

УДК 621.314

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА УПРАВЛЕНИЯ ТРЕХФАЗНЫМ ИНВЕРТОРОМ ДВУХФАЗНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ДЛЯ СНИЖЕНИЯ ЧИСЛА КОММУТАЦИЙ КЛЮЧЕВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

В.Н. МЕЩЕРЯКОВ, А.С. БЕЛОУСОВ

ФГБОУВО «Липецкий государственный технический университет», г. Липецк, Российская Федерация
E-mail: 011bas962@gmail.com

Авторское резюме

Состояние вопроса. Высокая перегрузочная способность и возможность регулирования скорости в широком диапазоне являются важными требованиями, предъявляемыми к современным электроприводам. Внедрение регулируемого двухфазного электропривода небольшой мощности, обладающего этими свойствами, в средства малой механизации ограничено необходимостью преобразователя частоты обеспечивать функцию конверсии трехфазной сети в двухфазную, возникающую при возрастании единичной мощности таких механизмов. Проведенные ранее исследования показали возможность использования типового преобразователя частоты с трехфазным мостовым инвертором напряжения с применением нового алгоритма управления на основе пространственно-векторной ШИМ. При использовании ШИМ частота коммутации ключевых элементов инвертора остается достаточно высокой, строго заданной, не поддающейся снижению без ухудшения гармонического состава. Цель данной работы – разработать алгоритм управления двухфазного электропривода, снижающий число коммутаций ключевых элементов трехфазного инвертора без увеличения отклонений мгновенных значений фазных токов от синусоиды задания.

Материалы и методы. Используются положения теории автоматического управления, теории электропривода и методы математического моделирования. В качестве объекта моделирования выбрана система управления двухфазным двигателем. Моделирование осуществлено с использованием элементов программного комплекса Matlab Simulink.

Результаты. Предложен алгоритм работы системы управления трехфазным инвертором двухфазного электропривода, отличающийся от известной системы управления типовым мостовым инвертором с пространственно-векторной ШИМ применением релейных регуляторов фазных токов и разделением периода синусоид фазных токов на четыре участка и обеспечивающий снижение числа коммутаций ключевых элементов инвертора при равенстве максимальных мгновенных отклонений значений токов от синусоидального задания, стабилизации пускового момента двигателя и плавном регулировании скорости.

Выводы. Полученные результаты свидетельствуют, что при равном максимальном отклонении мгновенных значений тока от заданного синусоидального значения в предлагаемой системе снижено число коммутаций ключевых элементов инвертора по сравнению с известными аналогами. В системе электропривода обеспечивается запуск двухфазного двигателя со стабилизацией пускового момента при повышенной нагрузке. Рассмотренная система частотного управления с релейными регуляторами тока может быть использована для двухфазных электроприводов средств малой механизации, а также бытовой техники и перспективна в качестве замены менее экономичных однофазных и конденсаторных двигателей.

Ключевые слова: двухфазный двигатель, трехфазный мостовой инвертор, ключевые элементы, система управления, релейный регулятор тока, алгоритм управления

DEVELOPMENT OF A CONTROL ALGORITHM FOR THE THREE-PHASE INVERTER OF THE TWO-PHASE ELECTRIC DRIVE FOR REDUCING THE NUMBER OF SWITCHING ELEMENTS

V.N. MESHCHERYAKOV, A.S. BELOUSOV

Lipetsk State Technical University, Lipetsk, Russian Federation
E-mail: 011bas962@gmail.com

Abstract

Background. High overload capacity and ability to control speed in a wide range are important requirements for modern electric drives. Introduction of a low-power adjustable two-phase electric drive with these properties into mechanical devices is limited by the frequency converter function to convert a three-phase network into a two-phase one when the unit power of such mechanisms increases. Previous studies have shown that it is

possible to use a standard frequency converter with a three-phase bridge voltage inverter applying a new control algorithm based on space-vector PWM. When PWM is used, the switching frequency of the key inverter elements remains quite high, strictly specified, non-amenable to reduction without degrading the harmonic composition. The goal of this work is to develop an algorithm for two-phase electric drive control that would reduce the number of switching operations of the switch elements of a three-phase inverter without increasing the deviations of the instantaneous values of the phase currents from the reference sine curve.

Materials and methods. The study employed provisions of the theory of automatic control, the theory of electric drive and methods of mathematical modeling. The simulation object was the control system of a two-phase motor; the elements of the Matlab Simulink software package were used.

Results. An algorithm has been proposed for operating a three-phase inverter of a two-phase electric drive system. The difference of the algorithm from the well-known control system of a standard bridge inverter with space vector PWM consists in using phase current control relays and dividing the period of sinusoidal phase currents into four sections ensuring a decrease in the number of switching operations of the inverter switch elements when the maximum instantaneous deviations of current values from a sinusoidal reference are equal, the starting torque of the motor is stabilized and the speed control is smooth.

Conclusions. The results show that with an equal maximum deviation of the instantaneous current values from a given sinusoidal value, the number of switching operations of the inverter switch elements in the proposed system is smaller than in the known analogues. The electric drive system ensures the start of a two-phase motor with stabilization of the starting torque under increased load. The considered system of variable frequency control with current control relays can be used for two-phase electric drives of mechanical devices and household electric appliances and is promising as a substitute for less cost-effective single-phase and capacitor motors.

Key words: two-phase motor, three-phase bridge inverter, switch elements, control system, relay current regulator, control algorithm

DOI: 10.17588/2072-2672.2019.3.049-061

Введение. За последние десятилетия опубликован ряд работ, посвященных проблемам управления двухфазным двигателем. Исторически двухфазный асинхронный двигатель (АД) был изобретен на год раньше трехфазного [1], однако имел существенные конструктивные недостатки (сосредоточенные обмотки статора и ротора, четыре питающих провода), которые были устранены в трехфазном варианте, вследствие чего двухфазный электропривод широкого распространения не получил. Исключение составляют маломощные конденсаторные АД, применяемые в бытовой технике, и двухфазные микродвигатели с полым ротором, применяемые в небольших вентиляторах. Двухфазные машины средней и большой мощности практически не изготавливались [2]. При этом следует отметить, что, обладая сопоставимыми массогабаритными параметрами с трехфазными АД, двухфазные АД имеют повышенный пусковой и максимальный моменты, так как могут быть выполнены с большим числом пар полюсов [2].

Одним из основных недостатков двухфазных электроприводов является сложность получения требуемого питающего напряжения, так как синусоиды двух фазных напряжений должны быть смещены относительно друг друга на 90° . Каж-

дую обмотку двигателя можно питать от собственной однофазной сети, например, при подключении их к общей трехфазной через трансформатор по схеме Скотта. Однако это значительно усложняет схему и увеличивает стоимость привода. В конденсаторных двухфазных АД роль фазосмещающего элемента выполняет сам конденсатор, но этот вариант подходит только для бытовых приводов, питающихся от одной фазы промышленной сети. Для подключения двухфазного АД к трехфазной сети необходим преобразователь частоты, совмещающий функции регулирования и функции изменения числа фаз. Существует несколько вариантов такого преобразователя, самым простым для реализации представляется преобразователь со звеном постоянного тока, предназначенный для трехфазного привода, с измененным законом коммутации ключей инвертора. Важной задачей при разработке системы управления является создание нового алгоритма работы ключевых элементов инвертора с применением релейного принципа регулирования фазных токов, так как в этом случае снижается количество коммутаций и уменьшается риск перегрева вентиляей.

Методы исследования. Так же, как и трехфазные АД, двухфазные АД могут

подключаться к питающей сети через непосредственные преобразователи частоты (НПЧ) и преобразователи частоты со звеном постоянного тока. Исследования двухфазного электропривода с тиристорным НПЧ [2] показали, что суммарное число тиристоров в схеме двухфазного ЭП меньше, чем у трехфазного. Однако такая схема обеспечивает подключение не к трехфазной, а к двухфазной сети, т. е. необходимы дополнительные конструктивные элементы, изменяющие число фаз, и однозначно говорить о дешевизне конструкции нельзя. Требуемая двухступенчатая система была разработана в Жилинском университете Словакии [3, 4]. Двухступенчатая система состоит из источника постоянного тока, однофазного инвертора, высокочастотного трансформатора с двумя вторичными обмотками и двух однофазных полумостовых матричных НПЧ (рис. 1). В данной системе количество силовых элементов действительно уменьшается, каждая фаза управляется отдельно, а вход и выход гальванически разделены. Однако в данной схеме необходим трансформатор с отпайками центральных точек вторичных обмоток, что снижает ее надежность и увеличивает стоимость. В другом варианте двухступенчатой системы отпайки выполнены от центральных точек обмоток АД, что усложняет уже конструкцию двигателя.

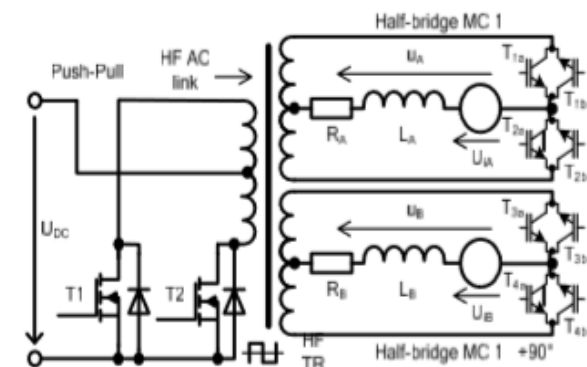


Рис. 1. Структура двухступенчатой системы двухфазного электропривода

Данных проблем не имеют преобразователи со звеном постоянного тока и управляемым инвертором напряжения. Для двухфазных приводов возможны четыре варианта конструкции инвертора: двухплечевой, трехплечевой (используемый в трехфазных преобразователях) и четырехплечевой (рис. 2).

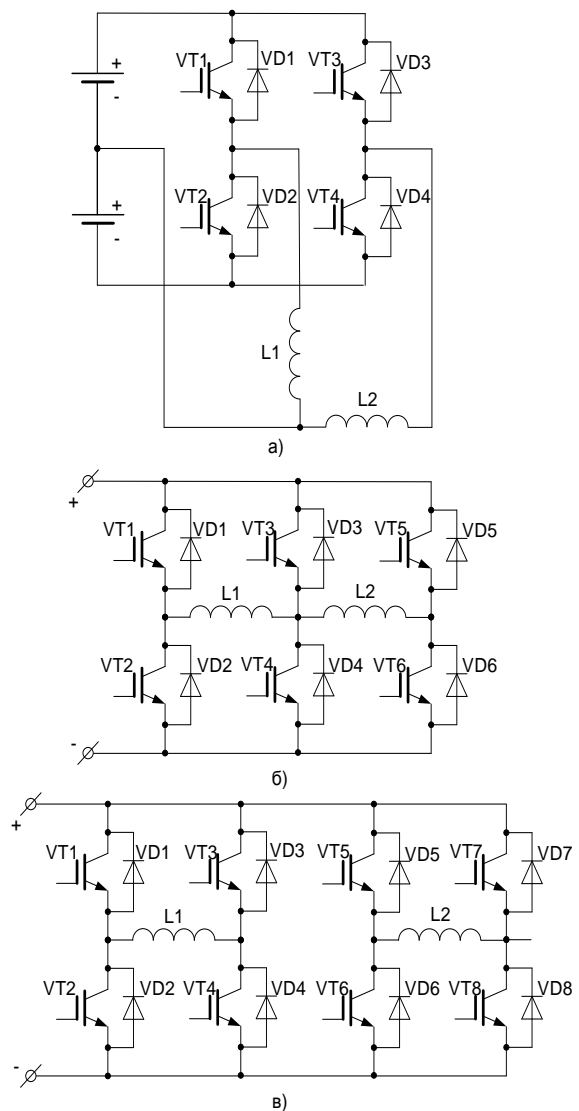


Рис. 2. Конструкции инвертора: а – двухплечевой; б – трехплечевой; в – четырехплечевой

Коммутация ключей инвертора осуществляется по принципам широтно-импульсной модуляции (ШИМ), которая может быть синусоидальной (СШИМ) и пространственно-векторной (ПВШИМ). В системах с СШИМ возможно регулирование амплитуды напряжения одной обмотки, регулирование напряжений с постоянным углом между напряжениями обмоток и регулирование угла фазового сдвига между напряжениями с постоянной амплитудой [5]. Самым распространенным способом управления служит пространственно-векторная широтно-импульсная модуляция (ПВМ), принцип действия которой основан на изменении момента включения или отключения вентиля в зависимости от того, в каком секторе кругового поля находится вектор напряжения в данный момент. Для различных конструкций ин-

вертора векторные диаграммы напряжения будут различны [6].

Стоит отметить, что для двухфазного электропривода с трехфазным инвертором векторная область напряжения будет иметь вид неравностороннего шестиугольника, разбитого на шесть секторов, равных по площади [7]. Это означает, что во время нахождения вектора напряжения в первом квадранте к обмоткам прикладывается полное напряжение от звена постоянного тока, а во втором – оно снижается до 70,7 % от полного [7].

Наиболее оптимальной конфигурацией инвертора считают типовую трехфазную, такой инвертор не требует подключения дополнительной стойки с конденсаторами или транзисторами. Борьба с недостатками, связанными с несимметричностью работы инвертора, позволяет разбивка всего периода синусоиды напряжения на две части, в каждой из которых реализуются свои алгоритмы ПВШИМ. На оптимизацию алгоритма коммутации направлены также патенты [9, 10], в которых предлагается удерживать первый ключ одной стойки постоянно закрытым, а второй открытым в течение нахождения вектора напряжения в определенном подсекторе, тем самым управляя двумя другими парами.

Проблема оптимизации частоты коммутации во всех системах с ШИМ заключается в том, что в этих условиях частота коммутации ключей инвертора достигает частоты самой ШИМ. В [7] частота коммутации превышала 6 кГц. Однако если при нахождении отклонений значений токов статора в определенных минимальных пределах не производить переключений, то частота коммутаций существенно снизится. Данную систему управления можно назвать системой с релейными регуляторами тока. Для двухфазного инвертора такая система рассматривалась в [11]. Во внешнем контуре скорости формируется задание на амплитуду тока одной фазы, пропорциональную амплитуде тока другой фазы, и задание на частоту синусоид токов. Рассчитанные токи сравниваются с сигналами обратных связей, отклонения подаются на релейные регуляторы в виде блоков гистерезиса. Сигналы на их выходах служат сигналами управления верхней группы ключей, а им обратные – нижней группы. Для электропривода с трехфазным инвертором такой принцип не

применим, так как необходимо формирование сигналов управления ключами стойки, средняя точка которых является общей для двух обмоток. Алгоритм управления в этом случае предложен в патенте [12], результаты его исследования приведены в [13].

Рассмотрим систему управления двухфазным АД на базе инвертора напряжения с релейным регулятором тока (рис. 3).

Устройство содержит двухфазный АД 1, нерегулируемый диодный выпрямитель 2, звено постоянного тока с емкостным фильтром 3 и трехплечевой инвертор напряжения 4, выполненный на IGBT-транзисторах с обратными диодами. В выходах обмоток двигателя установлены датчики тока 5. Система управления 6 содержит блок релейных регуляторов тока 7, на входе которого установлен блок сравнения 8, на который поступают задания токов и сигналы обратной связи по току.

Сигналы, формируемые блоком релейных регуляторов, – прямые и обратные, а также логические «0» и «1» из блока 10 поступают на драйвер инвертора 9, который формирует комбинации состояний ключей инвертора на основе установленных логических сигналов. Начала обмоток обозначены звездочками «*».

Принцип алгоритма коммутации поясняется с помощью графика токов за один период (рис. 4). Графики токов должны иметь фазовый сдвиг 90° , при этом весь период разделяется на 4 участка в зависимости от значений каждого тока. Так, на первом участке ток обмотки I_a положительный, а обмотки I_b – отрицательный. На рис. 4 показаны направления протекания токов на каждом участке. Алгоритм коммутации должен обеспечивать соответствующие контуры тока в зависимости от текущего времени. При этом, в соответствии с принципами релейного управления, при достижении одним из токов границы зоны гистерезиса должно осуществляться переключение ветвей инвертора, отвечающих за контур протекания данного тока. Соответственно, возможно 4 варианта комбинаций ключей на одном временном участке и 16 комбинаций ключей всего. Контур протекания токов при различных комбинациях на первых двух участках показаны на рис. 5. Аналогично определяются контуры протекания тока двух других участков.

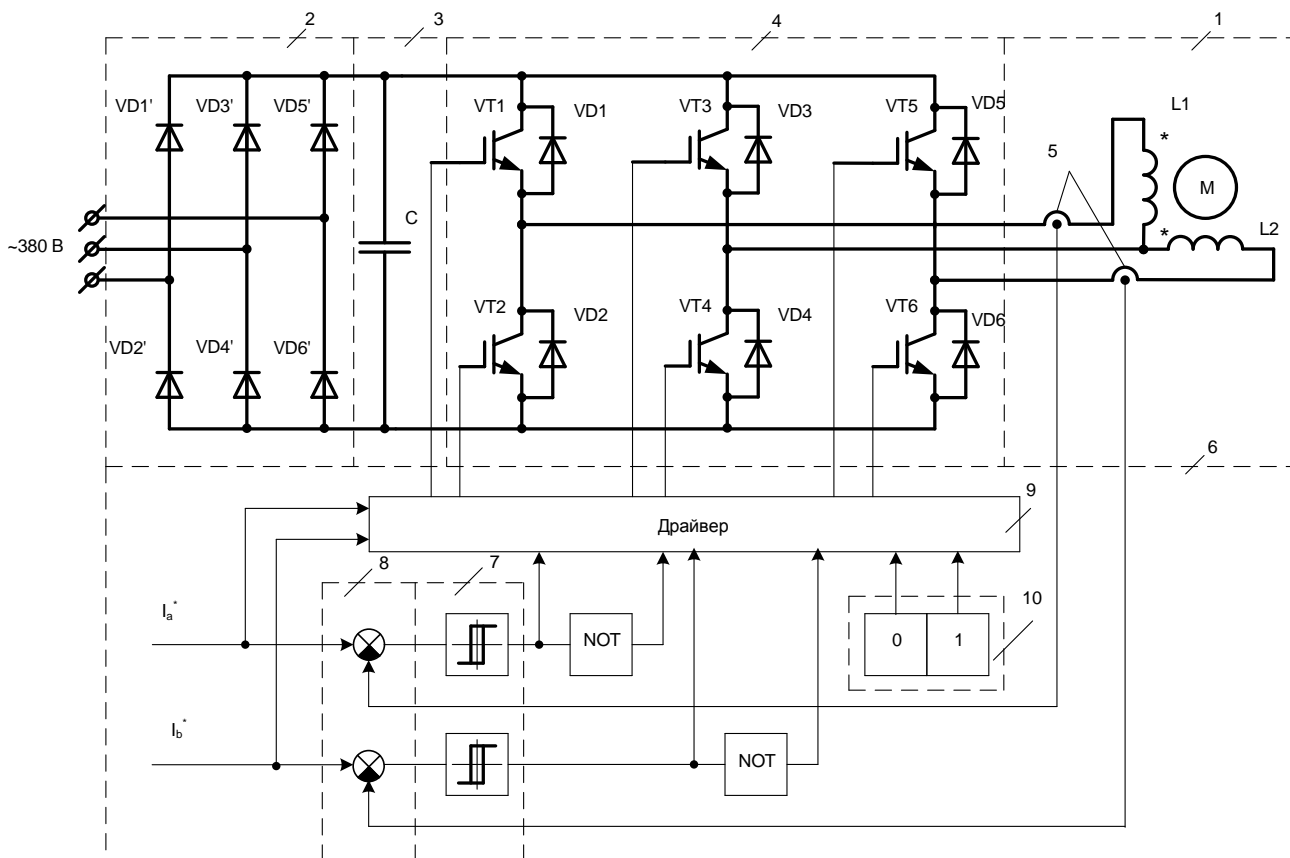


Рис. 3. Блок-схема системы управления двухфазным двигателем с релейным регулятором тока и трехплечевым инвертором

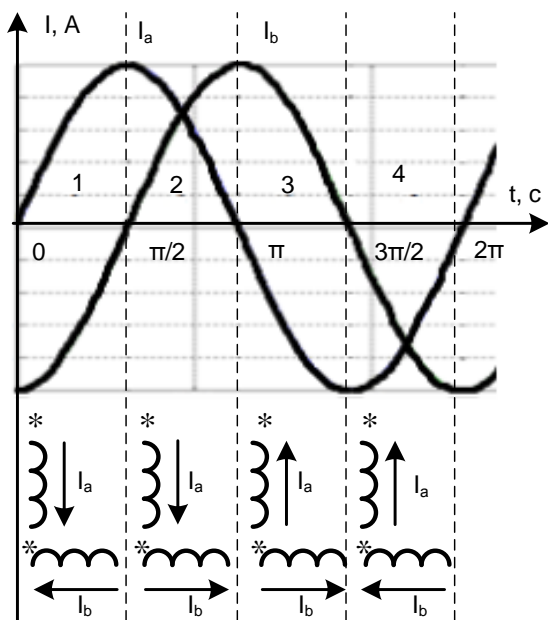


Рис. 4. График токов двух фаз двигателя за один период

Принципиальное отличие от законов коммутации, разработанных для трехфазного электропривода [14], заключается в следующем: при достижении границы ги-

стерезисной зоны производится переключение только одного ключа, принадлежащего верхней группе. Ключ, находящийся на той же стойке, что и переключаемый, остается в прежнем состоянии. В трехфазных приводах такой принцип позволял прикладывать к обмоткам обратное напряжение, снижать значения токов (по закону коммутации, ток на катушке индуктивности не может измениться скачком) и дольше «удерживать» их в заданной зоне. Однако в двухфазных системах это невозможно. Например, если при закрытии ключа VT1 открывать VT2, то ток от обмотки L2 будет протекать не через L1, а через открытый ключ VT4, имеющий нулевое сопротивление. Остаточная энергия L1 будет наводить такой же малый контур тока L1-VT4-VD2 (рис. 5,б), как и при закрытом ключе VT2. Таким образом, одновременное переключение двух транзисторов в одном плече приводит лишь к увеличению числа коммутаций, что является негативным явлением.

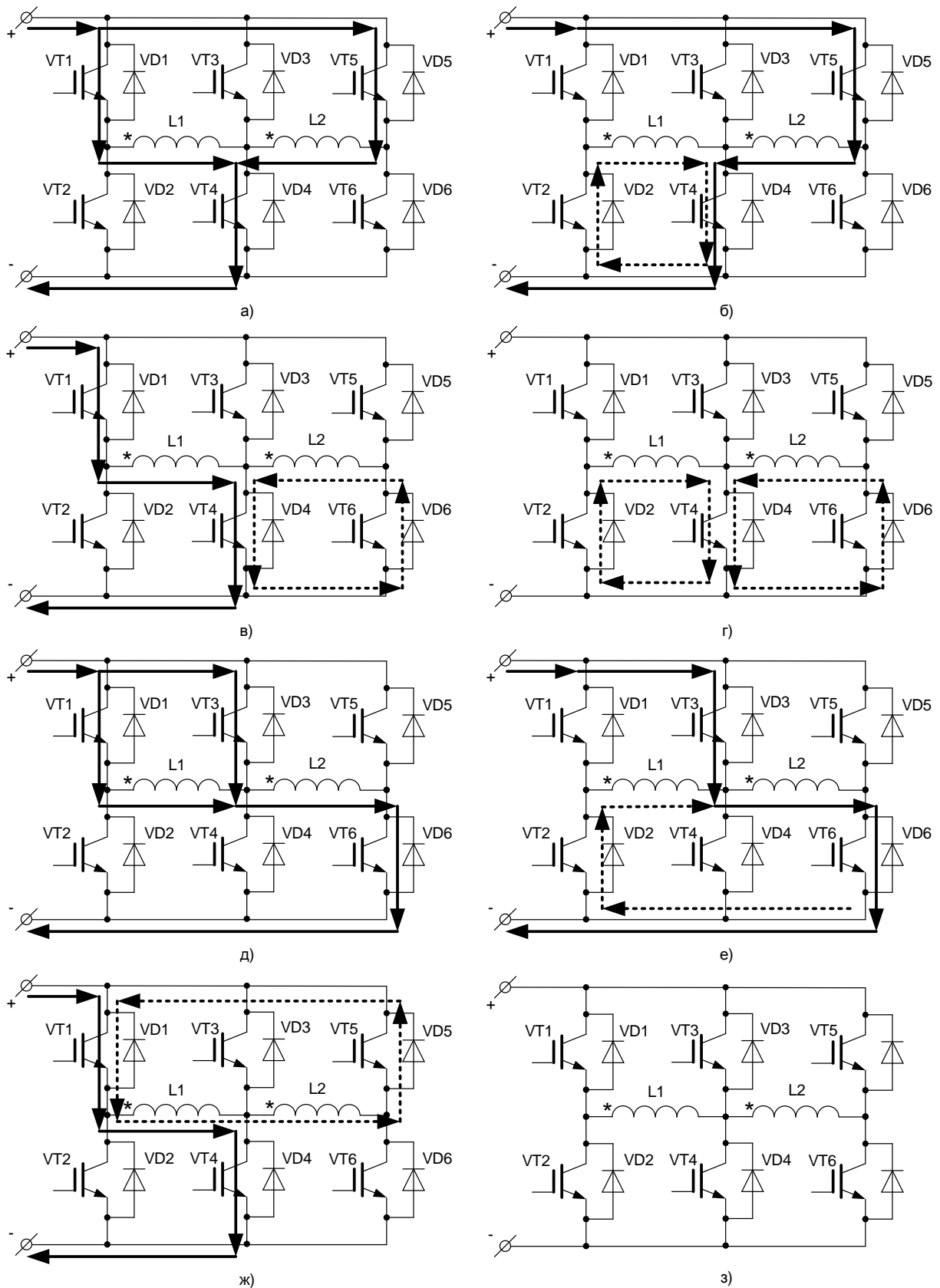


Рис. 5. Контуры протекания токов по обмоткам двигателя и инвертору на первых двух участках периода: а – токи в пределах допустимой зоны; б – ток первой обмотки вышел из зоны; в – ток второй обмотки вышел из зоны; г – оба тока вышли из зоны на первом участке периода синусоиды; д – токи в пределах допустимой зоны; е – ток первой обмотки вышел из зоны; ж – ток второй обмотки вышел из зоны; з – оба тока вышли из зоны на втором участке периода синусоиды

Все возможные комбинации состояний ключей инвертора, обеспечивающие требуемые контуры протекания тока, представлены в таблице. Для реализации алгоритма коммутации, обеспечивающего переключение данных комбинаций, в Matlab Simulink была разработана модель системы управления с релейными регуляторами токов двух фаз (рис. 6).

Состояния ключей инвертора в зависимости от нахождения значений токов в гистерезисной зоне

Участок	$I_1 \in h(I_1^*), I_2 \in h(I_2^*)$	$I_1 \notin h(I_1^*), I_2 \in h(I_2^*)$	$I_1 \notin h(I_1^*), I_2 \notin h(I_2^*)$	$I_1 \in h(I_1^*), I_2 \notin h(I_2^*)$
$I_1 \geq 0, I_2 \leq 0$	1 0 1 0 0 1 0 0 0 1 0 0	0 1 0 0 1 0 0 1 0 0 1 0		
$I_1 \geq 0, I_2 \geq 0$	1 1 0 0 1 0 0 0 0 1 0 0	0 0 1 0 0 1 0 0 0 0 1 0		
$I_1 < 0, I_2 \geq 0$	0 1 0 0 1 0 0 1 0 0 1 0	1 0 1 0 0 1 0 0 0 1 0 0		
$I_1 < 0, I_2 < 0$	0 1 1 0 0 1 0 0 0 0 1 0	1 0 0 0 1 0 0 0 0 1 0 0		

Данная модель работает следующим образом. Два компаратора сравнивают сигналы задания с нулем, логические эле-

менты AND и NOT на основе этого сравнения определяют текущий участок синусоид токов. Для каждого участка формируется своя комбинация импульсов управления инвертором – это сигналы с выходов релейных регуляторов (блоки гистерезис) и им обратные. В случае, если на участке не предусмотрены изменения состояний ключей общего плеча, на них подаются логические «0» или «1». Так как возможны ситуации, когда оба ключа общего плеча имеют одинаковое состояние (рис. 5,3), то необходима блокировка от их одновременного включения, которая реализована блоком AND.

Таким образом, разработанный алгоритм работы релейного регулятора выполняет следующие операции:

- по сигналам задания определяется текущий участок синусоид токов;
- на первом участке при достижении разницей заданного и измеренного значений фазного тока нижней границы порогового уровня выключают вентиль верхнего плеча соответствующей фазы (рис. 5,б,в);
- при достижении разницей заданного и измеренного значений фазного тока верхней границы порогового уровня включают вентиль верхнего плеча соответствующей фазы (рис. 5,а);

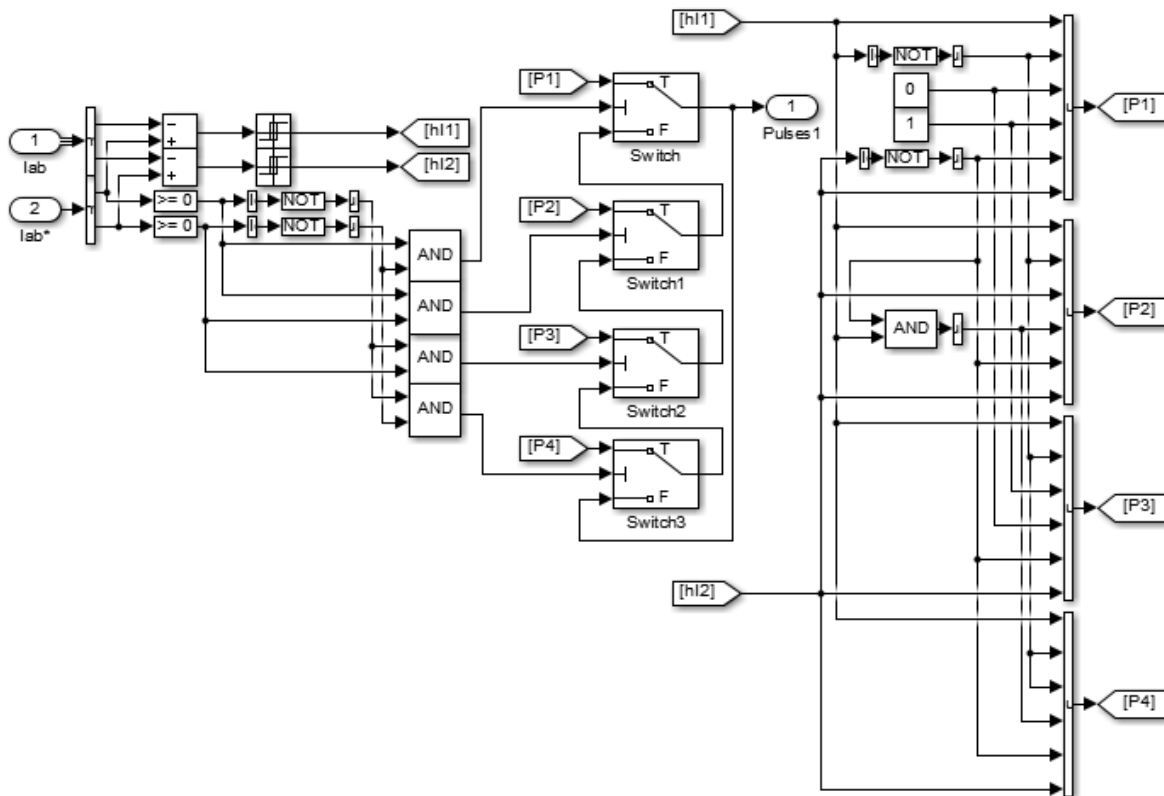


Рис. 6. Модель регулятора токов двухфазного электропривода

–на втором участке при достижении разницы заданного и измеренного значений тока фазы *a* нижней границы порогового уровня выключают верхний плечо фазы *a* (рис. 5,е), в аналогичном случае для фазы *b* выключают верхний плечо общего плеча и включают нижний плечо общего плеча (рис. 5,ж); при достижении разницы заданного и измеренного значений фазного тока верхней границы порогового уровня происходят обратные переключения (рис. 5,д);

–на третьем и четвертом участках алгоритм коммутации аналогичен первому и второму участкам соответственно, при этом в пределах границ порогового уровня фазные токи удовлетворяют графикам на рис. 4.

Данный алгоритм первоначально был опробован для активно-индуктивной нагрузки в виде RL-звена [13]. В рамках данного исследования была разработана модель двухконтурной системы управле-

ния двухфазным электроприводом с внешним контуром скорости и компенсацией скольжения (рис. 7), созданная на основе функциональной схемы векторного управления (рис. 8).

Функциональная схема (рис. 8) была составлена на основе системы косвенного векторного управления двухфазным АД, описанной в [15] для двухфазного электропривода с двухплечевым инвертором, регулируемым ПВШИМ. Отличие заключается в том, что вместо использования ПИ-регуляторов токов в неподвижной системе координат DQ применяются релейные регуляторы токов, установленные внутри общего контура токов (рис. 9, PPT), уже пересчитанных в системе фазовых координат АВ. Это позволяет избавиться от дополнительных блоков пересчета координат, характерных для систем векторного управления, так как в двухфазных двигателях обмотки фаз *a* и *b* уже имеют угол сдвига 90° .

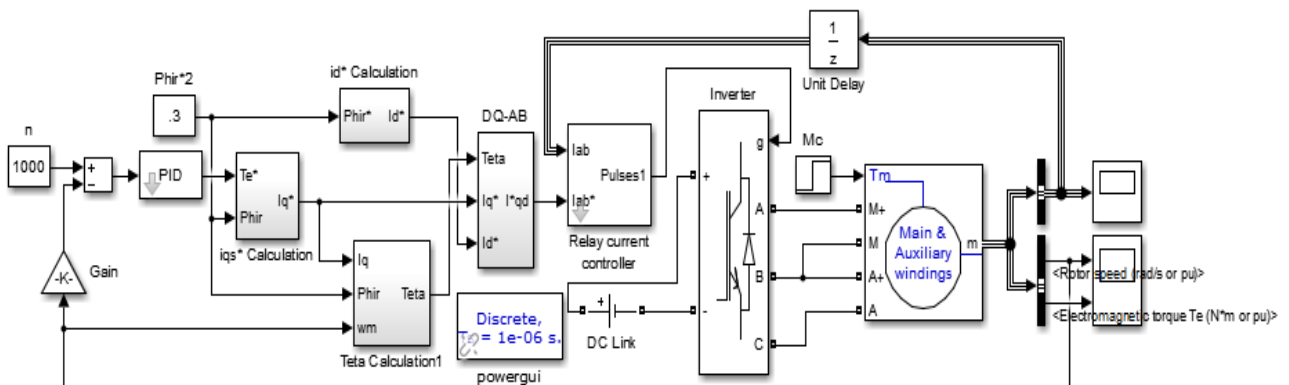


Рис. 7. Модель двухконтурной системы управления двухфазным АД с релейным регулятором тока

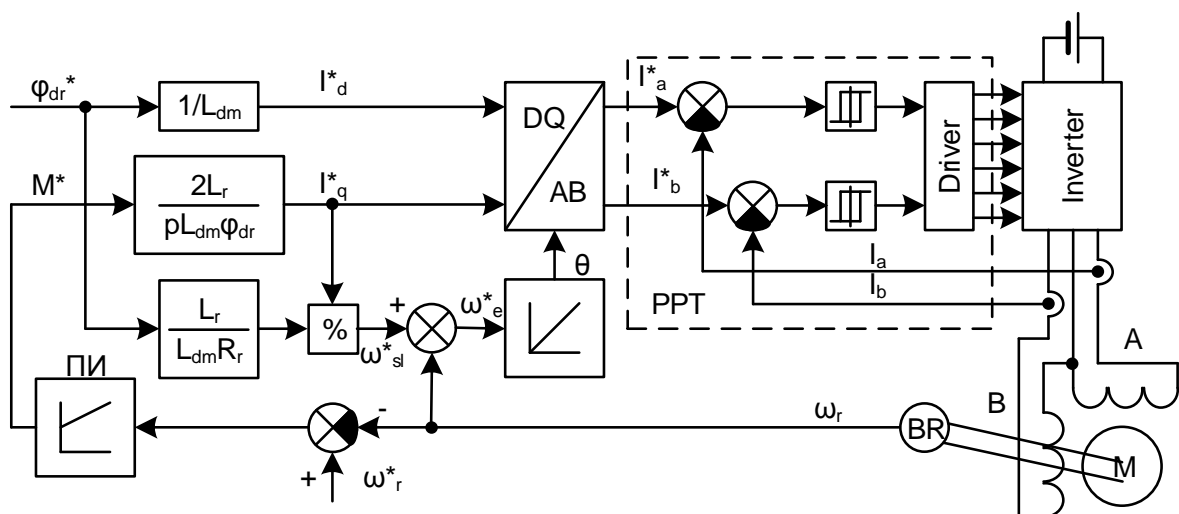


Рис. 8. Функциональная схема двухконтурной системы управления двухфазным АД с релейным регулятором тока

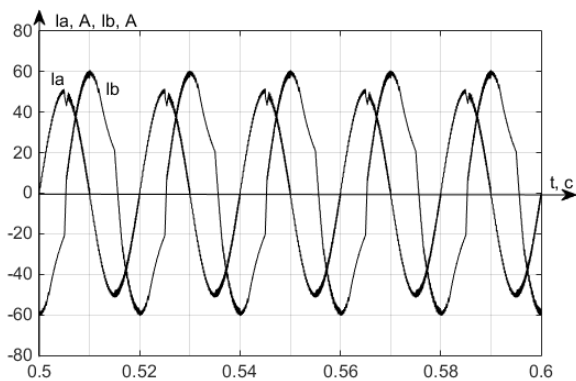


Рис. 9. Токи двухфазной RL-нагрузки

Система работает следующим образом. Момент двухфазного двигателя равен

$$M = \frac{2}{p} \frac{L_{dr}}{L_r} (i_{qs}\varphi_{dr} - i_{ds}\varphi_{qr}), \quad (1)$$

где M – момент; p – число полюсов; L_{dr} – d -составляющая индуктивности ротора; L_r – индуктивность ротора; i_{qs} – q -составляющая тока статора; i_{ds} – d -составляющая тока статора; φ_{dr} – d -составляющая потока ротора; φ_{qr} – q -составляющая потока ротора.

При этом можно считать, что $\varphi_{qr} = 0$, $\varphi_{dr} = const$. Следовательно, момент равен

$$M = \frac{2}{p} \cdot \frac{L_m}{L_r} \varphi_{dr} i_{qs}, \quad (2)$$

где L_m – взаимная индуктивность.

Так, зная момент двигателя, можно вычислить q -составляющую тока статора:

$$i_{qs} = \frac{2L_r M}{pL_m \varphi_{dr}}. \quad (3)$$

При этом d -составляющая равна

$$i_{ds} = \frac{\varphi_{dr}}{L_{dm}}, \quad (4)$$

где L_{dm} – d -составляющая взаимной индуктивности.

Для пересчета составляющих токов статора из системы dq в систему фазовых координат АВ необходим угол поворота поля θ . Он может быть получен как интеграл угловой скорости вращения поля двигателя ω_e . При этом сама скорость вращения поля равна сумме скорости вращения ротора ω_r и скорости скольжения ω_{sl} :

$$\omega_e = \omega_r + \omega_{sl} = \omega_r + \frac{L_m}{\tau_r} \cdot \frac{i_{qs}}{\varphi_{dr}}. \quad (5)$$

Рассмотрим работу системы управления (рис. 8).

Разница сигнала задания скорости и ее обратной связи поступает на ПИ-регулятор скорости, выход которого служит заданием момента. По формуле (3) определяется ток в проекции на ось q , а по формуле (4) – ток в проекции на ось d . Зная значения скорости и потока ротора, определяется угол поворота поля (5), затем рассчитывается задание на токи фаз a и b :

$$\begin{cases} I_a = I_d \cos \theta - I_q \sin \theta, \\ I_b = I_d \sin \theta + I_q \cos \theta. \end{cases} \quad (6)$$

Если двигатель несимметричный (параметры обмоток фаз несколько различаются), что является наиболее распространенным случаем, то задание одного из токов умножается на поправочный коэффициент a . Задание токов поступает на вход блока релейного регулятора (рис. 6).

Разработанная система неявного векторного управления двухфазным электродвигателем с релейным регулятором тока позволит проводить точное регулирование скорости двигателя при сравнительно низком числе коммутаций ключей инвертора.

Результаты исследования. При моделировании брался двухфазный несимметричный двигатель Single Phase Asynchronous Machine тип Main and auxiliary windings со стандартными параметрами:

- мощность 0,25 лошадиных сил;
- напряжение 110 В;
- частота 60 Гц;
- сопротивление и индуктивность первой обмотки статора 2,02 Ом, 7,4 мГн;
- сопротивление и индуктивность второй обмотки статора 7,14 Ом, 8,5 мГн;
- сопротивление и индуктивность ротора 4,12 Ом, 5,6 мГн;
- взаимная индуктивность 177,2 мГн;
- момент инерции 0,0146 кг·м²;
- 2 полюса;
- обмоточный коэффициент 1,18.

Моделирование проводилось с постоянным шагом дискретизации 1 мкс. В модели двигателя не учитывались вихревые токи, насыщение магнитной цепи, тепловые потери.

График токов, полученный в системе с двухфазной RL-нагрузкой, имитирующей обмотки статора, током задания амплитудой 50 А и гистерезисной зоной 1 А приведен на рис. 9.

Данный график свидетельствует о достижении поставленной цели – получении двухфазного тока на выходе инвертора, управляемого по разработанному алгоритму с релейным регулятором токов.

Результаты моделирования двухконтурной системы управления электроприводом показаны на рис. 10. На них изображены токи статора (рис. 10,а), угловая скорость (рис. 10,б), момент двигателя (рис. 10,в).

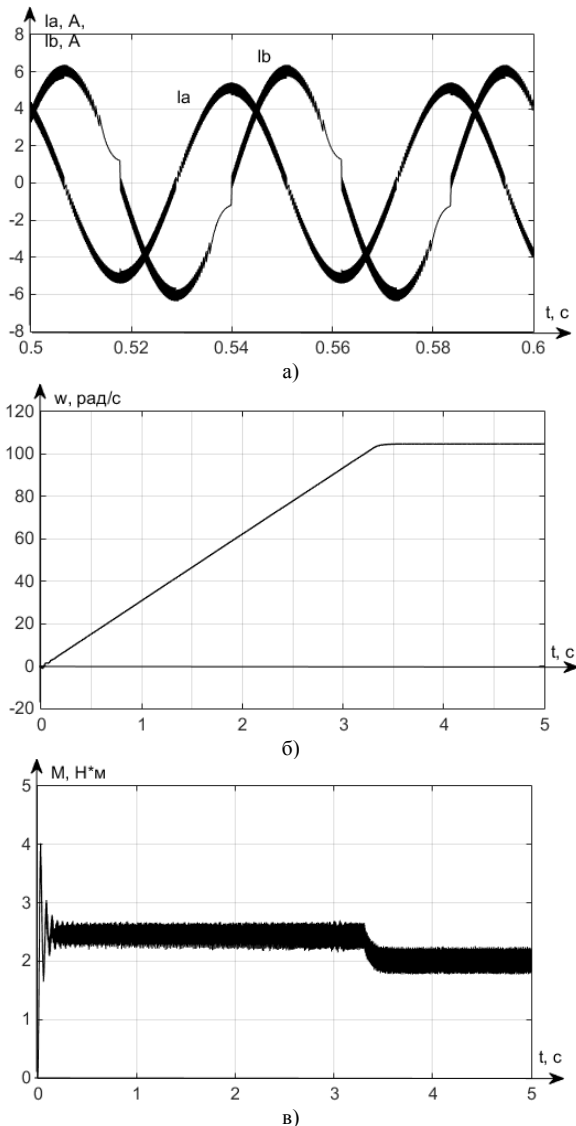


Рис. 10. Результаты моделирования двухконтурной системы управления: а – токи двух фаз; б – угловая скорость; в – момент двигателя

Графики токов близки к синусоидальным. При приближении значения тока фазы b к 0 отчетливо видно переключение вентиля при достижении границы заданной зоны, что характерно для систем с релейным регулятором. Стоит отметить, что на втором и четвертом участках синусоид ча-

стота коммутации и диапазон заданной зоны увеличиваются. Это происходит по причине того, что при нахождении токов в заданной зоне на одну из обмоток не подводится полное напряжение (рис. 5,д). В этот момент ток резко уменьшается и выходит за пределы зоны, после чего следует переключение вентиля и его возвращение. При достижении верхней границы ток вновь уменьшается и процесс повторяется до окончания пределов участка. Влияние на форму графика при этом незначительно.

Скорость увеличивается плавно и держится на заданном уровне, без просадок под действием нагрузки, что говорит об отработке компенсации скольжения (5). Сама нагрузка была выбрана в 2 раза больше номинальной (2 Н·м) и прикладывалась в момент запуска двигателя в целях проверки главных достоинств двухфазного двигателя. Таким образом, установлено, что двухфазный двигатель способен запускаться со стабильным значением пускового момента при повышенной нагрузке с нулевой скорости. Момент колеблется около заданного значения, зона колебаний 0,4 Н·м, что составляет 20 % от задания. Для сравнения, зона колебаний момента в модифицированной системе прямого управления моментом двухфазного электропривода с трехплечевым инвертором [16] составляла 40 %.

Для оценки количественных показателей разработанная модель сравнивалась с моделью системы управления для двухфазного двигателя с трехфазным мостовым инвертором, работающей по принципу ПВШИМ [17], по двум показателям: частоте коммутаций ключей инвертора и гармоническому составу токов двигателя при равных отклонениях мгновенных значений токов статора от заданного синусоидального значения. Определение частоты коммутации выполнялось с помощью счетчика управляющих импульсов, реализуемого блоком Counter. В модели системы с релейным регулятором тока с гистерезисной зоной 1 А частоты коммутации каждого ключа составили:

- 5320 Гц – VT1, VT2;
- 5000 Гц – VT3;
- 5830 Гц – VT4;
- 4650 Гц – VT5, VT6.

В модели системы с ПВШИМ с управляющей частотой 6 кГц частоты ком-

мутации составили 5700 Гц для ключей первого и второго плеч и 6000 Гц для ключей третьего плеча.

Таким образом, на основе результатов моделирования можно сделать вывод, что в системе управления с релейным регулятором тока частота коммутации ключей инвертора ниже, чем в системе с ПВШИМ, а значит, в таком электроприводе потери мощности на нагрев транзисторов также будут меньше.

Оценить синусоидальность токов можно с помощью инструмента анализа

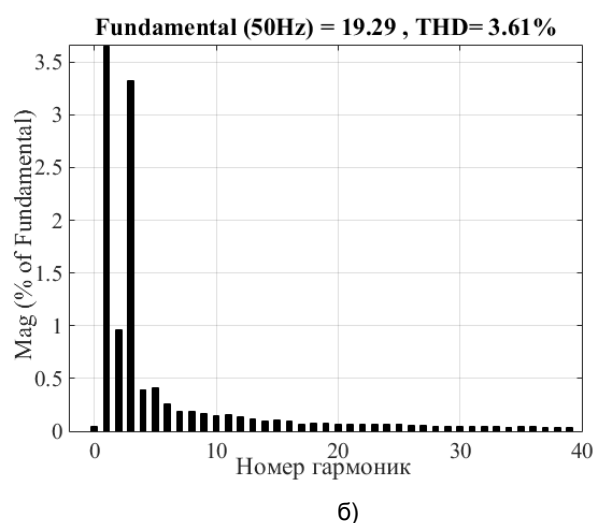
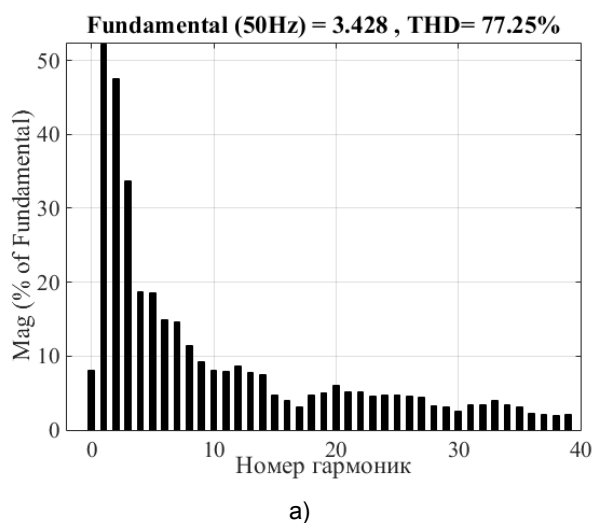


Рис. 11. Гармонический состав токов двигателя в системе с релейным регулятором (а), в системе с ПВШИМ (б)

Выводы. Разработанная модель системы управления с релейным регулятором тока двухфазного электропривода позволяет осуществлять косвенное векторное управление. Принцип работы новой системы управления заключается в сочетании работы внешнего контура скорости с векторным управлением и внутреннего контура тока с релейными регуляторами тока, задающими сигналы управления на ключевые элементы трехфазного мостового инвертора. Результаты проверки работоспособности каждого контура и всей системы в процессе компьютерного моделирования свидетельствуют о высоком качестве синусоидальности фазных токов и возможности запуска с нулевой скорости при повышенной нагрузке.

Сравнительный анализ результатов разработанной модели с моделью системы управления двухфазным двигателем с ПВШИМ показал, что с точки зрения качества гармонического состава предпочтительней системы с ПВШИМ, но при этом

гармонического состава блока Powergui, результаты которого приведены на рис. 11. По оси абсцисс приведены номера гармоник, а по оси ординат – значения гармоник в процентах от фундаментальной синусоиды с частотой 50 Гц. Гармонический анализ показал, что форма токов системы с ПВШИМ лучше, так как наиболее существенной паразитной является третья гармоника. В системе с релейным регулятором значительно влияние первых десяти гармоник.

частота коммутации ключей инвертора ниже в системах с релейным регулятором тока. Рассмотренная система частотного управления с релейными регуляторами тока может быть использована для двухфазных электроприводов средств малой механизации, а также бытовой техники и перспективна в качестве замены менее экономичных однофазных и конденсаторных двигателей.

Список литературы

1. Пат. № 381968 США. Electric magnetic motor / Tesla N., Peck Ch.F.; опубл. 01.05.1888. – 9 с.
2. Беспалов В.Я., Качалина Е.В. Сравнительные характеристики асинхронных двигателей с трехфазными и двухфазными обмотками для частотно-регулируемого электропривода // Электричество. – 2010. – № 7. – С. 45–48.
3. Dobrucky B. et al. Two-phase power electronic drive with split – Single-phase induction motor // IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. – IEEE, 2010. – P. 1683–1688.

4. **Prazenica M.** Design, modelling and simulation of two-phase two-stage electronic system with orthogonal output for supplying of two-phase ASM // *Advances in Electrical and Electronic Engineering*. – 2011. – V. 9, no. 1. – P. 56–64.

5. **Jang D.H.** Voltage, frequency, and phase-difference angle control of PWM inverter-fed two-phase induction motors // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 1994. – V. 9, no. 4. – P. 377–383.

6. **Jang D.H., Yoon D.Y.** Space-vector PWM technique for two-phase inverter-fed two-phase induction motors // *IEEE Transactions on Industry Applications*. – 2003. – V. 39, no. 2. – P. 542–549.

7. **Jang D.H.** PWM methods for two-phase inverters // *IEEE industry Applications magazine*. – 2007. – V. 13, no. 2. – P. 50–61.

8. **Martins D.C.** Drive for a symmetrical two-phase induction machine using vector modulation // *IEEE Transactions on Industry Applications*. – 2006. – V. 126, no. 7. – P. 835–840.

9. **Пат. WO 2004008623 A1**, кл. H02P 1/44, 25/04. DANFOSS DRIVES A/S. Converter for rotational speed variable operation of a capacitor motor and method for controlling a capacitor motor; опубли. 22.01.2004. – 41 с.

10. **Пат. US 2008143284 A1**, кл. H02P 6/08, 1/42. Two-phase permanent magnet motor / Henrik Kragh, Bjarne Henriksen; опубли. 19.06.2008. – 19 с.

11. **Abdel-Rahim N.M.B., Shaltout A.** An unsymmetrical two-phase induction motor drive with slip-frequency control // *IEEE Transactions on energy conversion*. – 2009. – V. 24, no. 3. – P. 608–616.

12. **Пат. 2682242** Российская Федерация. Способ управления двухфазным электроприводом переменного тока с помощью трехфазного мостового инвертора / В.Н. Мещеряков, А.С. Белоусов; опубли. 18.03.2019, Бюл. № 8. – 13 с.

13. **Белоусов А.С., Кокорев А.В., Муравьев А.А.** Алгоритм управления инвертором двухфазного тока // *Современные сложные системы управления*. – 2017. – С. 91–96.

14. **Мещеряков В.Н.** Анализ инверторов тока и напряжения с системами релейного управления // *Вести высших учебных заведений Черноземья*. – 2016. – № 2. – С. 13–18.

15. **Jang D.H.** Problems incurred in a vector-controlled single-phase induction motor, and a proposal for a vector-controlled two-phase induction motor as a replacement // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2013. – V. 28, no. 1. – P. 526–536.

16. **Ziaieinejad S. et al.** Direct torque control of two-phase induction and synchronous motors // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2013. – V. 28, no. 8. – P. 4041–4050.

17. **Laskody T.** Space vector PWM for two-phase inverter in matlab-simulink // *Technical Computing Prague 2013*. – 2013. – P. 182–189.

References

1. Tesla, N., Peck, Ch.F. Electric magnetic motor. Patent USA, no. 381968, 1888.

2. Bespalov, V.Ya., Kachalina, E.V. Sravnitel'nye kharakteristiki asinkhronnykh dvigateley s trekhfaznymi i dvukhfaznymi obmotkami dlya chastotno-reguliruemogo elektroprivoda [Comparative characteristics of induction motors with three-phase and two-phase windings for the frequency-controlled electric drive]. *Elektrichestvo*, 2010, no. 7, pp. 45–48.

3. Dobrucky, B. Two-phase power electronic drive with split – Single-phase induction motor. IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, IEEE, 2010, pp. 1683–1688.

4. Prazenica, M. Design, modelling and simulation of two-phase two-stage electronic system with orthogonal output for supplying of two-phase ASM. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 2011, vol. 9, no. 1, pp. 56–64.

5. Jang, D.H. Voltage, frequency, and phase-difference angle control of PWM inverter-fed two-phase induction motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1994, vol. 9, no. 4, pp. 377–383.

6. Jang, D.H., Yoon, D.Y. Space-vector PWM technique for two-phase inverter-fed two-phase induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003, vol. 39, no. 2, pp. 542–549.

7. Jang, D.H. PWM methods for two-phase inverters. *IEEE industry Applications magazine*, 2007, vol. 13, no. 2, pp. 50–61.

8. Martins, D.C. Drive for a symmetrical two-phase induction machine using vector modulation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2006, vol. 126, no. 7, pp. 835–840.

9. Converter for rotational speed variable operation of a capacitor motor and method for controlling a capacitor motor. Patent WO, no. 2004008623 A1, 2004.

10. Henrik, Kragh, Bjarne, Henriksen. Two-phase permanent magnet motor. Patent US no. 2008143284 A1, 2008.

11. Abdel-Rahim, N.M.B., Shaltout, A. An unsymmetrical two-phase induction motor drive with slip-frequency control. *IEEE Transactions on energy conversion*, 2009, vol. 24, no. 3, pp. 608–616.

12. Meshcheryakov, V.N., Belousov, A.S. *Sposob upravleniya dvukhfaznym elektroprivodom peremennogo toka s pomoshch'yu trekhfaznogo mostovogo invertora* [A method of two-phase AC motor control using a three-phase bridge inverter]. Patent RF, no. 2682242, 2019.

13. Belousov, A.S., Kokorev, A.V., Murav'ev, A.A. Algoritm upravleniya inverterom dvukhfaznogo toka [Two-phase inverter control algorithm]. *Sovremennye slozhnye sistemy upravleniya*, 2017, pp. 91–96.

14. Meshcheryakov, V.N. Analiz inverterov toka i napryazheniya s sistemami releynogo upravleniya [Analysis of current and voltage inverters with relay control systems]. *Vesti vysshikh uchebnykh zavedeniy Chernozem'ya*, 2016, no. 2, pp. 13–18.

15. Jang, D.H. Problems incurred in a vector-controlled single-phase induction motor, and a

proposal for a vector-controlled two-phase induction motor as a replacement. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, vol. 28, no. 1, pp. 526–536.

16. Ziaeinejad, S. Direct torque control of two-phase induction and synchronous motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, vol. 28, no. 8, pp. 4041–4050.

17. Laskody, T. Space vector PWM for two-phase inverter in matlab-simulink. *Technical Computing Prague*, 2013, pp. 182–190.

Мещеряков Виктор Николаевич,

ФГБОУВО «Липецкий государственный технический университет», доктор технических наук, профессор кафедры электропривода, e-mail: mesherek@stu.lipetsk.ru

Meshcheryakov Viktor Nikolayevich,

Lipetsk State Technical University, Doctor of Engineering Sciences (Post-doctoral degree), Professor of the Electric Drive Department, e-mail: mesherek@stu.lipetsk.ru

Белусов Алексей Сергеевич,

ФГБОУВО «Липецкий государственный технический университет», магистрант кафедры электропривода, e-mail: 011bas962@gmail.com

Belousov Aleksei Sergeevich,

Lipetsk State Technical University, Master course student of the Electric Drive Department, e-mail: 011bas962@gmail.com