

ДВОЙНАЯ ИНВЕРТОРНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ПИТАНИЯ ШАГОВОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ С УМЕНЬШЕННЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ ЗВЕНА ПОСТОЯННОГО ТОКА

В настоящее время для биполярного управления шаговыми двигателями (ШД) широко применяется мостовая схема соединения силовых элементов. Среди недостатков данного решения можно отметить малый диапазон скоростей, достижимых при фиксированной нагрузке для шагового электропривода, образующийся высокий размах пульсаций фазного напряжения и, как следствие, высокие динамические потери в полупроводниковом преобразователе, а также высокий размах пульсаций генерируемого электроприводом момента. Указанные особенности, а также значительная величина реактивной составляющей мощности, потребляемой ШД при высоких скоростях вращения вала, указывают на целесообразность последовательного включения в состав классической преобразовательной системы дополнительных инверторов (по одному на каждую фазу электродвигателя), компенсирующих потребляемую ШД реактивную энергию. Целью данной работы является исследование возможности применения двойной инверторной системы в электроприводе на основе ШД, а также синтез алгоритма векторного управления ШД, адаптированного для работы с данным преобразователем. Проверка работоспособности и оценка показателей работы предложенной инверторной системы в сравнении с классической мостовой схемой проводилась методом сравнительного имитационного моделирования в графической среде *Matlab/Simulink*. Результаты имитационного моделирования указывают на сокращение потерь в преобразовательной части на 30%, уменьшение размаха пульсаций генерируемого момента и увеличение диапазона скоростей вращения вала при работе электропривода с применением двойной инверторной системы со сравнительно меньшим напряжением звена постоянного тока. Предложенный алгоритм работы предусматривает регулирование напряжения звеньев постоянного тока дополнительных инверторов для уменьшения размаха пульсаций напряжения на обмотках двигателя и снижения динамических потерь в преобразователе. Предположительными областями применения данного преобразователя являются автономные промышленные объекты, автономные робототехнические системы, системы аэрокосмической отрасли и т.д.

Ключевые слова: шаговый электродвигатель, мостовой преобразователь, двойная инверторная система, автономные инверторы напряжения, векторное управление, сдвоенные инверторы напряжения.

ВВЕДЕНИЕ

Шаговые электродвигатели (ШД) по причине низкой стоимости их изготовления и простоте организации разомкнутых систем управления широко используются в робототехнике, станках с числовым программным управлением, промышленных системах автоматизации, бытовой технике и т.д. [1, 2].

Характерной эксплуатационной особенностью ШД по сравнению с другими типами электродвигателей является существенное увеличение импеданса фазы на средних и высоких скоростях вращения вала, что обусловлено высоким эквивалентным числом пар полюсов (обычно 50 и более). Таким образом, значительная (а иногда – большая) часть энергии, генерируемая преобразователем, является реактивной и не участвует в образовании электромагнитного момента.

С другой стороны, интенсивное развитие силовой полупроводниковой техники открывает новые возможности в сфере исследований систем электропривода с нестандартной схемой силовой части преобразовательной [3-9]. Так, например, в работах [4-9] исследуется перспективная схема силовой части электропривода на основе электрической машины с разомкнутыми обмотками, питаемой от преобразовательной системы, состоящей из двух трехфазных инверторов, использующих независимые источники питания для соответствующих звеньев постоянного тока. Интересен тот факт, что в подобных системах один из инверторов может работать вообще без источника питания в

звене постоянного тока [9], компенсируя реактивную энергию электрической машины. Преимуществами таких систем по сравнению с классической схемой преобразовательной части является увеличенный диапазон скоростей вращения вала электродвигателя, повышенная отказоустойчивость, сниженные динамические потери преобразователя.

Данная работа посвящена исследованию возможности и целесообразности применения дополнительного преобразователя в составе инверторной системы для компенсации реактивной энергии электропривода на основе ШД, а также синтез модифицированной версии алгоритма векторного управления ШД, адаптированной для работы с двойной инверторной системой.

СТРУКТУРА ЭЛЕКТРОПРИВОДА И АЛГОРИТМ РАБОТЫ

Силовая часть исследуемого преобразователя для питания двухфазного ШД приведена на **рис. 1**.

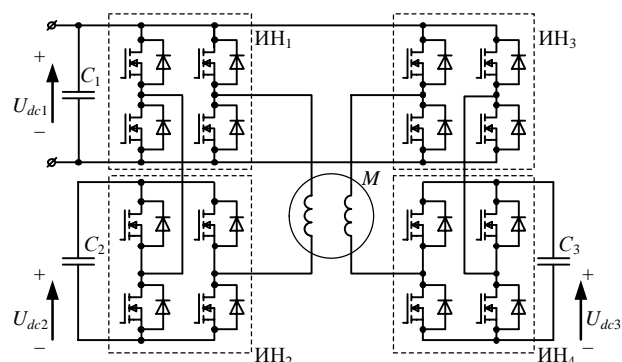


Рис. 1. Силовая часть исследуемой инверторной системы

Схема содержит четыре полномостовых инвертора ИН₁–ИН₄ – по два на каждую фазу электродвигателя. Звено постоянного тока основных инверторов ИН₁ и ИН₃ подключено к источнику питания, тогда как к звеньям постоянного тока дополнительных инверторов ИН₂ и ИН₄ подключены только конденсаторы C_2 и C_3 соответственно. Инверторы ИН₁ и ИН₂ соединены последовательно с одной из обмоток ШД, их генерируемые напряжения складываются. Аналогично для инверторов ИН₃ и ИН₄.

В данной работе предполагается, что система управления получает информацию о текущем положении ротора электродвигателя (например, от соответствующего датчика или наблюдателя состояния). Для управления данной инверторной системой предлагается использовать специальным образом адаптированное векторное управление электродвигателем. При векторном управлении в зоне ослабления поля векторная диаграмма, описывающая уравнение статорной цепи принимает вид, изображенный на **рис. 2**.

Регулятор тока формирует вектор напряжения задания $\bar{u}_{dq.ref}$ (в относительных единицах) в осях ротора dq таким образом, чтобы формировать заданный вектор тока статора \bar{i} , содержащий компоненты i_d (ослабления поля ротора ψ_m) и i_q (создания электромагнитного момента). Поскольку инверторы ИН₂ и ИН₄ не обладают собственными источниками электроэнергии, необходимо управлять ими таким образом, чтобы они компенсировали потребляемую реактивную мощность электродвигателя и не генерировали при этом активную мощность. Для этого необходимо разбить вектор напряжения задания $\bar{u}_{dq.ref}$ на проекции $u_{d'.ref}$ и $u_{q'.ref}$ по осям d' и q' , направленным по вектору тока статора \bar{i} , согласно уравнению

$$\begin{bmatrix} u_{d'.ref} \\ u_{q'.ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\varphi_i) & \sin(\varphi_i) \\ -\sin(\varphi_i) & \cos(\varphi_i) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d.ref} \\ u_{q.ref} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $u_{d.ref}$, $u_{q.ref}$ – проекции вектора напряжения задания $\bar{u}_{dq.ref}$, о.е., в осях ротора dq ; φ_i – угол поворота системы координат $d'q'$ относительно системы координат dq , рад.

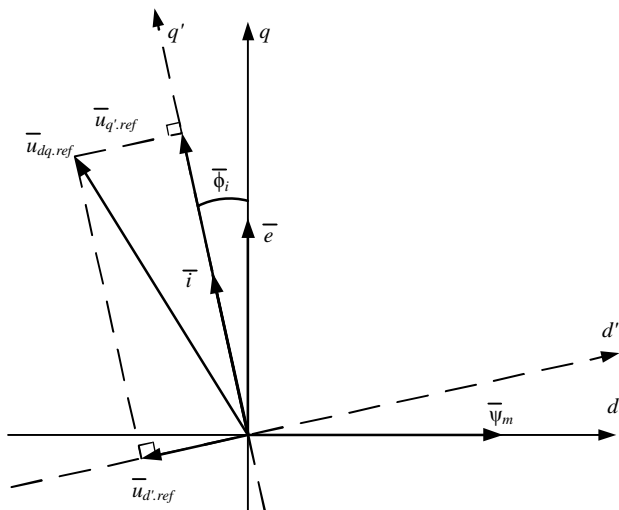


Рис. 2. Векторная диаграмма цепи статора ШД

В общем случае (модуль вектора $\bar{u}_{d'.ref}$ не превышает единицу) векторы управления основной группой инверторов ИН1 и ИН3 $\bar{u}_{main.inv}$, о. е., и дополнительной группой инверторов ИН2 и ИН4 $\bar{u}_{aux.inv}$, о. е., определяются согласно выражению

$$\begin{cases} |\bar{u}_{d'.ref}| \leq 1, \\ \bar{u}_{main.inv} = \bar{u}_{q'.ref}, \\ \bar{u}_{aux.inv} = \bar{u}_{d'.ref}. \end{cases} \quad (2)$$

При этом основная инверторная группа генерирует только активную мощность, а вспомогательная инверторная группа – только реактивную мощность. Векторы генерируемого выходного напряжения основной и дополнительной инверторной группы при этом расположены друг относительно друга под прямым углом.

В зависимости от соотношений напряжения питания преобразователя, конструктивных параметров электрической машины и режима работы электропривода могут возникать ситуации, при которых модуль вектора $\bar{u}_{d'.ref}$ превышает единицу, что означало бы работу инверторов ИН2 и ИН4 в режиме овермодуляции. Чтобы этого не происходило, система управления формирует векторы управления основной группой инверторов ИН1 и ИН3 $\bar{u}_{main.inv}$, о.е., и дополнительной группой инверторов ИН2 и ИН4 $\bar{u}_{aux.inv}$, о.е., согласно выражению

$$\begin{cases} |\bar{u}_{d'.ref}| > 1, \\ \bar{u}_{main.inv} = \bar{u}_{q'.ref} + \bar{u}_{d'.ref} - \frac{\bar{u}_{d'.ref}}{|\bar{u}_{d'.ref}|}, \\ \bar{u}_{aux.inv} = \frac{\bar{u}_{d'.ref}}{|\bar{u}_{d'.ref}|}. \end{cases} \quad (3)$$

При этом вектор задания дополнительной группы преобразователей формируется из вектора $\bar{u}_{d'.ref}$, ограниченного по модулю единицей, а вектор задания основной группы инверторов – из суммы оставшейся части вектора $\bar{u}_{d'.ref}$ и вектора $\bar{u}_{q'.ref}$. Таким образом, при полной загрузке дополнительных инверторов основные инверторы ИН₁ и ИН₃ начинают вырабатывать не только активную, но и реактивную мощность. Векторы генерируемого выходного напряжения основной и дополнительной инверторной группы при этом расположены друг относительно друга под некоторым острым углом.

Функциональная схема предлагаемой в данной работе системы управления преобразователем представлена на **рис. 3**. Основные инверторы ИН₁, ИН₃, а также вспомогательные инверторы ИН₂ и ИН₄ на данной схеме объединены в группы попарно. Каждая из этих инверторных групп генерирует напряжение в статорной системе координат ab шагового двигателя ШД согласно описанию, приведенному выше. Датчики тока, установленные в каждую из фаз ШД, образуют вектор тока статора \bar{i}_{ab} . Алгоритм, описанный выражениями (2) и (3), на функциональной схеме не отражен.

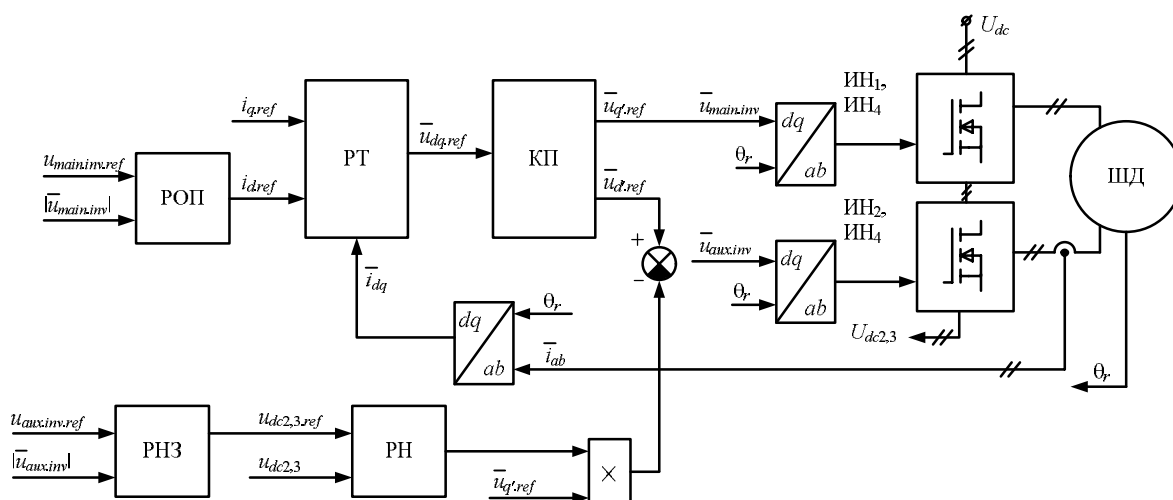


Рис. 3. Функциональная схема системы управления преобразователем

Схема содержит четыре регулятора: ослабления поля РОП, тока РТ, напряжения дополнительной инверторной группы РН, напряжения задания дополнительной инверторной группы РНЗ. Блок координатного преобразования КП осуществляет вышеуказанную операцию разделения напряжения задания $\bar{u}_{dq.ref}$ на составляющие согласно уравнению (1). РНЗ является регулятором интегрального типа и, сравнивая напряжение задания $u_{aux.inv.ref}$ вспомогательной группы инверторов с некоторой фиксированной эталонной величиной $u_{aux.inv.ref}$, устанавливает необходимое задание на напряжение звена постоянного тока вспомогательных инверторов ИН2 и ИН4. РН сравнивает напряжение звеньев постоянного тока вспомогательных инверторов $u_{dc2,3}$ с заданной величиной $u_{dc2,3.ref}$ и в зависимости от знака и величины ошибки регулирования корректирует вектор $\bar{u}_{aux.inv}$, добавляя к исходному вектору $\bar{u}_{d'.ref}$ некоторую небольшую величину вектора $\bar{u}_{q'.ref}$. Это вынуждает вспомогательную группу инверторов потреблять или отдавать активную мощность, регулируя тем самым собственное входное напряжение.

Таким образом, напряжение звеньев постоянного тока инверторов ИН2 и ИН4 варьируется в зависимости от режима работы электропривода с целью минимизации размаха пульсаций напряжения на обмотках электродвигателя, а также с целью минимизации динамических потерь в преобразователе.

РЕАЛИЗАЦИЯ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ В СРЕДЕ MATLAB/SIMULINK

Для выполнения целей исследования в программной среде *Matlab/Simulink* была построена модель, отражающая электромеханические процессы, происходящие в исследуемом электроприводе, а также работу алгоритмов системы управления. Один из возможных вариантов реализации данной модели представлен на рис. 4 и 5.

Структура модели, представленная на рис. 5, в отличие от упрощенной функциональной схемы (рис. 3) полностью отражает весь функционал системы управления исследуемым преобразователем, описанный ранее. Следует отдельно отметить блок «*coordinate transformation block*» (см. рис. 5), соответствующий блоку координатного преобразования КП функциональной схемы (см. рис. 3). Его выходные сигналы управления

инверторными группами генерируются в виде *векторов* $\bar{u}_{d'.ref}$ и $\bar{u}_{q'.ref}$ в системе координат dq . Следует также отметить, что библиотечные элементы, связанные с действиями над комплексными числами (выделение фазы, амплитуды и т.д.), используются для удобства построения системы в виде блоков. Здесь оси действительных и мнимых чисел уподобляются осям d и q системы управления соответственно. Блоки суммирования, расположенные справа от блока координатного преобразования, как следует из вышесказанного, обозначают векторные операции над сигналами.

Таким образом, в зависимости от текущего состояния электропривода основные инверторы могут частично компенсировать реактивную энергию электродвигателя в случае, если дополнительные инверторы уже работают с единичной глубиной модуляции, а последние, в свою очередь, могут потреблять или отдавать в статорную цепь активную энергию, регулируя тем самым собственное входное напряжение. Регулирование этого напряжения в данной модели осуществляется по среднему значению напряжения двух инверторов, что, безусловно, является некоторым упрощением системы управления. В работе реального образца преобразователя будет требоваться возможность независимого регулирования напряжения звена постоянного тока для каждого из дополнительных инверторов. Это может быть реализовано, например, путем организации сложения векторов в осях статора ab . Сигнал на потребление или отдачу активной мощности при этом может быть установлен отдельно для каждого из дополнительных преобразователей АИН2 и АИН4.

В рамках данной работы сравниваются две преобразовательные системы: классическая схема с напряжением звена постоянного тока 72 В и двойная инверторная система с напряжением звена постоянного тока основных инверторов 48 В и напряжением звена постоянного тока дополнительных инверторов, регулируемым в диапазоне 18–48 В.

С целью проведения сравнительного анализа энергоэффективности указанных инверторных систем в представленную имитационную модель в среде *Matlab/Simulink* внесена функция, выполняющая подсчет потерь от протекания прямого тока, а также динамических потерь в преобразователе по методике, описанной в [10].

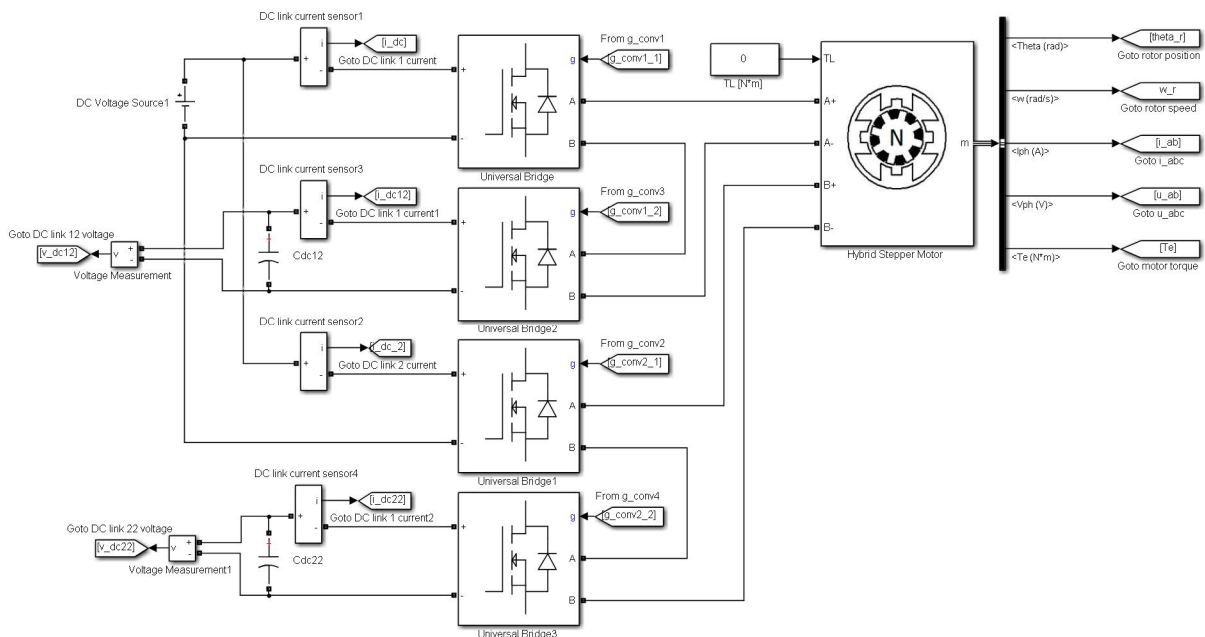


Рис. 4. Реализация силовой части имитационной модели электропривода с двойной инверторной системой в среде Matlab/Simulink

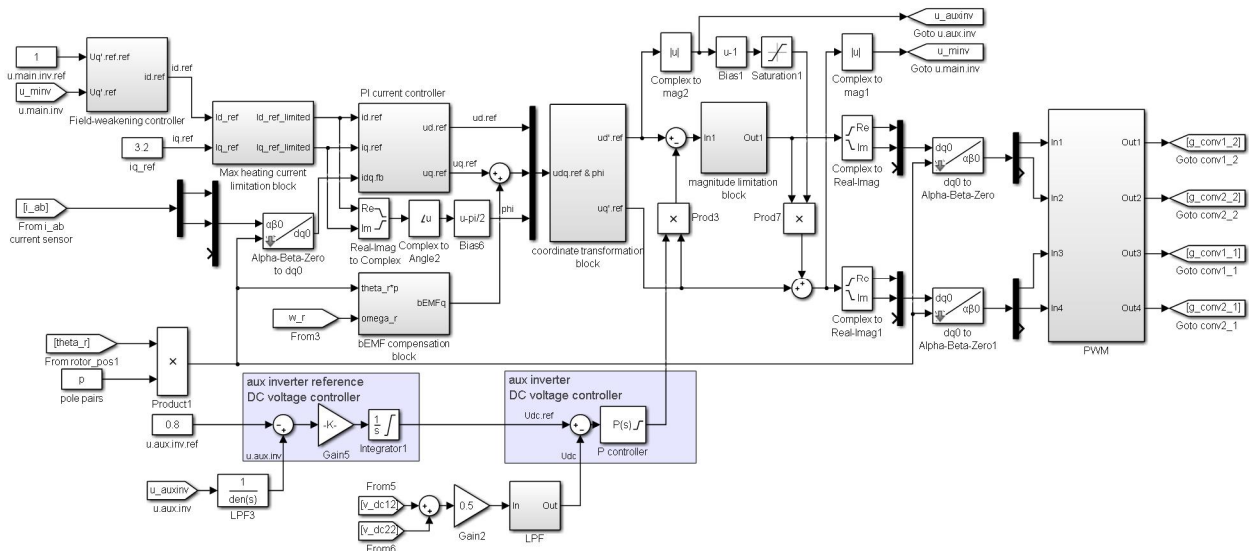


Рис. 5. Реализация системы управления имитационной модели электропривода с двойной инверторной системой в среде Matlab/Simulink

Одним из ключевых факторов, определяющих количество потерь в преобразователе, является выбор модели силовых полупроводниковых элементов. Для каждой из двух исследуемых схем силовой части преобразователя была подобрана соответствующая необходимому классу напряжения модель транзистора компании *Infineon Technologies*, обладающая согласно методике расчета, представленной в [10], наименьшими суммарными потерями среди группы аналогов.

Характеристики моделируемого шагового двигателя представлены в табл. 1. Поскольку целью данной работы является сравнительный анализ преобразовательных систем, моделирование ШД проводилось при следующих допущениях: параметры статора симметричны; индуктивность фазы не зависит от положения ротора, реактивная составляющая момента ШД отсутствует; насыщение магнитной цепи отсутствует; форма ЭДС синусоидальна; вязкое трение отсутствует.

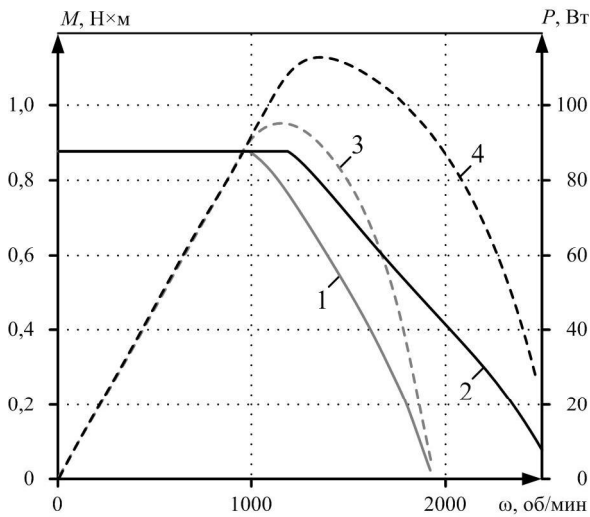
Таблица 1

Характеристики шагового электродвигателя

Характеристика	Значение
Число шагов на оборот	200
Число фаз	2
Номинальный момент, Н·м	0,89
Сопrotивление фазы, Ом	1,6
Индуктивность фазы, мГн	4
Номинальный ток фазы, А	2,3
Масса, кг	0,47

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

С помощью представленной имитационной модели в среде Matlab/Simulink была получена электро-механическая характеристика серийного шагового двигателя при работе от преобразователя классической схемы с векторным управлением и при работе от двойного преобразователя (рис. 6).



- 1 - Момент ШД, Н×м, при питании от мостового инвертора
- 2 - Момент ШД, Н×м, при питании от двойной инверторной системы
- 3 - Мощность на валу ШД, Вт, при питании от мостового инвертора
- 4 - Мощность на валу ШД, Вт, при питании от двойной инверторной системы

Рис. 6. Электромеханическая характеристика ШД при питании от различных преобразователей

Точки электромеханических характеристик получены при работе инверторов с глубиной модуляции не более единицы; форма фазного тока при этом стремилась к синусоиду амплитудой 3,2 А. Диапазон регулирования скорости ШД при работе от двойного преобразователя шире, переход в зону ослабления поля происходит при большей на 20 % скорости вращения вала. Максимальная развиваемая ШД мощность на валу выше на 18 %. Это связано с большими возможностями (при указанных уровнях входных напряжений сравниваемых преобразователей) по компенсации реактивной энергии ШД представленного двойного преобразователя. Инверторные группы способны генерировать выходные напряжения, векторы которых направлены друг относительно друга под острым углом. Так, амплитуда основной гармоники прикладываемого к обмоткам электродвигателя напряжения в момент перехода в зону ослабления поля равняется приблизительно 82 В (и увеличивается с дальнейшим разгоном ШД, асимптотически приближаясь к 96 В, когда энергия, генерируемая обеими группами преобразователей, становится практически полностью реактивной, а генерируемый электроприводом момент стремится к нулю), тогда как при классической схеме преобразователя амплитуда основной гармоники прикладываемого к обмоткам электродвигателя напряжения ограничена напряжением звена постоянного тока (72 В).

Осциллограммы момента, фазного тока и напряжения, тока потребления преобразователя при питании ШД от двойной инверторной системы на различных скоростях вращения вала представлены на рис. 7-9. По осциллограммам входного тока инверторной системы, снятым при моделировании ШД на низких скоростях вращения вала (см. рис. 7, 8), можно сделать вывод о

том, что система управления работает согласно выражению (2). Для этого режима работы характерно отсутствие передачи энергии из электрической машины обратно в источник питания. Другими словами, инверторы ИН₁ и ИН₃ генерируют только активную энергию, в то время как инверторы ИН₂ и ИН₄ – только реактивную. Для более высоких скоростей работы электропривода (см. рис. 9) характерна работа системы управления согласно выражению (3), когда основная группа инверторов вырабатывает часть реактивной энергии, потребляемой электродвигателем.

Также были измерены потери в преобразователе и показатели коэффициента гармонических искажений электромагнитного момента и фазного тока при различных скоростях работы электропривода. Результаты моделирования классической схемы были получены при неизменной частоте ШИМ и в данной работе считаются опорными при определении частоты ШИМ исследуемого преобразователя. Последняя выбиралась таким образом, чтобы соответствовать показателям искажений генерируемого электроприводом момента и тока фазы, заданным преобразователем с классической схемой силовой части. Полученные результаты измерений сведены в табл. 2, 3.

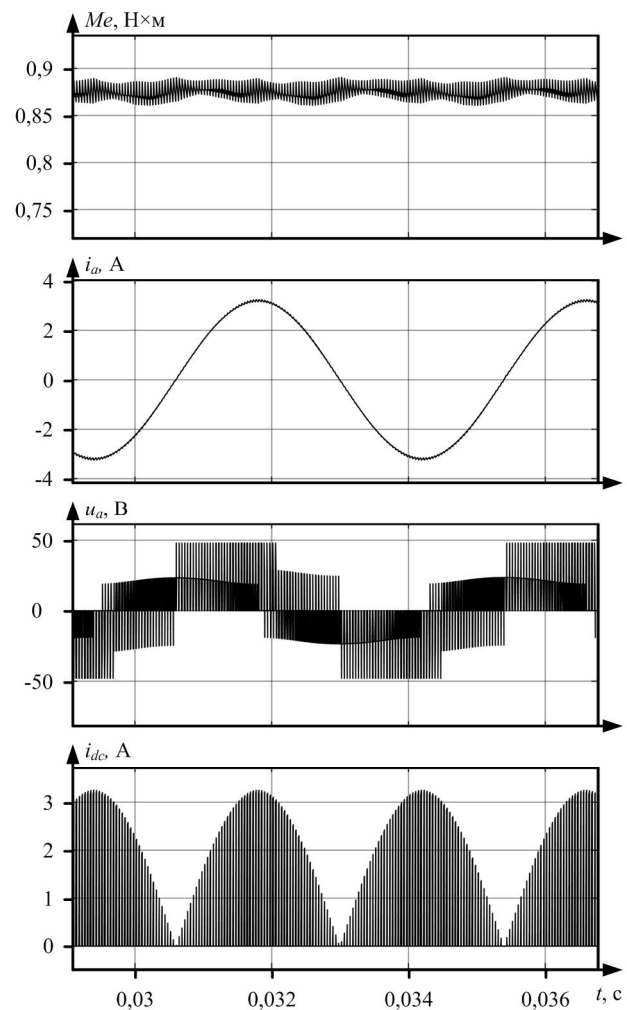


Рис. 7. Осциллограммы (сверху вниз) момента, фазного тока, фазного напряжения, потребляемого тока двойной инверторной системы при угловой скорости вала ШД 250 об/мин

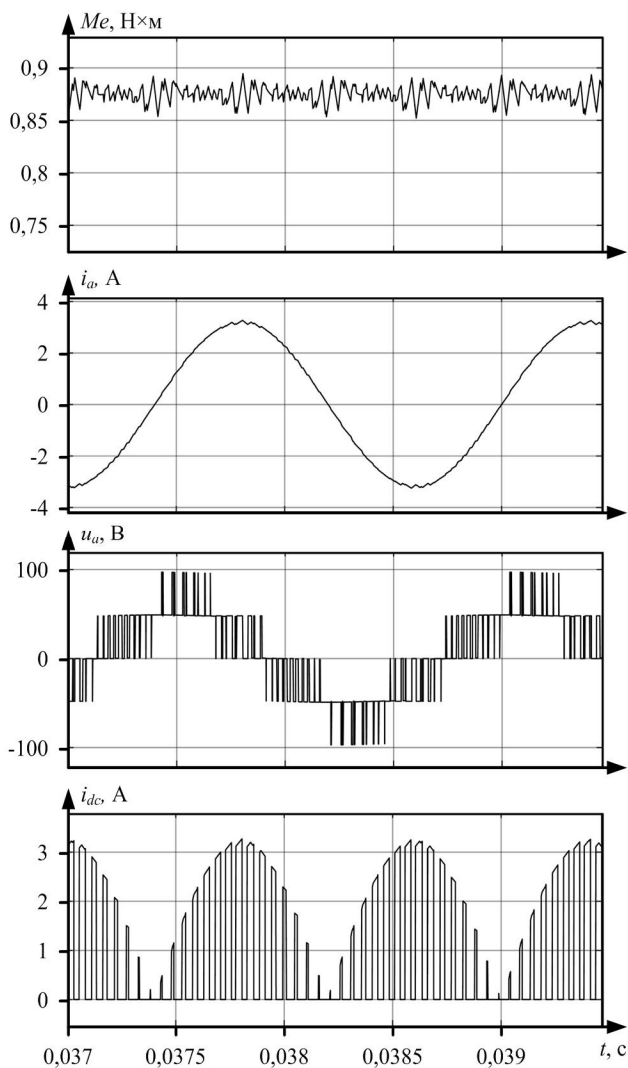


Рис. 8. Осциллограммы (сверху вниз) момента, фазного тока, фазного напряжения, потребляемого тока двойной инверторной системы при угловой скорости вала ШД 750 об/мин

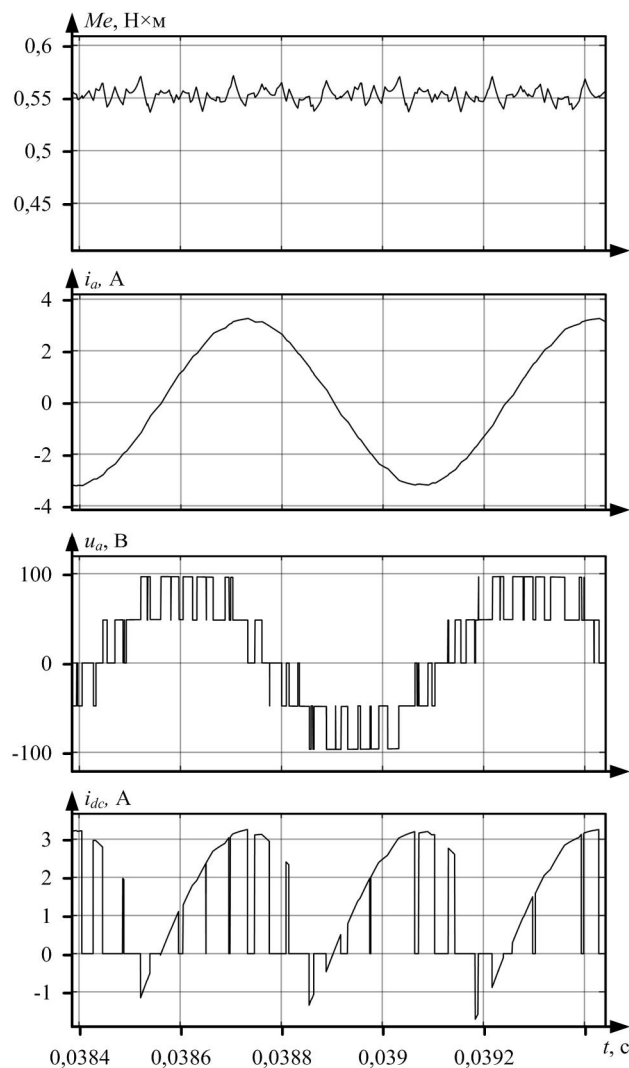


Рис. 9. Осциллограммы (сверху вниз) момента, фазного тока, фазного напряжения, потребляемого тока двойной инверторной системы при угловой скорости вала ШД 1750 об/мин

Таблица 2

Потери в преобразователе, коэффициенты гармонического искажения момента и фазного тока при различных скоростях работы электропривода с классическим инвертором

Модель силового транзистора			BSZ146N10LS5		
Скорость вращения вала, об/мин	Частота ШИМ, кГц	Напряжение звена постоянного тока, В	Потери в преобразователе, Вт	КГИ момента, %	КГИ фазного тока, %
0	30	72	0,4477	0,52	0,52
250	30	72	0,4387	1,05	1,21
500	30	72	0,4387	1,22	1,62
750	30	72	0,4387	1,21	1,55
1000	30	72	0,4387	1,43	1,52
1250	30	72	0,4387	1,50	1,32
1500	30	72	0,4387	2,45	1,33
1750	30	72	0,4387	7,27	1,34

Потери в преобразователе, коэффициенты гармонического искажения момента и фазного тока при различных скоростях работы электропривода с исследуемой двойной инверторной системой

Модель силового транзистора		BSZ065N06LS5			
Скорость вращения вала, об/мин	Частота ШИМ, кГц	Напряжение звена постоянно тока основных / дополнительных инверторов, В	Потери в преобразователе, Вт	КГИ момента, %	КГИ фазного тока, %
0	30,0	48 / 18	0,3148	0,5	0,5
250	24,0	48 / 20	0,2929	1,06	0,76
500	20,0	48 / 41	0,3001	1,19	1,05
750	19,3	48 / 48	0,3031	1,15	0,95
1000	18,5	48 / 48	0,2998	1,22	1,3
1250	19,5	48 / 48	0,3049	1,26	1,48
1500	20,3	48 / 48	0,3075	1,3	1,39
1750	21,5	48 / 48	0,3125	1,67	1,3
2000	24,0	48 / 48	0,3232	2,25	1,34
2250	27,0	48 / 48	0,3359	3,62	1,27

Потери в исследуемом преобразователе меньше в среднем на 30 %, что обусловлено главным образом выбором модели силовых полупроводниковых элементов. МОП-транзисторы с меньшим максимальным допустимым напряжением сток-исток, как правило, обладают меньшим сопротивлением канала, а также большей скоростью протекания процессов включения и выключения. Следует отметить, что при расчетах потерь преобразователей время включения и выключения транзисторов было выбрано минимально возможным для выбранных моделей, что для некоторых приложений может быть недопустимо из соображений электромагнитной совместимости. При ограничении скорости нарастания напряжения некоторой фиксированной величиной, знак разницы в потерях сохраняется на низких скоростях за счет уменьшения входного напряжения дополнительных преобразователей (которые, строго говоря, в этом случае могут не использоваться совсем), а на средних и высоких скоростях – за счет меньшей частоты ШИМ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе предложено использовать двойную инверторную систему в составе замкнутого по положению шагового электропривода.

Сравнительное имитационное моделирование в среде *Matlab/Simulink* позволяет сделать вывод о том, что предложенный преобразователь обладает более низким уровнем потерь при аналогичном или меньшем уровне искажений генерируемого электроприводом фазного тока и момента. Кроме того, данная преобразовательная система позволяет организовать больший диапазон регулирования по скорости шагового электропривода при меньшем напряжении источника питания по сравнению с классической мостовой схемой.

Наличие в каждой фазе двух мостовых инверторов позволяет с помощью соответствующих коммутаций силовой цепи сохранить работоспособность системы при выходе одного из инверторов из строя, что позволяет судить о большей степени отказоустойчивости исследуемой схемы силовой части.

Низкий уровень потерь, а также повышенная отказоустойчивость предложенной инверторной системы позволяет рекомендовать ее для применения в автономных системах, таких как автономные промышленные объекты и роботы, системы аэрокосмической отрасли, устройства преобразования энергии окружающей среды (*energy harvesting*) и т.д.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. The efficiency of hybrid stepping motors: analyzing the impact of control algorithms / S. Derammelaere, B. Vervisch, F.D. Belie, B.V.J. Cottyn, P. Cox, G.V.D. Abeele, K. Stockman, L. Vandeveldel // IEEE Industry Applications Magazine. 2014. Is. 4. Pp. 50-60. doi: 10.1109/MIAS.2013.2288403.
2. Le K.M., Hoang H.V., Jeon J.W. An advanced closed-loop control to improve the performance of hybrid stepper motor // IEEE Transactions on Power Electronics. 2016. Vol. 32. Is. 9. Pp. 7244-7255. doi: 10.1109/TPEL.2016.2623341.
3. Разработка модели систем высококачественного бесколлекторного электропривода постоянного тока / Т.Х. Абузяров, А.С. Плехов, А.Б. Дарьенков, А.И. Ермолаев // Вестник ИГЭУ. 2020. № 1. С. 31-45. doi: 10.17588/2072-2672.2020.1.031-045.
4. The age of multilevel converters arrives / L.G. Franquelo, J. Rodriguez, J.I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, M.A.M. Prats // IEEE Industrial Electronics Magazine. 2008. Vol. 2. No. 2. Pp. 28-39. doi: 10.1109/IEE.2008.923519.
5. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications / J. Rodriguez, J.S. Lai, F.Z. Peng // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2002. Vol. 49. No. 4. Pp. 724-738. doi:10.1109/TIE.2002.801052.
6. Абузяров Т.Х. Особенности имитационного моделирования двоярного преобразователя для электротранспорта с пространственно-векторным управлением // Интеллектуальная электротехника. 2020. № 3(11). С. 100-109. doi: 10.46960/2658-6754_2020_3_100.
7. Абузяров Т.Х., Плехов А.С. Каскадный преобразователь для электротранспорта с пространственно-векторным управлением // Актуальные проблемы электроэнергетики: материалы VI Всерос. науч.-техн. конф. Нижний Новгород: Изд-во Нижегородск. гос. техн. ун-та им. Р.Е. Алексеева. 2020. С. 56-63. doi: 10.46960/39255930_2020_41.
8. Dual inverter-fed drives with the synchronised multilevel voltage waveforms / V.I. Oleschuk, A.S. Sizov, A.M. Stankovic, E.M. Yaroshenko // Problems of the Regional Energetics. 2006. №1. Pp. 106-119.

9. Kim J., Jung J., Nam K. Dual-inverter control strategy for high-speed operation of EV induction motors // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2004. Vol. 51. No. 2. Pp. 312-320. doi: 10.1109/TIE.2004.825232.
10. Graovac D., Marco P., Andreas K. MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters. Germany: Published by Infineon Technologies AG, 2006. 22 p.

Поступила в редакцию 12 января 2021 г.

INFORMATION IN ENGLISH

DUAL-INVERTER FEEDING SYSTEM FOR STEPPER MOTOR DRIVE WITH REDUCED DC LINK VOLTAGE

Tagir H. Abuzyarov

Postgraduate student, Electrical Equipment, Electric Drive and Automatics Department, Institute of Electric Power Engineering, R.E. Alekseev Nizhny Novgorod State Technical University, Nizhny Novgorod, Russia. E-mail: atx888@yandex.ru. ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2527-7677>.

At present, bridge connection of power elements is widely used for bipolar control of stepping motors. The disadvantages of this solution include a low range of speeds achieved at the set load for the step drive, a wide amplitude of phase voltage ripple and, as a consequence, high dynamic losses in the semiconductor converter and the wide amplitude of ripple of the torque generated by the electric drive. The described disadvantages, as well as the high value of reactive power component consumed by a stepping motor at high shaft speeds, make it reasonable to include additional inverters (one inverter per each phase of the electric motor) into the common conversion system; these inverters are supposed to compensate the reactive energy consumed by the stepping motor. The aim of this research work is to investigate the possible application of the double inverter system in the electric drive based on a stepping motor and the synthesis of the vector control algorithm of the stepping motor adapted for operation with this kind of the converter. The performance check and the performance evaluation of the proposed inverter system as compared with the common bridge system were carried out using the comparative simulation method in the Matlab/Simulink graphical environment. The simulation modeling results point at loss reduction in the converting part by 30%, reduction of the amplitude of the generated torque ripple and the increase in the shaft speed range during electric drive operation when the double inverter system was used with a comparatively lower voltage in the DC link. The suggested operation algorithm provides voltage control in the DC links of the additional inverters to decrease the amplitude of the voltage ripple on the motor windings and to reduce the dynamic losses in the converter. This converter can be used in autonomous industrial objects, autonomous robotic systems, airspace systems, etc.

Keywords: stepping motor, bridge converter, dual inverter system, autonomous voltage inverter, vector control, dual voltage inverters.

REFERENCES

1. Derammelaere S., Vervisch B., Belie F.D., Cottyn B.V.J., Cox P., Abeele G.V.D., Stockman K., L. Vandeveldel The efficiency of hybrid stepping motors: analyzing the impact of control algorithms. IEEE Industry Applications Magazine. 2014. Is. 4. Pp. 50-60, doi: 10.1109/MIAS.2013.2288403.
2. Le K.M., Hoang H.V., Jeon J.W. An advanced closed-loop control to improve the performance of hybrid stepper motor. IEEE Transactions on Power Electronics. 2016. Vol. 32. Is. 9. Pp. 7244-7255. doi: 10.1109/TPEL.2016.2623341.
3. Abuzyarov T.H., Plekhov A.S., Daryenkov A.B., Ermolaev A.I. Model development of a high-quality brushless direct current electric drive. *Vestnik IGEU* [Vestnik IGEU], 2020, no. 1, pp. 31-45. (In Russian) doi: 10.17588/2072-2672.2020.1.031-045.
4. Franquelo L.G., Rodriguez J., Leon J.I., Kouro S., Portillo R., Prats M.A.M. The age of multilevel converters arrives. IEEE Industrial Electronics Magazine. 2008. Vol. 2. No. 2. Pp. 28-39. doi: 10.1109/MIE.2008.923519.
5. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications / J. Rodriguez, J.S. Lai, F.Z. Peng // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2002. Vol. 49. No. 4. Pp. 724-738. doi:10.1109/TIE.2002.801052.
6. Abuzyarov T.H. Simulation modeling of a dual converter for electric transport with space-vector control. *Intellectualnaya elektrotehnika* [Smart Electrical Engineering], 2020, no. 3(11), pp. 100-109. (In Russian) doi: 10.46960/2658-6754_2020_3_100.
7. Abuzyarov T.H., Plekhov A.S. Cascade converter for electric transport with space-vector control. *Materialy VI Vserossiyskoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii "Aktual'nye problemy elektroenergetiki"* [Materials of the VI All-Russian Scientific and Technical Conference "Urgent Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev Publ., 2020, pp. 56-63. (In Russian) doi: 10.46960/39255930_2020_41.
8. Oleschuk V.I., Sizov A.S., Stankovic A.M., Yaroshenko E.M. Dual inverter-fed drives with the synchronised multilevel voltage waveforms. Problems of the Regional Energetics. 2006. No.1. Pp. 106-119.
9. Kim J., Jung J., Nam K. Dual-inverter control strategy for high-speed operation of EV induction motors. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2004. Vol. 51. No. 2. Pp. 312-320. doi: 10.1109/TIE.2004.825232.
10. Graovac D., Marco P., Andreas K. MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters. Infineon Technologies AG Publ., 2006. 22 p.

Абузаров Т.Х. Двойная инверторная система для питания шагового электродвигателя с уменьшенным напряжением звена постоянного тока // Электротехнические системы и комплексы. 2021. № 1(50). С. 27-34. [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2021-1\(50\)-27-34](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2021-1(50)-27-34)

Abuzyarov T.H. Dual-Inverter Feeding System for Stepper Motor Drive with Reduced Dc Link Voltage. *Elektrotehnicheskie sistemy i komplekсы* [Electrotechnical Systems and Complexes], 2021, no. 1(50), pp. 27-34. (In Russian). [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2021-1\(50\)-27-34](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2021-1(50)-27-34)