

Прямое управление моментом в тяговом электроприводе с магнитоэлектрическим двигателем на основе пространственно-векторной модуляции

ОМАРА А.М., СЛЕПЦОВ М.А.

Представлен вариант реализации прямого управления крутящим моментом тягового электродвигателя с возбуждением от постоянных магнитов, основанный на использовании пространственно-векторной модуляции. Модифицированная схема прямого управления моментом, использующая пространственно-векторную модуляцию, принята в качестве стратегии управления трехфазным мостовым инвертором. В схеме использован двунаправленный преобразователь постоянного напряжения, позволяющий регулировать напряжение бортовой сети и согласовать режим заряда батареи аккумуляторов при рекуперативном торможении. Отличие представленной модифицированной схемы состоит в том, что вместо релейных регуляторов, обычно применяемых для формирования сигналов управления пространственно-векторной модуляцией, использованы цифровые ПИ-регуляторы момента и напряжения. Представлены и проанализированы результаты моделирования модифицированной схемы, показана результативность предлагаемой системы для применения в тяговом электроприводе. Результаты моделирования динамических режимов подтверждают, что предлагаемая структура электропривода может быть успешно использована в качестве тягового электропривода электрических транспортных средств и имеет приемлемые показатели переходных и установившихся режимов работы. Моделирование показало способность предлагаемого тягового электропривода реализовать требования городского ездового цикла ЭТС.

Ключевые слова: электрическое транспортное средство, магнитоэлектрический двигатель, батарея аккумуляторов, накопители электроэнергии, прямое управление моментом, пространственно-векторная модуляция

С ростом интереса к автономным электрическим транспортным средствам (ЭТС) получает развитие эффективный и экономичный тяговый электропривод (ТЭП) [1]; ТЭП электромобиля содержит источник электрической энергии, силовые электронные преобразователи, электронный блок управления и тяговые электродвигатели (ТЭД). Выбор типа тягового двигателя является весьма важным вопросом, поскольку определяет законы регулирования, структуру системы управления, а также массу, объем и основные эксплуатационные показатели всего ТЭП. Одним из перспективных для применения в ТЭП является магнитоэлектрический двигатель (МЭД), т.е. электродвигатель, содержащий на роторе постоянные магниты [2].

Всякий раз, когда приступают к новой разработке тягового электропривода, обсуждается вопрос: на базе какого из электродвигателей строить ТЭП? Однозначно ясно только одно – электродвигатель не должен иметь скользящих контактов.

Этому требованию отвечают следующие типы электродвигателей:

- реактивный двигатель (РД);
- индукторный электродвигатель (ИЭД);

электродвигатель с возбуждением от постоянных магнитов (ПМ), т.е. с магнитоэлектрическим возбуждением (в отличие от электромагнитного возбуждения, когда используется обмотка) – магнитоэлектрический двигатель (МЭД);

асинхронный (индукционный) двигатель (АД); пока не применяемый, но имеющий большие перспективы гистерезисный двигатель (ГД).

Все перечисленные типы электродвигателей имеют одинаковый якорь, расположенный на статоре, что позволяет подключать его обмотку к управляемому силовому электронному преобразователю, осуществляющему коммутацию обмотки и изменение значений напряжения и частоты. Ротор же у каждого типа электродвигателя специфичен и определяет принцип действия данного типа двигателя. Общим является то, что к ротору не подводится электроэнергия через скользящие контакты.

Сформулируем ответ на вопрос о том, какой же из этих типов электродвигателей целесообразно использовать в ТЭП.

В современных условиях при наличии управляемого электронного преобразователя и цифровых средств управления им с точки зрения эффектив-

ности электромеханического преобразования энергии совершенно не важно, какой тип электрической машины взять за основу. Любая из них при соответствующем законе управления преобразованием энергии обеспечит приемлемое качество преобразования. Поэтому при выборе типа электродвигателя нужно учитывать дополнительные требования и ограничения. Наиболее значимыми из них являются масса, объем и стоимость. Если указанные показатели не имеют решающего значения для ТЭП, то его можно строить на базе любой из перечисленных машин. При этом лучше ориентироваться на возможности и подготовленность производства.

На роторе МЭД устанавливают постоянные магниты, т.е. двигатель имеет источник потока возбуждения, причем энергия возбуждения не потребляется извне. Это обеспечивает МЭД выигрыш по массе и объему перед РД и ИЭД. Путем регулирования в любом режиме работы МЭД можно сделать так, что он будет потреблять только активный ток. При этом достигается наивысший КПД. Практика показывает, что при прочих равных условиях (крутящий момент, КПД, тепловой режим) объем и масса МЭД примерно на 15÷20 % меньше, чем у РД и на 20÷25 % меньше, чем у ИЭД. Наличие постоянных магнитов в МЭД создает существенные сложности, которые часто относят к недостаткам.

Магниты в процессе работы МЭД нельзя размагнитить и намагнитить и за счет этого изменить поток возбуждения. Но это не недостаток, а преодолимая сложность. В ТЭП имеется необходимость, как принято говорить, ослабления поля. На больших частотах вращения ЭДС достигает уровня имеющегося в распоряжении напряжения, ток уменьшается и ротор не может разогнаться дальше. Тогда уменьшают поток возбуждения, и при неизменном числе витков в обмотке якоря на той же частоте вращения в ней наводится меньшая ЭДС. При том же напряжении возрастают ток и момент, ротор продолжает разгоняться. Он бы разогнался дальше и при прежнем потоке, если бы была возможность повысить напряжение. Но ее нет. Как уже сказано, в МЭД нельзя снизить поток за счет состояния магнита. Но есть возможность уменьшить число витков в обмотке, например, при достижении половины номинального значения частоты вращения. Это делается переключением обмотки в момент отсутствия в ней тока при работе инвертора. Эффект получается тот же, что при снижении потока: ЭДС уменьшается, при том же напряжении ток растет, ротор продолжает разгоняться до тех пор, пока ЭДС не сравняется с напряжением. Таким образом, в процессе разгона ротора напряжение увеличивают до максимального значе-

ния, затем переключают обмотку, снижают до соответствующего уровня напряжение и снова увеличивают в процессе разгона. Практика показала, что достаточно однократного переключения обмотки. (В двигателях, у которых есть возможность снижать поток возбуждения, например в ИЭД, это делают плавно.)

В МЭД имеется и другая возможность уменьшить ЭДС обмотки якоря – за счет регулирования соотношения между активной и намагничивающей составляющими потока магнита путем векторного управления либо пространственно-векторной модуляции. При реализации этого способа важно исключить возможность аварийной ситуации, когда нарушается фазовое положение векторов и резко возрастает ЭДС, что приводит к выходу из строя силовых ключей и обмотки якоря. Необходимый контроль осуществляет быстродействующий цифровой контроллер.

Иногда МЭД приписывают еще один недостаток, связанный с наличием намагниченных магнитов. При вращении ротора МЭД в обмотке якоря наводится ЭДС. Она будет наводиться при буксировке ТС. Но ничего страшного при исправной обмотке якоря не произойдет. Напряжение на ее зажимах есть, а ток отсутствует, так как электрическая цепь разомкнута. Скептики тут же приводят новый довод: а если произошло КЗ, например, витковое? Ведь тогда будут и ток, и тормозной момент, препятствующий буксировке. Этот довод говорит о непонимании физики процессов. Если обмотка неисправна, то в местах замыкания она просто перегорит, не будет ни тока, ни тормозного момента. Если же замыкание произошло поблизости от выводов обмотки, то действительно возникнет режим динамического торможения. В таких случаях следует просто использовать эвакуатор. Ведь не буксируют же автомобили с неисправной автоматической коробкой передач.

Но не так просто убедить скептиков. Они приводят очередной непродуманный довод: пусть нет потерь в якоре и тормозного момента от тока в нем; но ведь есть потери в стали – магнит их создает. Ответ прост: потери в стали на холостом ходу МЭД составляют не более 3% номинальной мощности. Стоит ли о них говорить, если механическое трение в подшипниках колес примерно такого же уровня.

Таким образом, по массогабаритным показателям МЭД превосходит остальные перечисленные типы электродвигателей. Но более существенно то, что он проигрывает в стоимости как из-за дорогих магнитов (если они используются), так и из-за сложной технологии изготовления. Именно поэтому, если для данного ТЭП масса и объем не имеют

первостепенного значения, лучше отказаться от использования МЭД ради снижения стоимости.

В последнее время многие исследования посвящены поиску стратегий управления, позволяющих получить более высокие характеристики ТЭП с магнитоэлектрическим двигателем [2, 3]. Прямое управление моментом (ПУМ) становится одним из наиболее применяемых методов благодаря его некоторым преимуществам: быстрый динамический отклик, простота структуры, меньшее число используемых параметров [4]. Несмотря на преимущества классическая система ПУМ имеет недостатки, например, переменная частота переключения, пульсации потока, тока и крутящего момента. Многие из опубликованных работ посвящены использованию пространственно-векторной модуляции (ПВМ) для улучшения динамических показателей управляемого электропривода, в том числе и с использованием ПУМ [5].

С целью уменьшения тока, сечения проводов, массы и объема силовых электронных преобразователей напряжение постоянного тока бортовой сети в ТЭП выбирают повышенным. Для этого можно увеличить число элементарных аккумуляторов батареи. Однако более рационально применение двунаправленного (повышающего-понижающего) преобразователя постоянного напряжения. При этом не только уменьшается общая масса батареи и преобразователя в сравнении с высоковольтной батареей, но и появляются дополнительные возможности. В режиме тяги путем регулирования преобразователя можно изменять напряжение питания ТЭД, а в режиме рекуперативного торможения со-

гласовать уровни генерируемой ЭДС и батареи аккумуляторов [6].

При формировании тяговой характеристики (зависимости среднего значения крутящего момента ТЭД от частоты вращения при условии постоянства механической мощности) в ТЭП обычно с увеличением частоты вращения ослабляют магнитное поле, т.е. снижают поток возбуждения. Когда в ТЭП в качестве ТЭД применяют МЭД с заранее намагниченным высококоэрцитивным постоянным магнитом, изменить его магнитное состояние в процессе работы МЭД невозможно, т.е. нельзя напрямую уменьшить поток возбуждения. Это относят к недостаткам, ограничивающим применение МЭД в ТЭП. Иногда этот недостаток преодолевают за счет переключения числа витков обмотки якоря: примерно на половине значения частоты вращения отключают половину обмотки, чтобы примерно вдвое уменьшить ЭДС вращения на этой частоте и иметь возможность продолжить разгон ротора. Этот недостаток легко устраняется при прямом управлении моментом с использованием пространственно-векторной модуляции. Одновременное изменение напряжения на обмотке якоря и угла коммутации (между напряжением и ЭДС) позволяет обеспечить на заданной частоте вращения требуемое значение крутящего момента.

Традиционно при реализации ПУМ с пространственно-векторной модуляцией, как правило, используют релейные регуляторы (контроллеры гистерезиса) для формирования таблицы коммутации ключей трехфазного мостового инвертора. Это приводит к возникновению повышенных пульсаций тока и крутящего момента, вызванных более

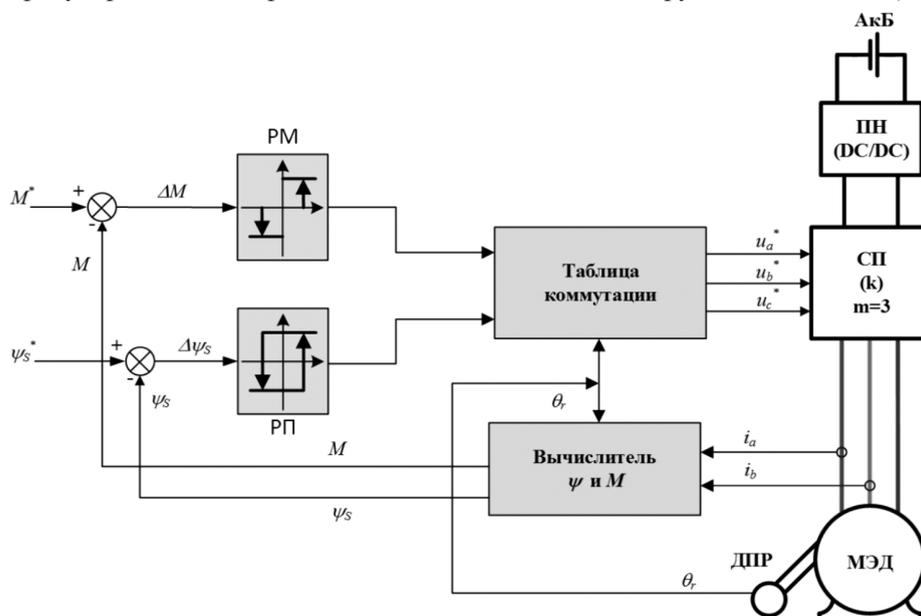


Рис. 1. Блок-схема обычной системы прямого управления моментом с использованием релейных регуляторов и пространственно-векторной модуляции

высоким значением частоты переключений. Структурно-функциональная схема такой системы представлена на рис. 1. Сигналы о текущем значении крутящего момента и потокосцепления, полученные на выходе соответствующего вычислителя, поступают на вход двух релейных регуляторов. С их выходов сигналы поступают на вход формирователя таблицы коммутации ключей инвертора. В соответствии с этой таблицей блок ШИМ управляет ключами инвертора, реализуя набор векторов напряжения, подаваемого на обмотку якоря МЭД. Такое управление имеет много преимуществ в сравнении с обычной широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), однако одним из его основных недостатков являются повышенные пульсации тока и момента. Кроме того, пространственно-векторная модуляция сложно реализуема при переменной частоте. Релейные регуляторы работают при неизменной частоте. Представляется целесообразным при реализации пространственно-векторной модуляции в системе с меняющейся частотой вместо релейных регуляторов использовать пропорционально-интегральные (ПИ) регуляторы, изменив соответствующим образом математическую модель вычисления потокосцепления, момента и формирования напряжения.

В статье представлена структурно-функциональная схема системы ТЭП, в которой реализован доработанный алгоритм ПУМ, использующий пространственно-векторную модуляцию и ПИ-регуляторы момента и напряжения. Представлены результаты моделирования системы и их анализа, которые подтвердили высокие динамические характеристики системы, а также снижение пульсаций тока и крутящего момента.

На рис. 2 представлена функциональная схема силовой части рассматриваемого ТЭП. Первичным источником питания является батарея аккумуляторов, обеспечивающая напряжение 144 В. К батарее подключен двунаправленный преобразователь по-

стоянного напряжения. Этот DC/DC конвертер используется для повышения напряжения бортовой сети до 400 В в режиме тяги и для согласования напряжения зарядки батареи с ЭДС вращения в режиме рекуперативного торможения. К бортовой сети повышенного напряжения подключен коммутатор обмотки якоря МЭД, выполненный по схеме трехфазного мостового инвертора напряжения. Силовые ключи инвертора управляются выходными сигналами блока пространственно-векторной модуляции, входящего в систему управления (на рисунке не показан). К выходу управляемого инвертора подключена трехфазная обмотка якоря синхронного электродвигателя с возбуждением от постоянных магнитов, установленных на роторе. Как было отмечено ранее, такие электродвигатели называют магнитоэлектрическими (МЭД).

Динамическая модель МЭД. Векторная диаграмма, построенная в разных системах отсчета, показана на рис. 3. Буквами A, B, C обозначены пространственные оси трех фаз обмотки якоря; две оси неподвижной системы координат, связанной со статором (якорем), обозначены буквами α, β ; как обычно, оси магнита обозначены: d – продольная и q – поперечная; оси системы координат, связанной с ротором, обозначены через x и y ; частота вращения ротора ω_r ; частота вращения МДС статора ω_s .

Уравнение равновесия напряжений в системе координат dq :

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega_r \Psi_{sq}; \quad (1)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} - \omega_r \Psi_{sd}, \quad (2)$$

где потокосцепления

$$\Psi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + |\Psi_{PM}| = |\Psi_s| \cos \delta; \quad (3)$$

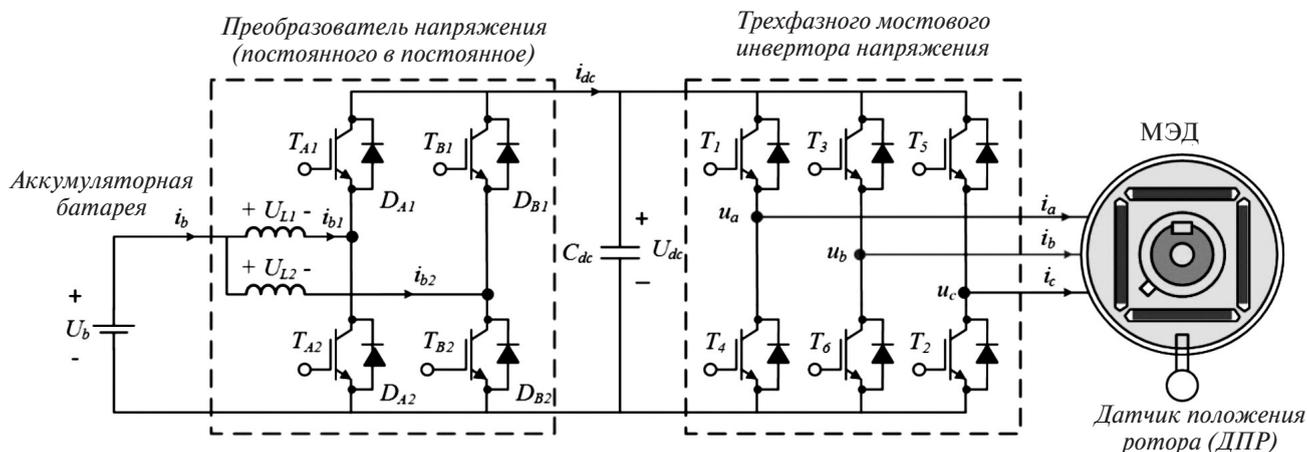


Рис. 2. Функциональная схема силовой части рассматриваемого ТЭП

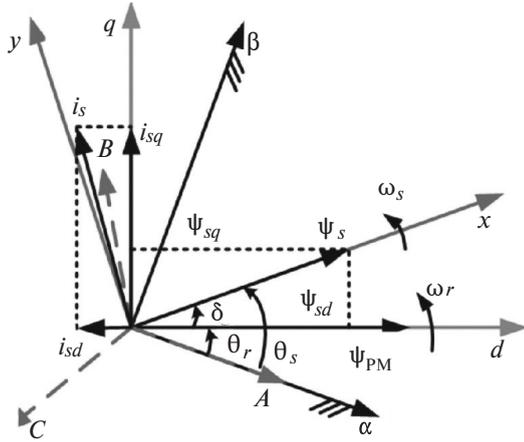


Рис. 3. Векторная диаграмма МЭД в разных системах координат

$$\Psi_{sq} = L_{sq} i_{sq} = |\Psi_s| \sin \delta. \quad (4)$$

Выражение для амплитуды вектора потокосцепления, в которое можно подставить составляющие по (3) и (4):

$$|\Psi_s| = \sqrt{\Psi_{sq}^2 + \Psi_{sd}^2}. \quad (5)$$

Электромагнитный момент в координатах dq:

$$m = \frac{3}{2} p (\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd}). \quad (6)$$

После преобразований с учетом (1)–(4) из (6) получим:

$$M = \frac{3p|\Psi_s|}{4L_{sq}L_{sd}} (2|\Psi_{PM}|L_{sq} \sin \delta - |\Psi_s|(L_{sq} - L_{sd}) \sin 2\delta), \quad (7)$$

где u_{sd}, u_{sq} – проекции вектора напряжения на оси d и q ; i_{sd}, i_{sq} – проекции вектора тока статора на оси d и q ; Ψ_{sd}, Ψ_{sq} – проекции вектора потокосцепления на оси d и q ; R_s – активное сопротивление обмотки якоря, Ом; L_{sd}, L_{sq} – составляющие индуктивности якоря, Гн; Ψ_s, Ψ_{PM} – потокосцепления, обусловленные индуктивностью и взаимоиндуктивностью; δ – угол между векторами МДС статора и потока ротора; ω_r – угловая частота вращения ротора, рад/с; m, M – мгновенное и среднее значения электромагнитного момента соответственно, Нм; p – число пар полюсов.

Первая составляющая крутящего момента в (7) – активный момент, обусловленный наличием возбуждения от постоянного магнита; вторая составляющая – тормозная. В установившемся режиме работы МЭД угол δ является постоянным, так как векторы Ψ_s и Ψ_{PM} вращаются с одинаковой синхронной скоростью ω_s . Однако в переходных режимах работы текущее значение угла δ зависит от

различия мгновенных значений угловых скоростей векторов Ψ_s и Ψ_{PM} .

Дифференцированием (7) по времени при условии постоянства амплитуды вектора $|\Psi_s|$ получаем:

$$\frac{dM}{dt} = \frac{3p|\Psi_s|}{4L_{sq}L_{sd}} (2|\Psi_{PM}|L_{sq} \cos \delta - 2|\Psi_s|(L_{sq} - L_{sd}) \cos 2\delta) \frac{d\delta}{dt}. \quad (8)$$

Из (8) следует, что при условии постоянства $|\Psi_s|$ крутящий момент можно регулировать, контролируя скорость изменения угла δ . Однако есть максимальные (предельные) значения потокосцепления $|\Psi_s|$ и угла δ , при которых еще можно управлять моментом. Для того чтобы выявить влияние различных значений $|\Psi_s|$ на производную крутящего момента, были построены зависимости момента от угла δ при различных значениях $|\Psi_s|$, как показано на рис. 4. Следует отметить, что в случае $|\Psi_s| = 2|\Psi_{PM}|$ при $|\Psi_{PM}| = 0,108 = \text{const}$ производная крутящего момента около точки перехода кривой момента через нуль отрицательна. Это означает, что в этих условиях регулирование крутящего момента не может быть реализовано. Приравняв производную момента по (8) нулю, получим условие обеспечения ее положительного значения:

$$|\Psi_s| < \frac{L_{sq}}{L_{sq} - L_{sd}} |\Psi_{PM}|. \quad (9)$$

Максимально допустимое значение угла δ_{\max} можно найти, взяв производную (7) по δ и приравняв ее нулю:

$$\frac{3p|\Psi_s|}{4L_{sq}L_{sd}} (2|\Psi_{PM}|L_{sq} \cos \delta - 2|\Psi_s|(L_{sq} - L_{sd}) \cos 2\delta) = 0; \quad (10)$$

путем замены $\cos 2\delta = (2 \cos^2 \delta - 1)$

$$(2|\Psi_{PM}|L_{sq} \cos \delta - 2|\Psi_s|(L_{sq} - L_{sd})(2 \cos^2 \delta - 1)) = 0 \quad (11)$$

преобразование (11) приводит к уравнению

$$4|\Psi_s|(L_{sq} - L_{sd}) \cos^2 \delta - 2|\Psi_{PM}|L_{sq} \cos \delta + 2|\Psi_s|(L_{sq} - L_{sd}) = 0. \quad (12)$$

При решении уравнения второго порядка

$$\cos \delta = \left(\frac{L_{sq} |\Psi_{PM}|}{4 |\Psi_s| (L_{sq} - L_{sd})} \pm \sqrt{\left(\frac{L_{sq} |\Psi_{PM}|}{4 |\Psi_s| (L_{sq} - L_{sd})} \right)^2 + \frac{1}{2}} \right), \quad (13)$$

затем

$$\delta \leq \cos^{-1} \left(\frac{L_{sq} |\Psi_{PM}|}{4 |\Psi_s| (L_{sq} - L_{sd})} - \sqrt{\left(\frac{L_{sq} |\Psi_{PM}|}{4 |\Psi_s| (L_{sq} - L_{sd})} \right)^2 + \frac{1}{2}} \right). \quad (14)$$

Алгоритм прямого управления моментом МЭД.
Базовая схема ПУМ (рис. 1). Принцип прямого управления крутящим моментом (ПУМ) заключается в выборе векторов напряжения в соответствии с разницей между опорным и фактическим значениями крутящего момента и потокосцеплением. Ошибки в значениях крутящего момента и потока сравниваются в компараторах гистерезиса, в зависимости от этого вектор напряжения выбирается из таблицы.

Преимущества ПУМ – пониженная сложность управления, а также то, что для этого необходимо использовать только один параметр двигателя – сопротивление статора. Не требуется широтно-импульсная модуляция, вместо этого один из шести векторов напряжения VSI применяется в течение всего периода выборки. Все расчеты выполняются в стационарной системе отсчета, явного знания положения ротора не требуется. Следовательно, ПУМ требует низкой вычислительной мощности при цифровом преобразовании. Система обладает хорошими динамическими характеристиками, но показывает довольно низкую производительность в стационарном состоянии, приводит к возникновению высокого уровня пульсаций в токе статора, потокосцеплении и крутящем моменте. Простота управления позволяет выполнять каждый вычисли-

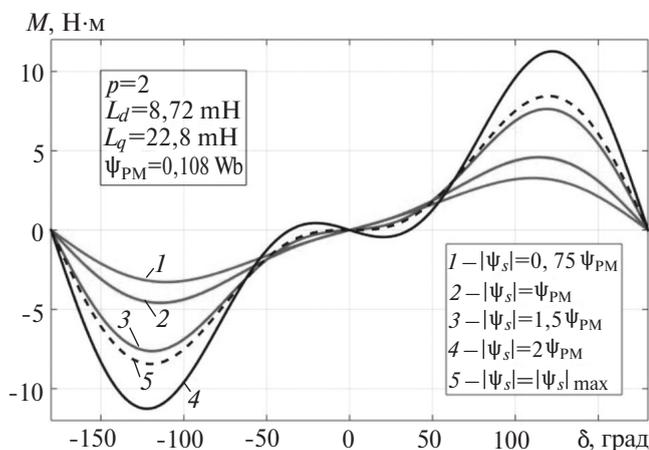


Рис. 4. Зависимость крутящего момента M от угла нагрузки δ при разных значениях потокосцепления

тельный цикл за короткий период времени и использовать высокую частоту выборки. Для каждого удвоения частоты выборки пульсация будет приблизительно в два раза меньше. Проблема в том, что переключатели питания, используемые в инверторе, устанавливают предел максимальной частоты выборки.

Существуют три сигнала, которые влияют на действие управления в системе ПУМ: крутящий момент, потокосцепление и угол результирующего вектора потока сцепления. В каждом из шести секторов ПУМ выбирает между четырьмя векторами напряжения. Ошибки в значениях потока и крутящего момента сравниваются в двухуровневых гистерезисных регуляторах. Два вектора увеличивают, а два других уменьшают крутящий момент. Другая пара векторов увеличивает и уменьшает поток. Для каждой комбинации состояний гистерезисного регулятора крутящего момента и потока существует только один из четырех векторов напряжения, который, по желанию, в то же время компенсирует крутящий момент и поток.

Предложенная схема ПУМ (рис. 5). В предлагаемой методике стратегия управления пространственной векторной шириной импульса (SVPWM) используется для реализации ПУМ из-за её потенциальных преимуществ: малого искажения токовой формы сигнала, высокого использования постоянного напряжения, простоты цифровой реализации, постоянного значения частоты переключения инвертора, эффективного уменьшения пульсации крутящего момента двигателя и потокосцепления и т.д. Структурная схема предлагаемой и исследуемой системы ПУМ с пространственно-векторной модуляцией представлена на рис. 5: *РС* – регулятор скорости; *РМ* – регулятор момента; *ПИ* – пропорционально-интегральный регулятор; *ПН* – преобразователь напряжения (постоянного в постоянное); *СП* – управляемый силовой преобразователь, собранный по схеме трехфазного мостового инвертора напряжения.

Схема подчиненного регулирования имеет два контура. Внешний контур служит для регулирования частоты вращения ротора ω_r и вырабатывает опорный сигнал крутящего момента M^* для внутреннего контура регулирования момента. В качестве регулятора скорости используется цифровой ПИ-регулятор. На его вход поступает разностный сигнал задания и обратной связи (ОС). Сигнал ОС по угловой скорости вырабатывает либо непосредственно датчик положения ротора (ДПР), содержащий звено дифференцирования, либо отдельный блок дифференцирования, как показано на рис. 5. Внутренний контур регулирования крутящего момента построен тоже на цифровом ПИ-регуляторе.

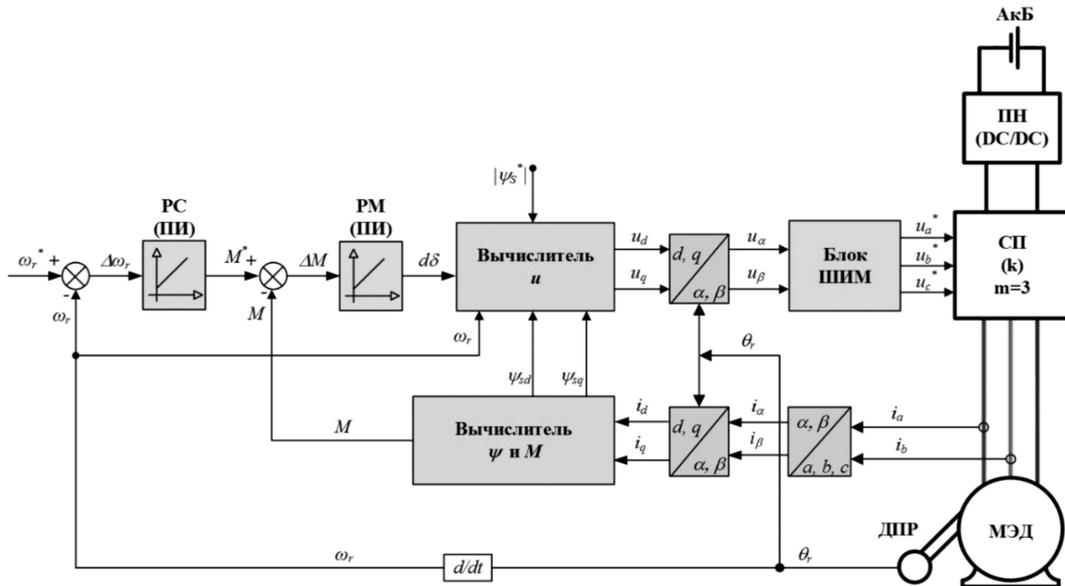


Рис. 5. Блок-схема предложенной системы прямого управления моментом МЭД с использованием пространственно-векторной модуляции

На его вход подается разность ΔM между выходным сигналом регулятора внешнего контура и сигналом отрицательной ОС, поступающим с выхода цифрового вычислителя потокосцепления и момента. На вход этого вычислителя подаются составляющие тока в системе координат dq , для получения которых используются блоки преобразования координат (преобразования Кларк и Горева–Парка). Причем на блок, выполняющий преобразование Горева–Парка, дополнительно подается сигнал ОС по углу с выхода ДПР. Выходным сигналом регулятора момента является сигнал о значении производной угла нагрузки $d\delta$, который используется для определения посредством соответствующего цифрового вычислителя составляющих u_d и u_q напряжения. На вычислитель напряжения с выхода вычислителя потокосцепления и момента поступают составляющие потокосцепления в системе координат dq . Дополнительно на вычислитель напряжения подается сигнал уставки потокосцепления. Далее после обратного преобразования Горева–Парка получаются составляющие напряжения u_α и u_β в неподвижной системе координат, которые подаются на блок ШИМ, формирующий сигналы управления u_a^*, u_b^*, u_c^* силовыми ключами трехфазного мостового инвертора СП. На блок, выполняющий обратное преобразование Горева–Парка, также поступает сигнал ОС по углу с выхода ДПР.

Одним из преимуществ предложенной структурной схемы является ее простота, что способствует снижению требований к программному обеспечению контроллера, работающего в режиме реального времени. Предлагаемая стратегия управления рассматривает инвертор как единое целое и

значительно уменьшает сложность и стоимость устройства в сравнении с традиционными системами.

Вычислитель потока рассчитывает составляющие Ψ_{sd}, Ψ_{sq} по (3)–(5), вычислитель крутящего момента использует уравнение (6). Вычислитель напряжения использует (1) и (2) для расчета составляющих u_{sd}, u_{sq} . Производные потокосцепления рассчитываются по формулам:

$$d\Psi_{sd} = \left| \Psi_s^* \left(\frac{\Psi_{sd}}{|\Psi_s|} \cos(d\delta) - \frac{\Psi_{sq}}{|\Psi_s|} \sin(d\delta) \right) - \Psi_{sd} \right|; \quad (15)$$

$$d\Psi_{sq} = \left| \Psi_s^* \left(\frac{\Psi_{sq}}{|\Psi_s|} \cos(d\delta) + \frac{\Psi_{sd}}{|\Psi_s|} \sin(d\delta) \right) - \Psi_{sq} \right|, \quad (16)$$

где $|\Psi_s^*|$ – амплитуда потокосцепления статора, значение которой выбирается в соответствии с (9); время выборки обозначено как T_s .

Пространственно-векторная модуляция (ПВМ). Положения векторов напряжения в пространстве и продолжительность их пребывания в каждом положении подбираются и рассчитываются в соответствии с требуемым значением производной угла нагрузки $d\delta$, полученным на выходе регулятора момента, как показано на рис. 6. Когда текущее значение крутящего момента меньше заданного значения, соответствующие векторы напряжения выбираются так, чтобы увеличить угол δ , в результате чего регулятор увеличивает крутящий момент, уменьшая рассогласование. Как только крутящий момент становится больше требуемого, другие векторы напряжения выбираются так, чтобы уменьшить угол δ и снизить крутящий момент.

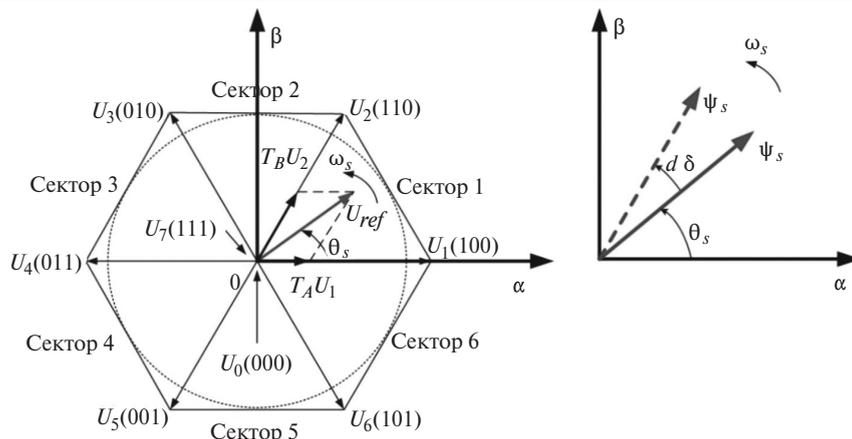


Рис. 6. Пространственно-векторная модуляция, использующая знание производной угла нагрузки $d\delta$

Амплитуда и угол опорного вектора напряжения вычисляются по (17). Симметричная картина ПВМ была использована при моделировании. Продолжительность положений пространственных векторов напряжения U_1, U_2, U_0 , обозначенных как T_A, T_B, T_0 , определяется по формулам:

$$|U_{ref}| = \sqrt{u_{sc\alpha}^2 + u_{sc\beta}^2}, \quad \theta_s = \tan^{-1} \frac{u_{sc\beta}}{u_{sc\alpha}}; \quad (17)$$

$$T_A |U_1| + \frac{1}{2} T_B |U_2| = |U_{ref}| T_s \cos \theta_s; \quad (18)$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2} T_B |U_2| = |U_{ref}| T_s \sin \theta_s; \quad (19)$$

$$T_s = T_A + T_B + T_0. \quad (20)$$

Результаты моделирования. Моделирование динамических процессов в системе проведено с целью проверки адекватности и оценки эффектив-

ности предлагаемой структуры ТЭП. Использованные при моделировании основные параметры двигателя и силового преобразователя приведены в таблице.

Модели MATLAB/SIMULINK были разработаны для изучения базовых и модифицированных алгоритмов управления ПУМ. В симуляции интервал выборки составляет $T_s = 2 \mu s$ для базового ПУМ и для модифицированного ПУМ.

Стационарные характеристики базового и модифицированного ПУМ при 500 об/мин с нагрузкой 800 Н·м сравниваются на рис. 7, а и б при одинаковых условиях эксплуатации. Пульсации потока и крутящего момента при базовом ПУМ составляют 0,051 Вб и 119,8 Н·м, как показано на рис. 7, а. Однако пульсации потока и крутящего момента при модифицированном ПУМ значительно уменьшаются и составляют почти 0,046 Вб и 19,3 Н·м, как показано на рис. 7, б.

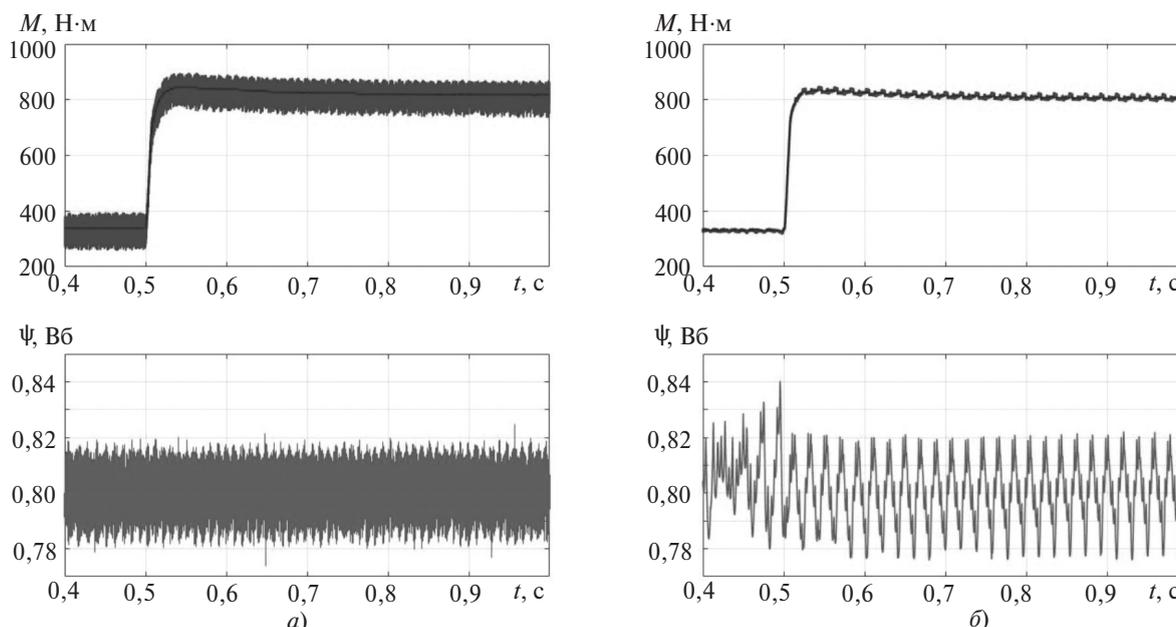


Рис. 7. Расчетный крутящий момент и поток статора при 500 об/мин при нагрузке 800 Н·м при базовом (а) и измененном (б) ПУМ

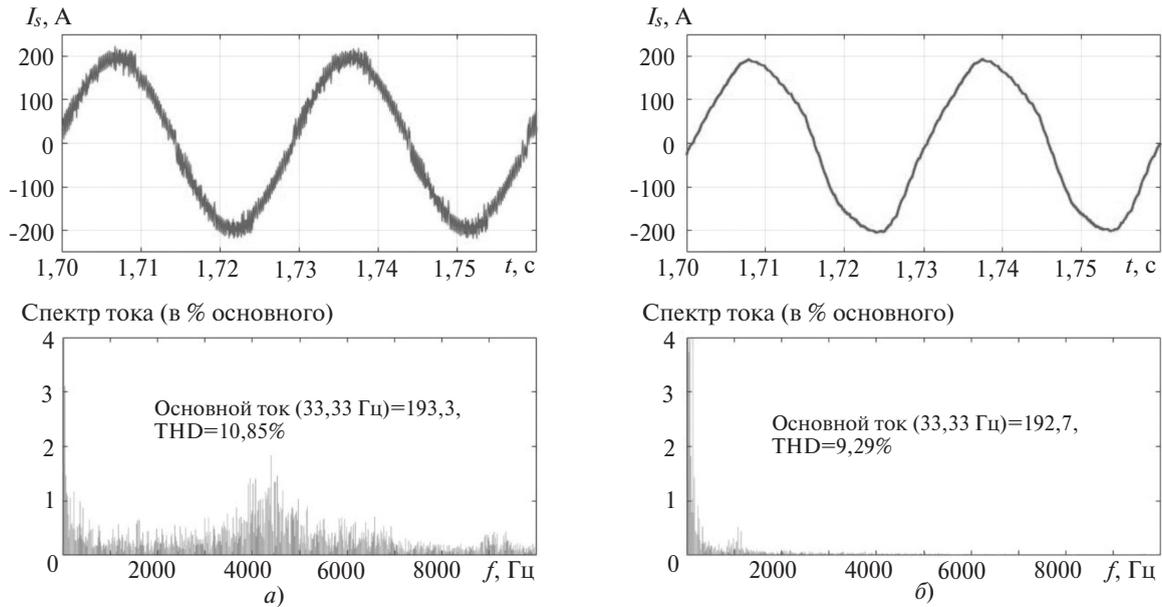


Рис. 8. Ток статора и его спектр при $n=1000$ об/мин с нагрузкой 400 Нм при базовом (а) и измененном (б) ПУМ

На рис. 8,а и б показаны фазные токи и их спектры в базовом и модифицированном ПУМ. На рис. 8,а показаны ток и его спектр основного привода ПУМ. Верхняя часть рис. 8,а указывает на возможность возникновения больших искажений тока, нижняя часть показывает спектр текущей формы волны. Видно, что доминирующая гармоника тока при базовом ПУМ составляет около 2% основного тока, а частота меньше 1 кГц. Кроме того, есть и другие низкочастотные гармоники, рассеянные от основной до 1 кГц, что нежелательно. Суммарное гармоническое искажение (ТНД) формы волны тока при базовом ПУМ составляет 10,85%. Для текущего сигнала измененного ПУМ он более плавный, чем при базовом ПУМ. В спектре тока амплитуды низкочастотных гармоник составляют менее 0,4%. Доминирующая гармоника – около 0,4% при 6,7 кГц, что определяется интервалом выборки схемы. Значение ТНД текущего сигнала модифицированного ПУМ составляет 9,29%, что меньше, чем при базовом варианте. Следует от-

метить, что частота выборки модифицированного ПУМ составляет лишь половину значения частоты выборки базового ПУМ. Причина высокого искажения в базовом ПУМ объясняется главным образом тем, что функция переключения инвертора обновляется только в момент выборки. Хотя частота переключения базового ПУМ (от 0,4 до 5,4 кГц) ниже, чем частота изменения модифицированного ПУМ, что означает более низкие потери при переключении, однако искажение в базовом ПУМ слишком велико.

На рис. 9,а и б даны временные диаграммы изменения частоты вращения, крутящего момента и фазных токов статора при запуске под нагрузкой и напряжении бортовой сети, а также при скачкообразном (при $t=1$ с) увеличении частоты от 500 до 1000 об/мин и ее уменьшении (при $t=2$ с) от 1000 до 250 об/мин. Изменения момента нагрузки: от нуля до 800 Нм на 0,5 с и с 800 Нм до 400 Нм на 1,5 с.

	Параметр	Значение
Силовой преобразователь	Индуктивности L_{b1}, L_{b2} , мГ	4
	Напряжение аккумулятора U_b , В	144
	Звено постоянного тока, напряжение U_{dc} , В	650
Двигатель (МЭД)	Номинальная мощность P , кВт	150
	Число пар полюсов, p	2
	Фазы статора, сопротивление R_s , Ом	0,01485
	Потокосцепление Ψ_{PM} , Вб	0.8
	Статор, индуктивность по оси d L_{sd} , мГ	0,174
	Статор, индуктивность по оси q L_{sq} , мГ	0,293
	Номинальное фазное напряжение U_{ph} , В	460

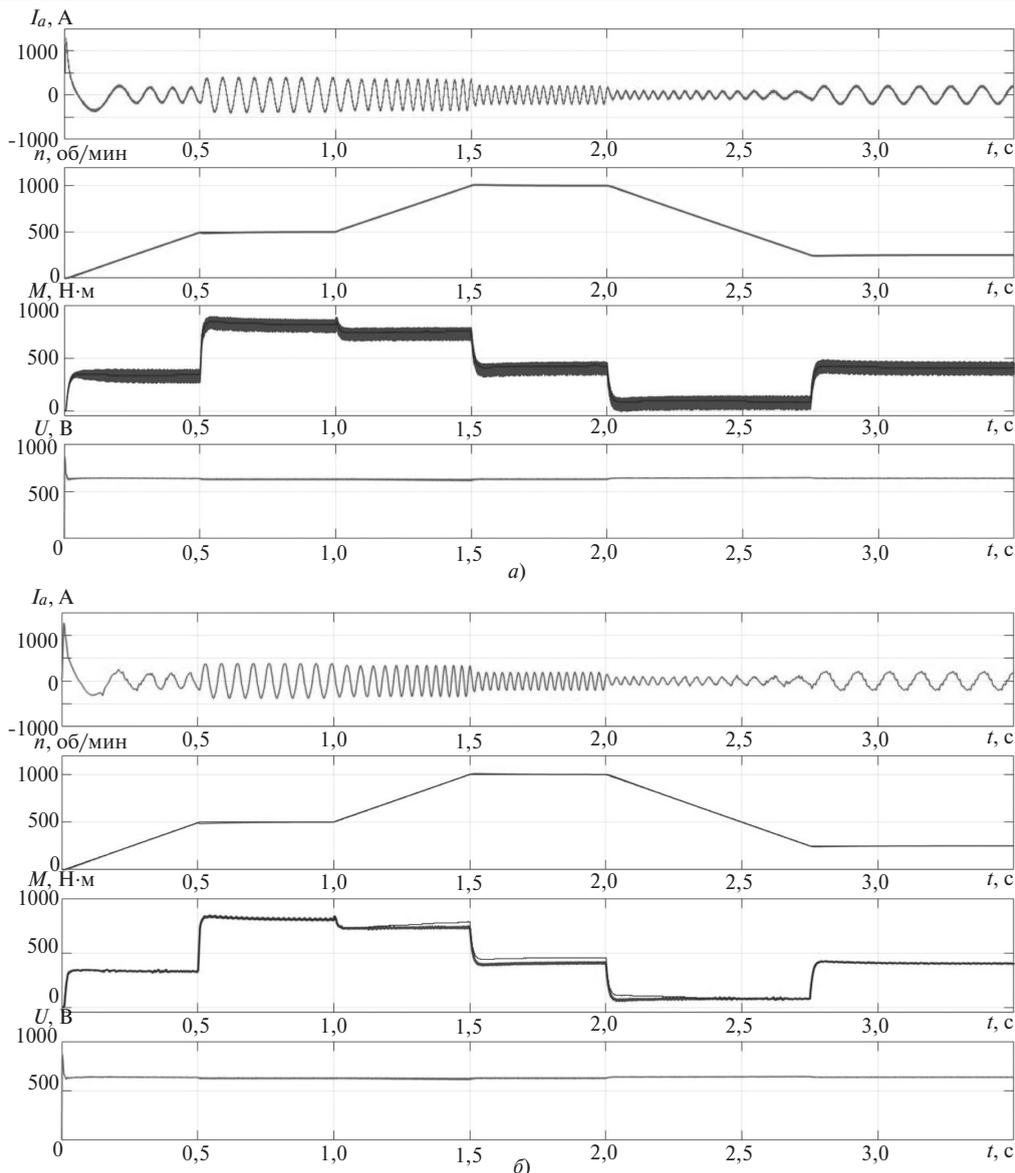


Рис. 9. Временные диаграммы частоты вращения n и фазного тока статора I_a тягового электропривода при движении ЭТС в городском цикле ЕСЕ-15 при базовом (а) и измененном (б) ПУМ

Вывод. Анализ результатов моделирования системы показал, что предлагаемый способ управления электроприводом на базе МЭД, питаемым от батареи аккумуляторов через двунаправленный преобразователь постоянного напряжения, имеет хорошие динамические свойства и динамическую устойчивость при возмущениях. Применение модифицированного прямого управления моментом (ПУМ) с пространственно-векторной модуляцией обеспечивает уменьшение пульсаций тока и момента и способствует увеличению КПД.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Frieske B., Kloetzke M., Mauser F. Trends in vehicle concept and key technology development for hybrid and battery electric vehicles. — World Electr. Veh. Symp. Exhib., 2013, pp. 1–12.
2. Pellegrino G., Vagati A., Boazzo B., Guglielmi P. Comparison of induction and PM synchronous motor drives for EV application

including design examples. — IEEE Trans. Ind. Appl., 2012, vol. 48, No. 6, pp. 2322–2332.

3. Bianchi N., Carraro E. Design and comparison of interior permanent magnet synchronous motors with non-uniform airgap and conventional rotor for electric vehicle applications. — IET Electr. Power Appl., 2014, vol. 8, No. 6, pp. 240–249.

4. Васильев Б.Ю., Козярук А.Е. Повышение эффективности асинхронных электроприводов с прямым управлением моментом. — Вестник ЮУрГУ. Энергетика, 2013, т. 13, No. 2, pp. 75–84.

5. Paturca S.V., Covrig M., Melcescu L. Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) — an approach by using Space Vector Modulation (SVM), Control Decis. Conf., 2010, pp. 1450–1453.

6. Rahman M.M., Uddin M.N., Islam M.K. Integration of bi-directional DC-DC converter and highly efficient boost converter for electric vehicles applications. — Proc. Int. Conf. Power Electron. DriveSyst. 2015, vol. August, June, pp. 687–691.

Авторы: Омара Ахмед М. окончил Университет Танта (Египет) в 2013 г. Аспирант кафедры электротехнических комплексов автономных объектов и электрического транспорта Национального исследовательского университета «Московский энергетический институт» (НИУ «МЭИ»).

Слепцов Михаил Александрович окончил МЭИ в 1963 г. В 1967 г. защитил кандидатскую диссертацию по специальности 05.09.03. Профессор кафедры электрических комплексов автономных объектов и электрического транспорта НИУ «МЭИ».

Elektrichestvo, 2019, No. 5, pp. 47–57

DOI:10.24160/0013-5380-2019-5-47-57

Direct Torque Control in a Traction Electric Drive Equipped with a Permanent Magnet Motor on the Basis of Spatial-Vector Modulation

OMARA Akhmed M. (*National Research University «Moscow Power Engineering Institute» – NRU «MPEI», Moscow, Russia*) – *Ph. D.-student of Self-Contained Objects and Electrical Transport Dept.*

SLEPTSOV Mikhail A. (*NRU«MPEI», Moscow, Russia*) – *Professor of Self-Contained Objects and Electrical Transport Dept., Cand. Sci. (Eng.)*

The article presents a solution for implementing direct torque control of a traction electric motor excited from permanent magnets, which is based on using spatial-vector modulation. The modified direct torque control arrangement is adopted as the strategy for control of a three-phase bridge inverter. The circuit contains a bidirectional DC voltage converter, which makes it possible to control the on-board network voltage and match the storage battery charging mode during recuperative braking. The distinctive feature of the presented modified circuit arrangement is that the relay-based regulators, which are commonly used for producing the spatial-vector modulation signals, are replaced by digital PI controllers of torque and voltage. The results from simulating the modified circuit are presented and analyzed, and the effectiveness of the proposed system for use in a traction electric drive is shown. The dynamic modes simulation results confirm that the proposed electric drive structure can be successfully used as a traction drive of electric transport vehicles and has acceptable indicators of transient and steady-state operation modes. The simulation results have demonstrated that the proposed traction electric drive can meet the requirements of the electric transport vehicle municipal driving cycle.

Key words: *electric transport vehicle, traction electric drive, permanent magnet motor, storage battery, electric energy storages, direct torque control, spatial-vector modulation*

REFERENCES

1. Frieske B., Kloetzke M., Mauser F. Trends in vehicle concept and key technology development for hybrid and battery electric vehicles. – *World Electr. Veh. Symp. Exhib.*, 2013, pp. 1–12.
2. Pellegrino G., Vagati A., Boazzo B., Guglielmi P. Comparison of induction and PM synchronous motor drives for EV application including design examples. – *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2012, vol. 48, No. 6, pp. 2322–2332.
3. Bianchi N., Carraro E. Design and comparison of interior permanent magnet synchronous motors with non-uniform airgap and conventional rotor for electric vehicle applications. – *IET Electr. Power Appl.*, 2014, vol. 8, No. 6, pp. 240–249.
4. Vasil'yev B.Yu., Kozyaruk A.Ye. *Vestnik Yuzhno-Ural'skogo gosudarstvennogo universiteta. Energetika.* – in Russ. (*Bulletin of South*

Ural State University. Power Engineering), 2013, vol. 13, No. 2, pp. 75–84.

5. Paturca S.V., Covrig M., Melcescu L. Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) – an approach by using Space Vector Modulation (SVM), *Control Decis. Conf.*, 2010, pp. 1450–1453.

6. Rahman M.M., Uddin M.N., Islam M.K. Integration of bi-directional DC-DC converter and highly efficient boost converter for electric vehicles applications. – *Proc. Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.* 2015, vol. August, June, pp. 687–691.

[19.12.2018]