .

Значение выходного напряжения инвертора при использовании ПВМ определяется временем включения граничных векторов для каждого сектора и одного из нулевых векторов. Выбор нулевого вектора осуществляется на основании принципа соседнего кодирования, при котором обеспечивается изменение только одной функции переключения. Если применить симметричную последовательность коммутации и начинать каждый первый полупериод с нулевого вектора  $u_0$ , то первым ненулевым вектором будет нечетный вектор из текущего сектора, вторым — четный, после четного вектора идет второй нулевой вектор  $u_7$ . Второй полупериод при симметричной последовательности получается путем зеркального отражения первого.

С учетом тригонометрического расположения векторов (рис. 2, б) зависимость вектора напряжения задания в осях  $\alpha\beta$  от граничных векторов примет вид:

$$\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \frac{T}{2} = u_k T_k + u_{k+1} T_{k+1}, \quad (13)$$

где  $T_k$  и  $T_{k+1}$  — длительность включения векторов  $u_k$  и  $u_{k+1}$  в текущем полупериоде коммутации.

При условии постоянства всех векторов напряжения за период коммутации уравнения для длительностей включения примут вид:

$$T_k = \frac{u_c \sqrt{2} T}{\pi U_d} \left( \sin \frac{n\pi}{3} \cos(n\omega_s T) - \cos \frac{n\pi}{3} \sin(n\omega_s T) \right); \quad (14)$$

$$T_{k+1} = \frac{u_3 \cdot \sqrt{2} T}{\pi U_d} \left( -\sin \frac{(n-1)\pi}{3} \cos(n\omega_s T) - \cos \frac{(n-1)\pi}{3} \sin(n\omega_s T) \right), \quad (15)$$

где  $\omega_s$  — частота вращения вектора напряжения  $u_3$ ,  $\omega_s = 2\pi f_s$ ,  $f_s$  — частота тока статора СДПМ (как нагрузки автономного инвертора напряжения),

$$u_3 = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}.$$

Длительность включения нулевых векторов делится на равные части между векторами  $u_0$  и  $u_7$  и определяется так:

$$T_0 = T - 2 \cdot (T_k + T_{k+1}). \quad (16)$$

Результирующая последовательность переключающих функций и векторов выходного напряжения для каждого сектора сведена на рис. 3.

Таким образом, алгоритм ПВМ может быть записан следующим образом:

1. Вычисление угла заданного вектора напряжения статора по уравнению (11).
2. Вычисление сектора заданного вектора напряжения статора по формуле (12).
3. Вычисление длительности функций переключения по формулам (13) — (15).
4. Формирование последовательности переключающих функций в соответствии с рис. 3.

Отметим, что для ПВМ входными сигналами в данном случае являются напряжения  $u_\alpha$  и  $u_\beta$ , являющиеся выходными сигналами для системы векторного управления (рис. 1).

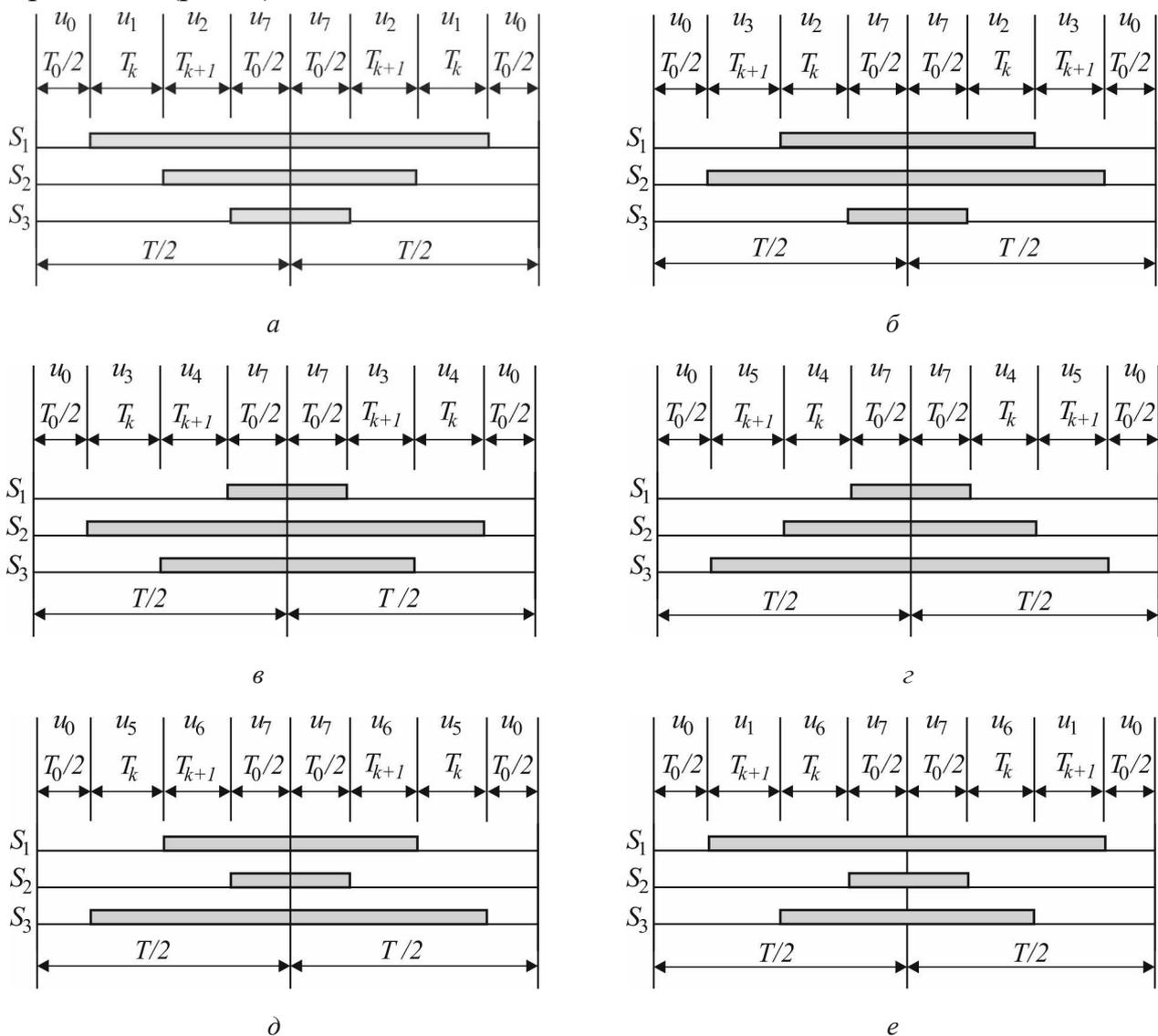


Рис. 3. Временные диаграммы выходных векторов автономного инвертора напряжения и функций переключения для первого (а), второго (б), третьего (в), четвертого (г), пятого (д) и шестого (е) секторов

## Результаты моделирования и их обсуждение

Моделирование электропривода выполнено в программном комплексе Matlab Simulink. Модель СДПМ реализована по уравнениям (1) — (3), модель системы векторного управления — согласно схеме (рис. 1), модели систем управления автономным инвертором — согласно приведенным в предыдущем разделе алгоритмам. Параметры СДПМ: мощность  $P = 133$  кВт,  $\omega = 314$  рад/с,  $N = 2$ ,  $U_d = 540$  В,  $r = 0,013$  Ом,  $L_d = 0,0005$  Гн,  $L_q = 0,0015$  Гн,  $J = 0,5$  кг · м<sup>2</sup>,  $\psi_a = 0,2$  Вб,  $\psi_s = 0,49$  Вб. Параметры регуляторов системы векторного управления:

$$W\omega(p) = 75 + \frac{1}{300p},$$

$$Wi_d(p) = 100 + \frac{1}{150p},$$

$$Wi_q(p) = 125 + \frac{1}{150p}.$$

На рис. 4, *а* представлены временные зависимости частоты вращения  $\omega(t)$  и момента  $M(t)$ , на рис. 4, *б* — временные зависимости токов  $i_d(t)$  и  $i_q(t)$  (*б*). Графики (рис. 4) получены при использовании алгоритма ПВМ при частоте коммутации  $f_k = 12$  кГц. Для примера на рис. 5 показаны зависимости коэффициента гармонических искажений (КГИ) тока статора от частоты коммутации силовых ключей  $f_k$  (рис. 5, *а*) и от частоты тока статора  $f_s$  (рис. 5, *б*) для автономного инвертора напряжения с ПВМ. Аналогичные зависимости для автономного инвертора напряжения с ШИМ показаны на рис. 5, *в*, *г*.

Отметим, что качественно и количественно приведенные графики переходных процессов в электроприводе (рис. 4) совпадают для двух рассматриваемых типов модуляции, различия наблюдаются лишь в различной степени искажении формы токов и момента. Согласно выполненному анализу гармонического состава тока статора КГИ для электропривода с системой векторного управления и алгоритмом ПВМ незначительно ниже, чем КГИ тока статора для электропривода с алгоритмом ШИМ, причем с увеличением частоты коммутации и частоты тока статора эта разница уменьшается. Эффект от применения ПВМ возрастает с уменьшением нагрузки на валу двигателя. Моделирование электропривода с СДПМ с магнитной симметрией показало аналогичные результаты при условии задания  $i_{d,3} = 0$ .

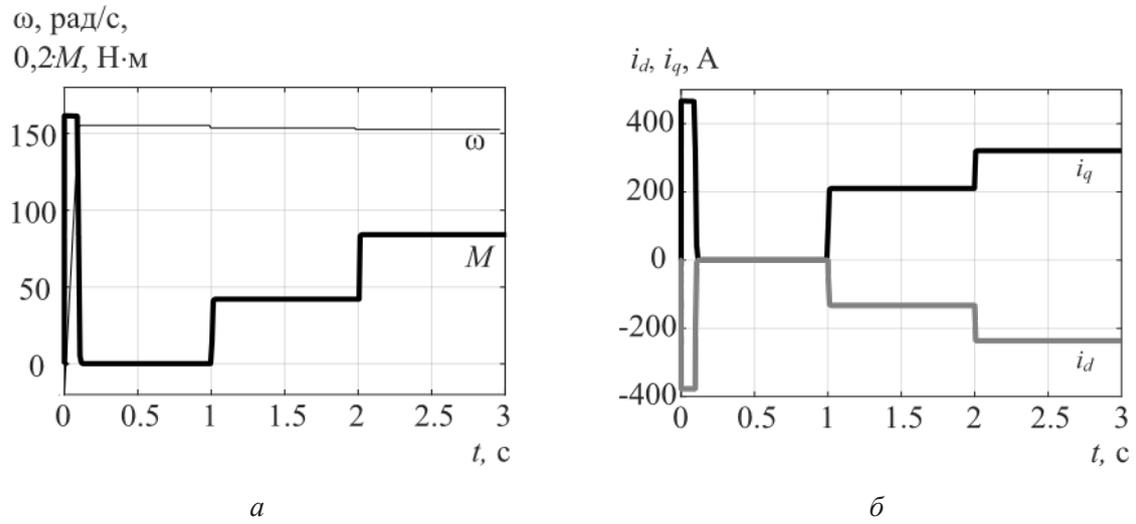


Рис. 4. Переходные процессы в электроприводе

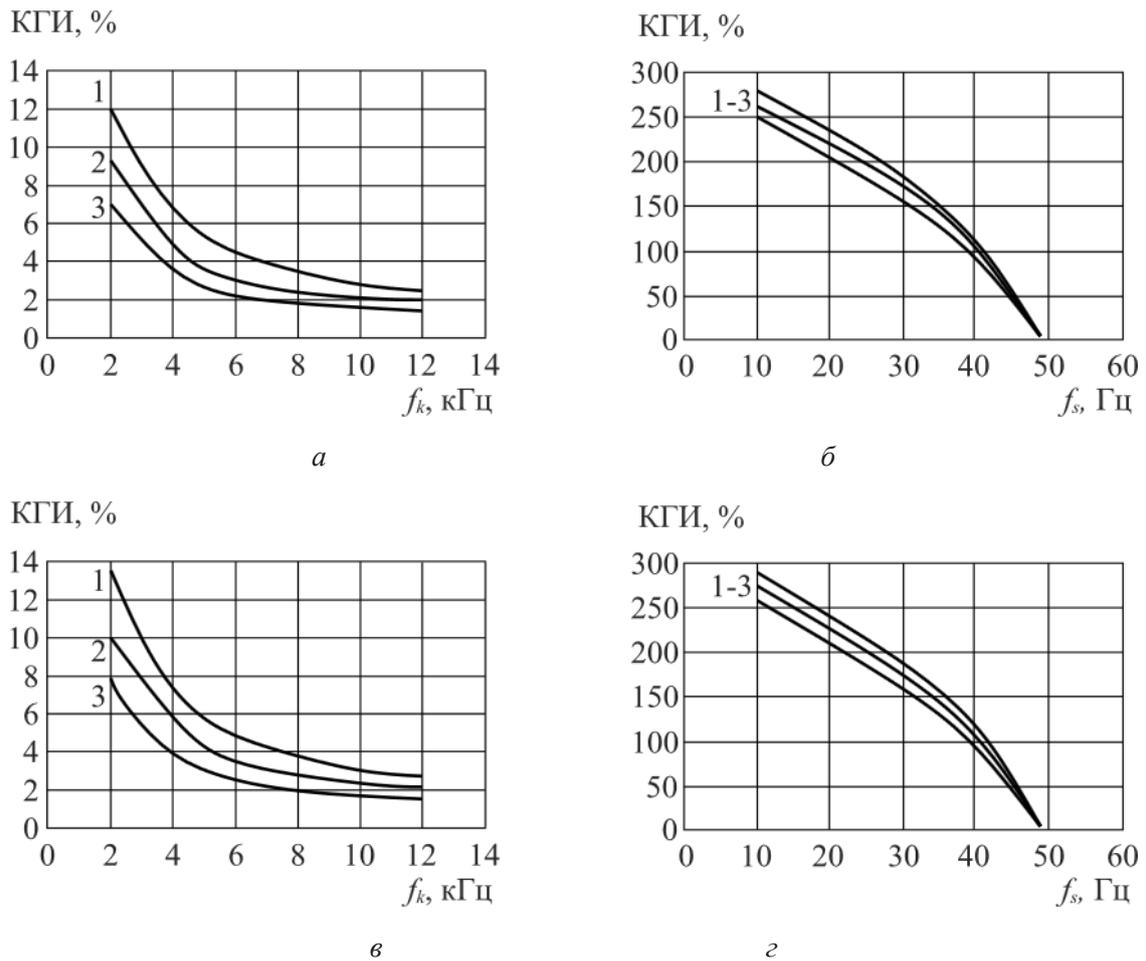


Рис. 5. КГИ тока статора в установившемся режиме:  
 1 —  $M = 0,3M_{ном}$ ; 2 —  $M = 0,5M_{ном}$ ; 3 —  $M = 0,7M_{ном}$

## Заключение

Разработано математическое описание электропривода с системой векторного управления СДПМ с двумя вариантами модуляции напряжения статора — ШИМ и ПВМ, реализация и проверка адекватность которого осуществлена посредством Matlab Simulink. В результате проведенного моделирования установлена работоспособность синтезированных электроприводов для разных типов СДПМ, показано, что применение описанного алгоритма ПВМ требует больших информационных и аппаратных ресурсов по отношению к ШИМ и обеспечивает улучшение формы тока статора (применение ПВМ приводит к уменьшению КГИ тока статора на 25 % по отношению к ШИМ) в зоне частичных нагрузок электропривода с системой векторного управления.

## Библиографический список

1. Колпахчян П. Г. Особенности управления синхронными тяговыми двигателями с постоянными магнитами на роторе на электроподвижном составе / П. Г. Колпахчян, М. С. Подберезная, А. Р. Шайхiev // Вестник Ростовского государственного университета путей сообщения. — 2018. — № 2(70). — С. 132–137.
2. Бурков А. Т. Системы управления тяговым приводом современных локомотивов / А. Т. Бурков, О. С. Валинский, А. М. Евстафьев и др. // Электротехника. — 2019. — № 10. — С. 33–36.
3. Космодамианский А. С. Система управления тягового электропривода с контролем температуры теплонагруженных элементов / А. С. Космодамианский, Л. М. Клячко, В. И. Воробьев и др. // Электротехника. — 2014. — № 8. — С. 38–43.
4. Quan H. Study of a novel over-modulation technique based on space-vector PWM / H. Quan, Z. Gang, C. Jie et al. // IEEE Computer Distributed Control and Intelligent Environmental Monitoring (CDCIEM). — 2011. — Pp. 295–298. — DOI: 10.1109/CDCIEM.2011.187.
5. Leedy A. W. Harmonic analysis of a space vector PWM inverter using the method of multiple pulses / A. W. Leedy, R. M. Nelms // IEEE Transactions on Industrial Electronics, July 2006. — Vol. 4. — Pp. 1182–1187. — DOI: 10.1109/ISIE.2006.295805.
6. Kumar K. V. Simulation and comparison of SPWM and SVPWM control for three phase inverter / K. V. Kumar, P. A. Michael, J. P. John et al. // ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences, July 2010. — Vol. 5. — Iss. 7. — Pp. 61–74.
7. Sabarad J. Comparative analysis of SVPWM and SPWM techniques for multilevel inverter / J. Sabarad, G. H. Kulkarni // International Conference on Power and Advanced Control Engineering (ICPACE). — 2015. — DOI: 10.1109/ICPACE.2015.7274949.
8. Чуприна Н. В. Моделирование системы векторного управления тяговым синхронным двигателем с постоянными магнитами / Н. В. Чуприна, А. А. Пугачев // Электротехнические системы и комплексы. — 2022. — № 2(55). — С. 10–17. — DOI: 10.18503/2311-8318-2022-2(55)-10-17.

9. Dutta C. Comparison between conventional and loss d-q model of PMSM / C. Dutta, S. M. Tripathi // International Conference on Emerging Trends in Electrical Electronics & Sustainable Energy Systems (ICETEESES), Sultanpur, India. — 2016. — Pp. 256–260. — DOI: 10.1109/ICETEESES.2016.7581370.

10. Chen X. A High-Fidelity and Computationally Efficient Model for Interior Permanent-Magnet Machines Considering the Magnetic Saturation, Spatial Harmonics, and Iron Loss Effect / X. Chen, J. Wang, B. Sen et al. // IEEE Transactions on Industrial Electronics. — 2015. — Vol. 62. — Iss. 7. — Pp. 4044–4055. — DOI: 10.1109/TIE.2014.2388200.

11. Анучин А. С. Системы управления электроприводов / А. С. Анучин. — М.: Издательский дом МЭИ, 2015. — 373 с.

Дата поступления: 20.07.2023

Решение о публикации: 31.08.2023

#### Контактная информация:

ПУГАЧЕВ Александр Анатольевич — д-р техн. наук, доц., зав. кафедрой; alexander-pugachev@rambler.ru

ЧУПРИНА Николай Валентинович — аспирант; nikochuprina212@yandex.ru

## Dynamic Modes Simulation of Synchronous Motor Vector Control Electric Drive

A. A. Pugachev, N. V. Chuprina

Bryansk State Technical University, 7, 50 let Oktyabrya boul., Bryansk, 241035, Russian Federation

**For citation:** Pugachev A. A., Chuprina N. V. Dynamic Modes Simulation of Synchronous Motor Vector Control Electric Drive. *Bulletin of scientific research results*, 2023, iss. 3, pp. 100–113. (In Russian) DOI: 10.20295/2223-9987-2023-3-100-113

### Summary

**Purpose:** The purpose of the work is a comparative assessment of dynamic processes in electric drives with a vector control system for permanent magnets synchronous motors and various methods of stator voltage modulation. To achieve this purpose, a mathematical description of a synchronous motor in a rotating  $dq$  coordinate system is given, and a mathematical model of a vector control system is developed. The model of the vector control system takes into account the decoupling of stator current control loops and proposes two options for generating a current reference along the d-axis, ensuring the efficiency of energy conversion processes at rotation speeds below the nominal value, depending on the design of the motor rotor. Algorithms for scalar pulse-width and space-vector modulation of motor stator voltage for a frequency converter with a two-level autonomous voltage inverter are presented. **Methods:** When developing mathematical models and algorithms, methods from the theory of electric drive and the theory of automatic control have been used. The developed mathematical models and algorithms are implemented in the *Matlab Simulink* software package. **Results:** The results of modeling dynamic processes in electric

drives (mechanical characteristics, stator currents, stator current total harmonic distortion) are presented, which have shown the performance of the developed models and algorithms. **Practical significance:** The choice of modulation type does not affect the mechanical characteristics of the electric drive, but does affect the harmonic composition of the stator current. The greatest effect from the use of space-vector modulation algorithms is manifested at reduced values of the frequency of the stator current and partial load torque on the rotor shaft.

**Keywords:** Synchronous motors, permanent magnets, modulation, total harmonic distortion, vector control, simulation.

## References

1. Kolpakhch'yan P. G., Podbereznaya M. S., Shaykhiev A. R. Osobennosti upravleniya sinkhronnymi tyagovymi dvigatelyami s postoyannymi magnitami na rotore na elektropodvizhnom sostave [Features of control of synchronous traction motors with permanent magnets on the rotor on electric rolling stock]. *Vestnik Rostovskogo gosudarstvennogo universiteta putey soobshcheniya* [Bulletin of the Rostov State Transport University]. 2018, Iss. 2(70), pp. 132–137. (In Russian)
2. Burkov A. T., Valinskiy O. S., Evstaf'ev A. M. Sistemy upravleniya tyagovym privodom sovremennykh lokomotivov [Traction drive control systems for modern locomotives]. *Elektrotekhnika* [Electrical engineering]. 2019, Iss. 10, pp. 33–36. (In Russian)
3. Kosmodamianskiy A. S., Klyachko L. M., Vorob'ev V. I. et al. Sistema upravleniya tyagovogo elektroprivoda s kontrolem temperatury teplonagruzhennykh elementov [Control system for a traction electric drive with temperature control of heat-loaded elements]. *Elektrotekhnika* [Electrical engineering]. 2014, Iss. 8, pp. 38–43. (In Russian)
4. Quan H., Gang Z., Jie C. et al. Study of a novel over-modulation technique based on space-vector PWM. *IEEE Computer Distributed Control and Intelligent Environmental Monitoring (CDCIEM)*, 2011, pp. 295–298. DOI: 10.1109/CDCIEM.2011.187.
5. Leedy A. W., Nelms R. M. Harmonic analysis of a space vector PWM inverter using the method of multiple pulses. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, July 2006, vol. 4, pp. 1182–1187. DOI: 10.1109/ISIE.2006.295805.
6. Kumar K. V., Michael P. A., John J. P. et al. Simulation and comparison of SPWM and SVPWM control for three phase inverter. *ARNP Journal of Engineering and Applied Sciences*, July 2010, vol. 5, Iss. 7, pp. 61–74.
7. Sabarad J., Kulkarni G. H. Comparative analysis of SVPWM and SPWM techniques for multilevel inverter. *International Conference on Power and Advanced Control Engineering (ICPACE)*, 2015. DOI: 10.1109/ICPACE.2015.7274949.
8. Chuprina N. V., Pugachev A. A. Modelirovanie sistemy vektornogo upravleniya tyagovym sinkhronnym dvigatelem s postoyannymi magnitami [Modeling of a vector control system for a traction synchronous motor with permanent magnets]. *Elektrotekhnicheskie sistemy i komplekсы* [Electrical systems and complexes]. 2022, Iss. 2(55), pp. 10–17. DOI: 10.18503/2311-8318-2022-2(55)-10-17. (In Russian)

9. Dutta C., Tripathi S. M. Comparison between conventional and loss d-q model of PMSM. International Conference on Emerging Trends in Electrical Electronics & Sustainable Energy Systems (ICETEESES), Sultanpur, India, 2016, pp. 256–260. DOI: 10.1109/ICETEESES.2016.7581370.

10. Chen X., Wang J., Sen B. et al. A High-Fidelity and Computationally Efficient Model for Interior Permanent-Magnet Machines Considering the Magnetic Saturation, Spatial Harmonics, and Iron Loss Effect. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, vol. 62, Iss. 7, pp. 4044–4055. DOI: 10.1109/TIE.2014.2388200.

11. Anuchin A. S. *Sistemy upravleniya elektroprivodov* [Electric drive control systems]. Moscow: MEI Publ., 2015, 373 p. (In Russian)

Received: July 20, 2023

Accepted: August 31, 2023

**Author's information:**

Alexander A. PUGACHEV — Dr. Sci. in Engineering, Head of the Department “Industrial Electronic and Electrical Engineering”; alexander-pugachev@rambler.ru

Nikolay V. CHUPRINA — Postgraduate Student; nikochuprina212@yandex.ru