

УДК 621.314.57

А. Ю. Кузин, И. С. Григорьев, Д. В. Лукичев

Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий механики и оптики (Университет ИТМО)

Применение избирательной широтно-импульсной модуляции для управления высокоскоростной синхронной электрической машиной с возбуждением от постоянных магнитов

Представлен способ формирования широтно-модулированного сигнала управления для питания синхронной электрической машины с возбуждением от постоянных магнитов с помощью трехфазного инвертора напряжения. Изложена теоретическая основа расчета углов коммутации транзисторных ключей трехфазного инвертора, необходимых для формирования заданного гармонического состава выходного напряжения. Итеративным численным методом Ньютона–Рафсона получены значения наборов углов коммутации, соответствующие различным алгоритмам избирательной широтно-импульсной модуляции. Проведен анализ гармонического состава выходного напряжения для исследуемых алгоритмов избирательной широтно-импульсной модуляции. Построена замкнутая подчиненная система регулирования скорости трехфазного синхронного двигателя с внутренним контуром тока. Приведена структура внутреннего контура регулирования тока с учетом управления инвертором напряжения при использовании алгоритмов избирательной широтно-импульсной модуляции. Показана устойчивая работа системы регулирования при малом индексе частотной модуляции и подавлении в выходном напряжении задаваемых алгоритмом гармоник.

Синхронная машина, трехфазный инвертор, моделирование, управление, робот, манипулятор

Современные робототехнические системы, транспортные средства и другие промышленные устройства содержат в своем составе электрический привод, который в зависимости от функционального назначения может иметь различные способы построения. Применение высокоскоростного двигателя и редуктора – один из них. Таким образом обеспечивается надежность и широкий диапазон работы системы. Двигателями в такой системе могут выступать синхронные машины с постоянными магнитами, питающиеся от преобразователя частоты, чем обеспечивается широкий диапазон работы. Известны скоростные машины, скорости которых достигают 13 500 об/мин при 8 парах полюсов. Такое соотношение соответствует частоте тока статора $f_1 = 1800$ Гц. При этом частота коммутации силовых ключей преобразователя при синусоидальной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) с индексом модуля-

ции частоты $M_f = 9$ составляет $f_k = 16\,200$ Гц. В номинальном режиме работы привода в связи с ограниченным теплоотводом и физическими свойствами транзисторов такие частоты недопустимы. Аналогичная ситуация возникает и в высоковольтных приводах, несмотря на то что частота токов там на порядок меньше. В номинальном режиме она достигает 150...200 Гц, причем частота коммутации транзисторов ограничена уровнем 500...600 Гц в связи с большими потерями при переключении. Использование синусоидальной или пространственно-векторной ШИМ на такой частоте вызовет высокий уровень высших гармоник в спектре напряжения питания. В работе предлагается рассмотреть избирательную ШИМ, которая обеспечивает подавление высших гармоник при заданной частоте коммутации, тем самым делая возможным перенос потерь из инвертора в обмотку двигателя. Таким образом, высшие гармоники будут

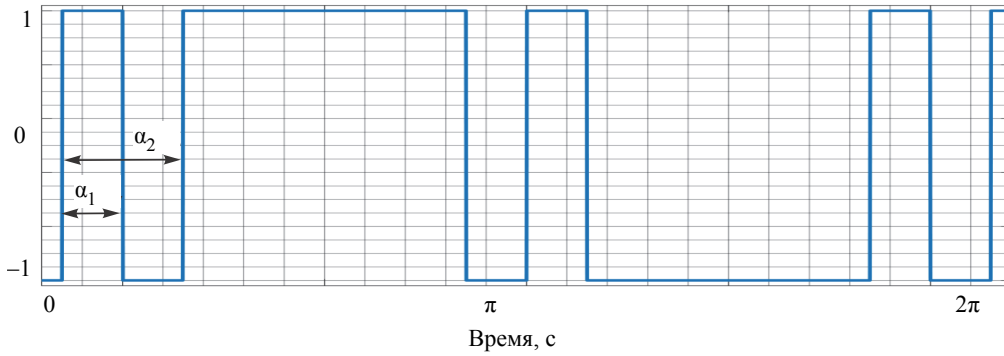


Рис. 1

подавляться индуктивностями обмотки машины, а следовательно, соответствующие тепловые потери будут происходить не в силовом преобразователе, а в машине, где легче осуществить теплоотвод [1], [2].

Расчет углов коммутации. Формирование напряжения заданного гармонического состава и заданной основной гармоники осуществляется с помощью расчета углов коммутации транзисторов во всем диапазоне индекса амплитудной модуляции. При этом для разного количества углов максимальный индекс будет разным. Связь между углами и амплитудой получают из преобразования Фурье импульсного широтно-модулированного сигнала (рис. 1):

$$y_{km} = \frac{4y_m}{\pi k} \left[1 + \sum_{i=1}^n (-1)^i 2 \cos(k\alpha_i) \right]. \quad (1)$$

Амплитуда k -й гармоники такого сигнала представляется в виде (1), где y_{km} – амплитуда k -й гармоники в спектре напряжения; y_m – амплитуда прямоугольного сигнала; α_i – угол коммутации; n – число переключений на четверти периода [3], [4];

$$\begin{cases} 1 + \sum_{i=1}^n (-1)^i 2 \cos(\alpha_i) = \frac{m_1 \pi}{4}; \\ 1 + \sum_{i=1}^n (-1)^i 2 \cos(5\alpha_i) = \frac{5m_5 \pi}{4}; \\ \vdots \\ 1 + \sum_{i=1}^n (-1)^i 2 \cos(k\alpha_i) = \frac{km_k \pi}{4}. \end{cases} \quad (2)$$

Тогда система уравнений, задающая амплитуды n -го числа гармоник, будет иметь вид (2), где

$$m_k = \frac{y_{km}}{y_m} \text{ – амплитудный индекс модуляции } k\text{-й}$$

гармоники. Далее из полученной системы формируются матрицы A и T

$$A(\alpha) = \begin{bmatrix} 1 + \sum_{i=1}^n (-1)^i 2 \cos(\alpha_i) \\ 1 + \sum_{i=1}^n (-1)^i 2 \cos(5\alpha_i) \\ \vdots \\ 1 + \sum_{i=1}^n (-1)^i 2 \cos(k\alpha_i) \end{bmatrix}, \quad T = \begin{bmatrix} \frac{m_1 \pi}{4} \\ \frac{5m_5 \pi}{4} \\ \dots \\ \frac{km_k \pi}{4} \end{bmatrix}.$$

Для непосредственного расчета углов ввиду нелинейности полученной системы уравнений предлагается использовать итеративный метод Ньютона–Рафсона. Пусть $F(\alpha) = A(\alpha) - T$, тогда

$$F'(\alpha) = 2 \begin{bmatrix} -\sin(\alpha_1) & \sin(\alpha_2) & \dots & (-1)^i \sin(\alpha_i) \\ -5 \sin(5\alpha_1) & 5 \sin(5\alpha_2) & \dots & (-1)^i 5 \sin(5\alpha_i) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -k \sin(k\alpha_1) & k \sin(k\alpha_2) & \dots & (-1)^i k \sin(k\alpha_i) \end{bmatrix}.$$

Определение углов заключается в итерационном приближении разницы углов текущей и предыдущей итераций $\Delta\alpha_i = \alpha_{i+1} - \alpha_i$. Зная, что $F(\alpha_i) + F'(\alpha_i)\Delta\alpha_i = 0$, а также задавая начальные условия для расчета, найдем эту разность как

$$\Delta\alpha_i = -F'(\alpha_i)^{-1} F(\alpha_i) = F'(\alpha_i)^{-1} [T - A(\alpha_i)].$$

Данная разница минимизируется на каждой итерации до тех пор, пока не выполнится условие $|\Delta\alpha_i| < \varepsilon$. Кроме того, должно выполняться условие

$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_n < \frac{\pi}{2}$, которое обеспечивает корректное переключение ключей [4]–[6].

Задавая значения вектора T , можно задать желаемую амплитуду соответствующих гармоник, в том числе полностью их подавить, чему

$$\text{соответствует вектор } T = \begin{bmatrix} \frac{m_1 \pi}{4} & 0 \dots 0 \end{bmatrix}^T.$$

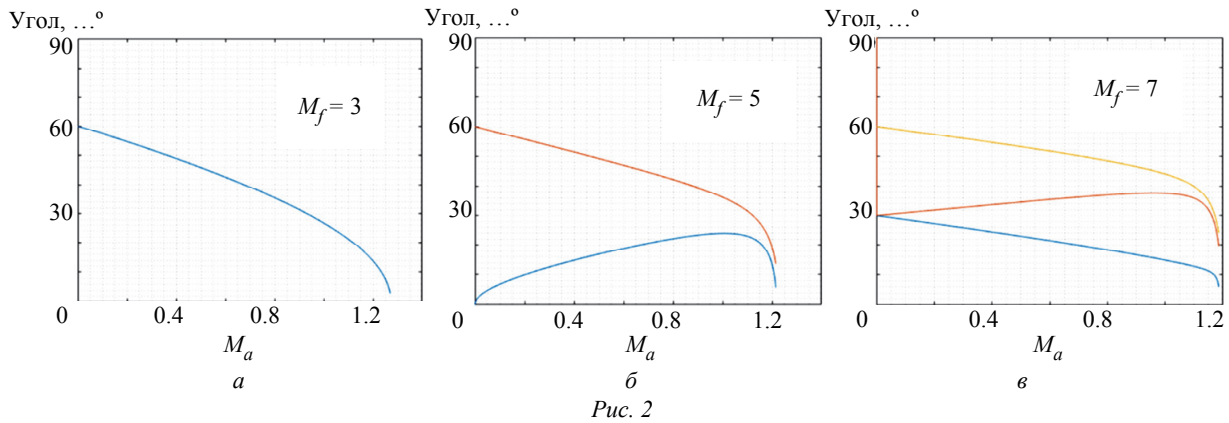


Рис. 2

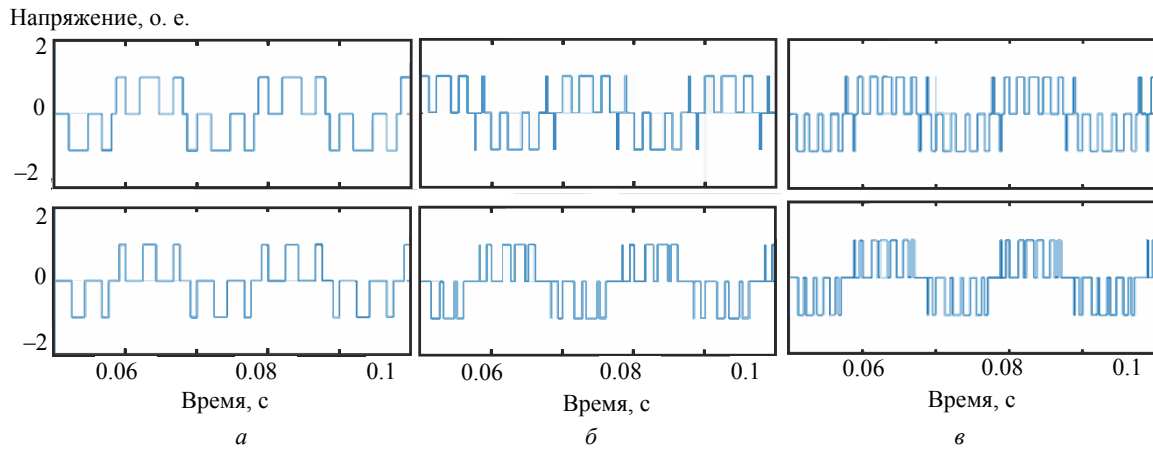


Рис. 3

Спектральный состав, углы и форма линейного напряжения. Введем величину $M_f = \frac{f_c}{f_m}$ – частотный индекс модуляции, где f_c – частота пилю, а f_m – частота основной гармоники. На рис. 2 приведены кривые рассчитанных углов для частотных индексов $M_f = 3, 5, 7$.

С увеличением индекса модуляции временной интервал между коммутациями уменьшается. Малое значение интервала приводит к плохой обусловленности матрицы $F'(\alpha)$, в результате чего вычисление углов усложняется. Таким образом, метод Ньютона–Рафсона позволяет рассчитать любое количество углов, однако расчет углов переключений для исключения более 7 гармоник представляет трудоемкую задачу, требующую больших вычислительных мощностей, ввиду чего требуется поиск иных алгоритмов вычисления – таких, как генетические алгоритмы, алгоритмы поиска, «роевые» алгоритмы.

Рассмотрим линейные напряжения в трехфазном инверторе, формируемые алгоритмами ШИМ типа SEL и SPWM, представленные на рис. 3 (a – $M_f = 3$, $б$ – $M_f = 5$, $в$ – $M_f = 7$).

При частотном индексе модуляции $M_f = 3$ в обоих случаях напряжения симметричны относительно четверти периода, однако стоит заметить, что ширина центрального импульса в SPWM меньше. Далее будет видно, что в таком режиме в SPWM не поддерживается заданная амплитуда первой гармоники, в то время как в SEL это выполняется. При $M_f = 5$ в SPWM напряжение несимметрично относительно четверти периода, что приведет к фазовому сдвигу напряжения относительно задаваемого. Такая же ситуация наблюдается при $M_f = 7$. Рассмотрим теперь спектры напряжений для частотных индексов $M_f = 3, 5, 7, 9, 11$, представленные на рис. 4 (a – для SEL, $б$ – для SPWM) при $M_a = 1$.

Результаты содержания высших гармонических составляющих в спектрах линейных напряжений приведены в табл. 1, где тоном выделены алгоритмически подавляемые гармоники.

Система управления синхронной машиной с постоянными магнитами. Модель синхронной машины с постоянными магнитами, управление которой происходит через транзисторный инвертор с алгоритмом управления SHE, можно пред-

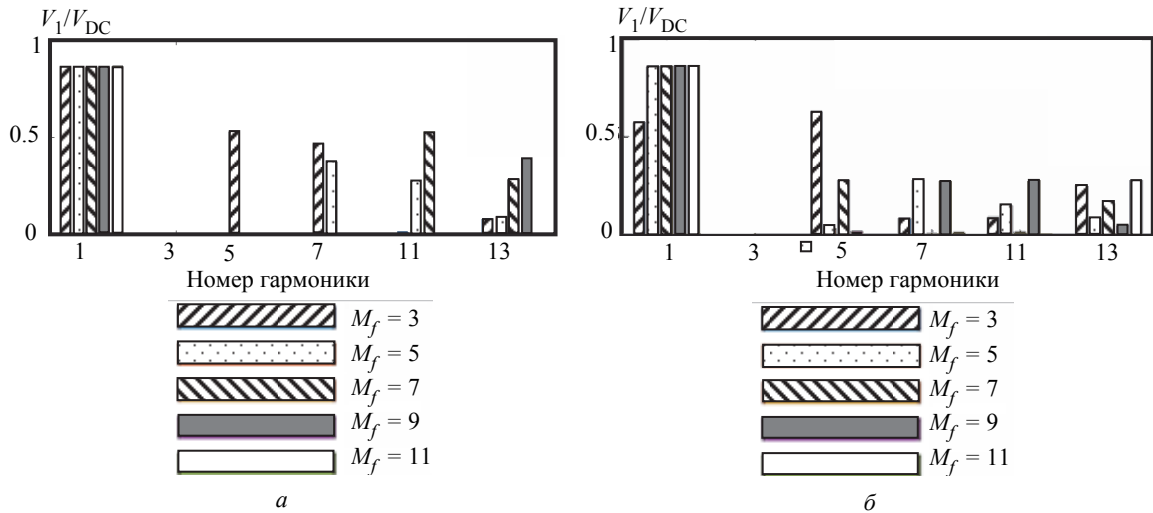


Рис. 4

Таблица 1

M_f	SPWM					SEL				
	1	5	7	11	13	1	5	7	11	13
3	0.574	0.628	0.082	0.087	0.249	0.865	0.53	0.468	0.015	0.082
5	0.859	0.03	0.277	0.15	0.085	0.864	0	0.379	0.277	0.092
7	0.865	0.276	0.004	0.013	0.158	0.865	0.002	0.003	0.529	0.285
9	0.867	0.017	0.273	0.276	0.045	0.864	0.002	0	0.002	0.393
11	0.868	0.001	0.011	0.002	0.279	0.868	0.002	0.002	0.002	0.004

ставить в системе координат (d, q) , ориентированной по магнитной оси ротора следующим образом [7], [8]:

$$\frac{dI_d}{dt} = \frac{1}{L}(U_d - RI_d + p\Omega LI_q);$$

$$\frac{dI_q}{dt} = \frac{1}{L}(U_q - RI_q - p\Omega LI_d - p\Omega\Psi);$$

$$M = \frac{3}{2}p\Psi I_q;$$

$$J\frac{d\Omega}{dt} = M - M_c,$$

где I_q, I_d – поперечная и продольная составляющие векторы тока; U_q, U_d – поперечная и продольная составляющие вектора напряжения; Ω – скорость вращения ротора машины; φ – угловое смещение напряжения; U – индекс модуляции; J – момент инерции ротора; Ψ – потокосцепление; R, L – сопротивление и индуктивность фазной обмотки статора; M – момент, развиваемый двигателем; M_c – момент нагрузки; p – число пар полюсов ротора.

Принимая перекрестные связи в уравнениях тока и противоЭДС за возмущающее воздействие, можно считать, что передаточная функция машины по току аналогична передаточной функции

апериодического звена. Такой подход значительно упрощает синтез и настройку системы управления в отличие от известных методов [8]. При этом коэффициент передачи объекта управления (машины) по току при условии, что инвертор управляется с помощью SHE-модуляции с $M_{\max} = 1.15$, равен

$$K_{об} = \frac{1.15 U_{dc}}{R \cdot 2},$$

где U_{dc} – напряжение звена постоянного тока.

В статье применяется структура двухконтурной подчиненной системы регулирования скорости (рис. 5), в которой сигналы управления ключами инвертора формируются посредством SHE-модуляции. На рис. 5 обозначены: $I_{dзад}, I_{qзад}$ – задание продольной и поперечной составляющих тока; T_f – постоянная времени фильтра; $\Omega_{зад}$ – задание скорости; g – скважность импульсов; α – угол ротора, $\alpha_{эл}$ – угол ротора в электрических градусах. При этом система может быть построена до системы управления положением.

Для сглаживания сигнала задания индекса амплитудной модуляции используется фильтр низкой частоты с постоянной времени T_f . Постоянная времени фильтра зависит от выбранного

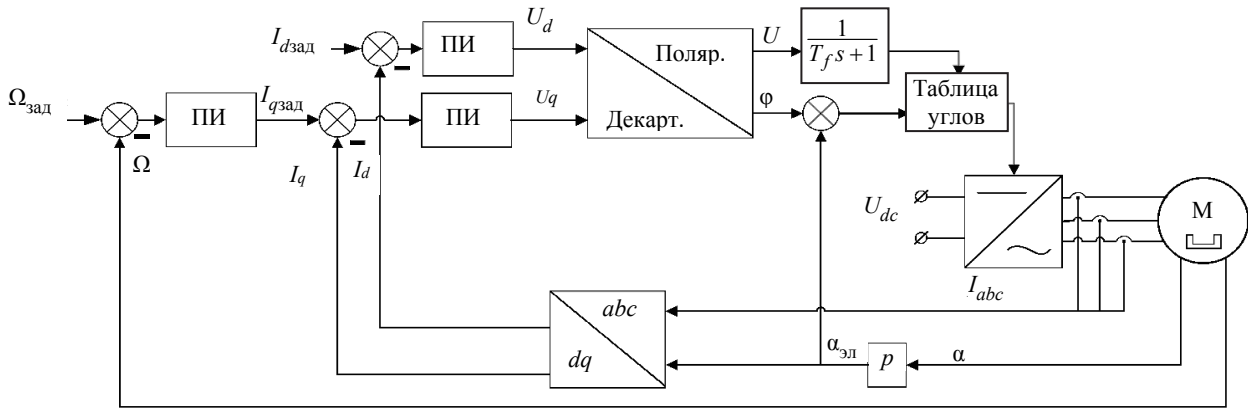


Рис. 5

алгоритма, поскольку они отличаются числом импульсов линейного напряжения за полупериод и, как следствие, гладкостью кривых переменных состояния системы.

Контур тока настраивается на технический оптимум с помощью ПИ-регулятора. Выражения для его настройки приведены ниже:

$$K_{pc} = \frac{T_e}{2K_{об}T_{\mu 2}}, T_{ic} = T_e,$$

где $T_{\mu 2} = 2T_t + T_f$ – некомпенсируемая постоянная времени, обусловленная постоянными времени преобразователя T_t и фильтра T_f ; $T_e = \frac{L}{R}$ – электромагнитная постоянная времени двигателя.

Для настройки контура скорости контур тока аппроксимируется апериодическим звеном первого порядка $T_{\mu 3} = 2T_{\mu 2}$. Тогда скоростной контур с помощью ПИ-регулятора настраивается на симметричный оптимум ПИ-регулятором с параметрами

$$K_{ps} = \frac{J}{3C_m T_{\mu 3}}, T_{is} = 4T_{\mu 3}.$$

Стоит отметить, что широтно-импульсная модуляция является значительной нелинейностью и результаты моделирования могут не соответствовать параметрам переходных процессов систем, настроенных на технический и симметричный оптимум.

Параметры синхронной машины приведены в табл. 2.

Таблица 2

Параметр	Значение
Сопротивление фазы обмотки, Ом	0.7075
Индуктивность фазы обмотки, мГн	2.5
Номинальное фазное напряжение питания, В	230
Константа по моменту, Н · м/А	0.1475
Момент инерции, кг · м ²	$7.34 \cdot 10^{-5}$
Число пар полюсов	5

Результаты моделирования. Моделирование проводится с помощью программного пакета MATLAB/Simulink, который позволяет моделировать систему управления различной сложности, а также работу элементов силовой электроники и электрических элементов в целом. Как правило, системы электропривода, использующие SHERPWM работают в комбинированном режиме, когда на низких частотах используется, например, синусоидальная широтно-импульсная модуляция, а на высоких, когда требуется большая амплитуда напряжения, чем это позволяет сделать синусоидальная ШИМ, – избирательная ШИМ. В данной статье на всех этапах работы системы используется избирательная ШИМ, что позволяет оценить возможность работы системы во всем диапазоне. Рассмотрена работа системы электропривода при двух алгоритмах управления ШИМ:

- ШИМ с минимальным числом коммутаций (3р);
- ШИМ с подавлением двух гармоник (7р).

На рис. 6, а приведены изображения реакцией момента $M_{дв}$ и фазного тока I_{abc} , а на рис. 6, б – реакции скорости вращения ротора Ω и линейное напряжение U_{ab} при алгоритме 3р.

Как видно из рис. 6, система выходит в установившийся режим без колебаний. Длительность переходных процессов связана с большой длительностью промежутков включения и выключения транзисторов. Результаты моделирования системы с алгоритмом 7р приведены на рис. 7.

В данном случае можно наблюдать, что переходный процесс быстрее, отсутствуют длительные колебания скорости. Также за счет повышения частоты коммутации снизились пульсации момента.

Была синтезирована система управления синхронного высокоскоростного привода с управлением инвертора посредством избирательной

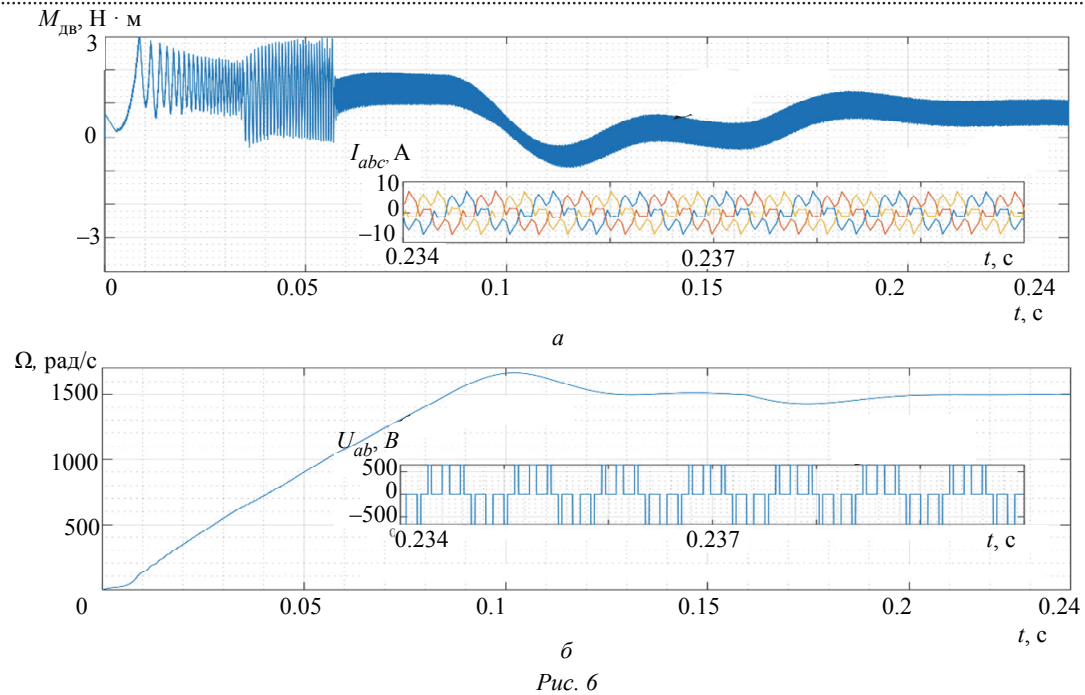


Рис. 6

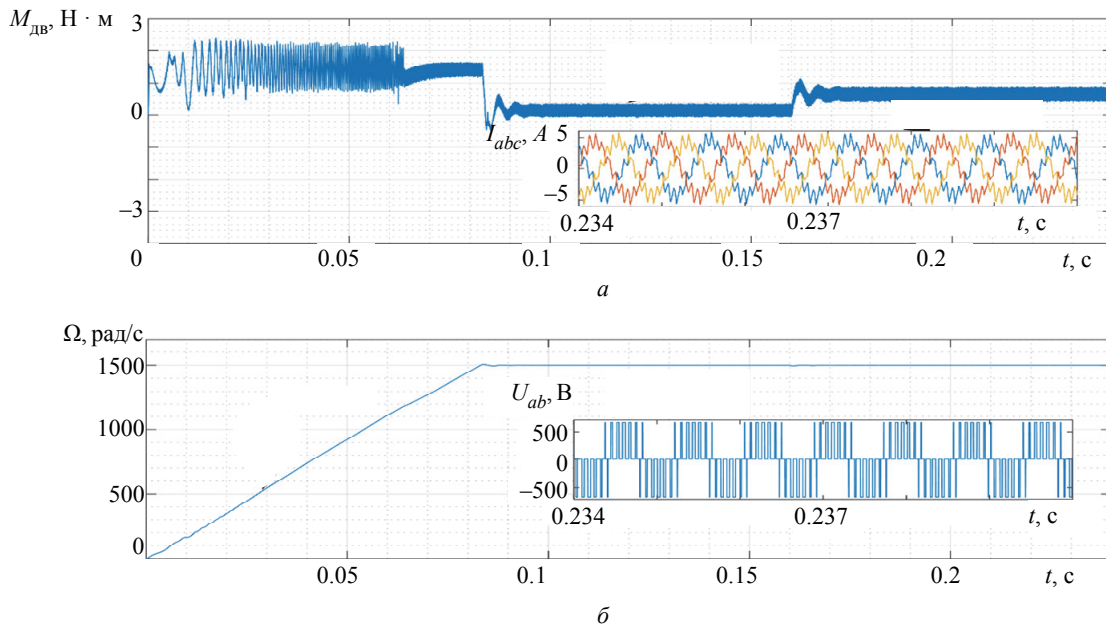


Рис. 7

ШИМ. Результаты моделирования показали, что устойчивая работа системы на малых индексах частотной модуляции обеспечивается избирательной ШИМ. Кроме того, обеспечивается возможность подавления необходимого числа гармоник напряжения, а следовательно, и тока, в соответствии с алгоритмом. Работоспособность системы показывает, что применение такого рода ШИМ возможно в системах синхронного высоко-

скоростного привода и имеет свои преимущества в задачах, требующих снижения габаритов преобразовательной техники, в частности в модульных приводах. Дальнейшая деятельность может быть направлена на исследование интеллектуальных алгоритмов для расчета углов коммутации транзисторов, а также на использование иных критериев, например минимального коэффициента гармонических искажений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гасияров В. Р., Радионов А. А., Маклаков А. С. Моделирование трехуровневого преобразователя частоты с фиксированной нейтралью при алгоритме ШИМ с

удалением выделенных гармоник // Электротехнические системы и комплексы. 2017. № 1 (34). С. 4–9.

2. Григорьев И. С. Энергетические показатели инверторов напряжения с различными законами и способами коммутации цепи нагрузки // Альманах науч. раб. молодых ученых Ун-та ИТМО. 2016. Т. 1. С. 317–320.

3. Samadi A., Farhangi S., Anovel optimization method for solving harmonic elimination equations // 7th Intern. Conf. on Power Electronics ICPE'07. Daegu, Korea, 2007. P. 180–185.

4. Малышков Г. М. Способы аппроксимации синусоидального напряжения дискретным. М.: Радио и связь, 1985. Вып. 16. 116 с.

5. Виноградов А. Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / ИГЭУ. Иваново, 2008. 98 с.

6. D. Grahame Holmes, Thomas A. Lipo. Pulse width modulation for power converters: Principles and Practice. USA: Wiley-IEEE Press, 2003. P. 734.

7. Балковой А. П., Цаценкин В. К. Прецизионный электропривод с вентильными двигателями. М.: Издательский дом МЭИ, 2010. 328 с.

8. Feedback control of high-speed PMSM with synchronous optimal PWM / F. Mink, K. Peter, H. Kasten, S. Beineke // 18th European Conf. on Power Electronics and Appl. (EPE'16 ECCE Europe). Karlsruhe, 2016. P. 1–10.

A. Yu. Kuzin, I. S. Grigorev, D. V. Lukichev
ITMO University

APPLICATION OF SELECTIVE PWM TO CONTROL HIGH-SPEED PMSM

The method of formation of a latitudinal modulated control signal for power supply of a synchronous electric machine with excitation from permanent magnets by means of a three-phase inverter is presented. The theoretical basis for calculating the switching angles of three-phase inverter transistor switches necessary for the formation of a given harmonic composition of the output voltage is presented. Values of switching angle sets corresponding to different algorithms of selective pulse width modulation are obtained by the interactive Newton-Raphson numerical method. The analysis of the harmonic composition of the output voltage for the studied algorithms of selective pulse width modulation is carried out. A closed-loop slave speed control system of a three-phase synchronous motor with an internal current loop is constructed. The structure of the internal current control loop with the voltage inverter control using selective pulse width modulation algorithms is given. The stable operation of the control system with a small index of frequency modulation and suppression of the harmonics specified by the algorithm in the output voltage is shown.

Synchronous machine, three-phase inverter, simulation, control, robot, manipulator

УДК 621.313

А. А. Усольцев, Д. С. Вдовиченко

Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет
информационных технологий механики и оптики (Университет ИТМО)

Компенсация влияния температуры окружающей среды на характеристики вентильного двигателя

Расчетом конструкции синхронного двигателя с индуктором коллекторного типа, основанным на одномерной нелинейной модели магнитной системы, исследовано влияние температуры окружающей среды на механическую характеристику вентильного двигателя. В результате исследования установлено, что изменение температуры в пределах от –60 до +80 °С приводит к уменьшению пускового момента в 2.4 раза и увеличению скорости холостого хода в 1.4 раза. Таким образом, средняя жесткость механической характеристики уменьшается приблизительно в 3.3 раза, что существенно влияет на динамику двигателя, в особенности в области нагрузок, близких к номинальной и ниже нее.

Исследована также эффективность термокомпенсации, реализованной включением в цепь питания терморезисторов, и установлено, что этот метод позволяет существенно снизить влияние температуры на динамику двигателя в области нагрузок выше номинальной, в то время как при малых нагрузках происходит перекомпенсация, что на практике можно устранить коррекцией характеристики терморезистора с помощью внешних нелинейных элементов.

Вентильный двигатель, механическая характеристика, электромеханическая постоянная времени, термостабильность, термокомпенсация, терморезистор

Вентильные двигатели (ВД) находят широкое применение во многих областях техники благода-

ря высокому качеству рабочих и регулировочных свойств, в частности в приводах, работающих в