

Поступила в редакцию 25.06.2020

DOI 10.46960/2658-6754_2020_3_100

УДК 621.3.07

Т.Х. Абузьяров

ОСОБЕННОСТИ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ СДВОЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ ЭЛЕКТРОТРАНСПОРТА С ПРОСТРАНСТВЕННО-ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

ООО «Энергосбережение»
Нижний Новгород, Россия

Описаны схема и стратегия формирования выходного напряжения, а также математическая модель сдвоенного преобразователя для электротранспорта. К преимуществам преобразователей такого типа перед классической схемой трехфазного автономного инвертора относятся: сниженные нагрузки на силовые ключи и на обмотки электродвигателя, низкий уровень пульсаций тока и, как следствие, момента электродвигателя, повышенная отказоустойчивость, сниженные динамические потери преобразователя. Представлен один из возможных вариантов реализации системы управления преобразователем в среде *MATLAB/Simulink*. Приведены результаты сравнительного имитационного исследования двух типов преобразователей.

Ключевые слова: многоуровневый преобразователь, привод электротранспорта, моделирование электропривода, пульсации момента, динамические потери.

I. Введение

Активное развитие индустрии силовой электроники обуславливает повышенный интерес разработчиков силовой преобразовательной техники к исследованию нестандартных топологий силовой части электропривода [1, 2]. В настоящее время активно исследуется возможность применения таких систем в сфере электротранспорта [3].

С одной стороны, использование сложных преобразовательных систем неизбежно ведет к увеличению числа силовых элементов и, как следствие – к росту потерь от протекания прямого тока. Кроме того, возросшее по сравнению с традиционным автономным инвертором (АИН) количество полупроводниковых элементов, как правило, ведет к повышению вероятности отказа системы. С другой стороны, классическая схема трехфазного АИН требует использования крупногабаритных и дорогостоящих *LC* фильтров для ограничения нагрузок на изоляцию обмоток электриче-

ской машины или использования специальных электрических машин [3]. Кроме того, значительный размах пульсаций напряжения при широтно-импульсной модуляции (ШИМ) может приводить к пульсациям момента электродвигателя, что, в свою очередь, приводит к нежелательным вибрациям электропривода и снижению его ресурса [4–7].

В данной работе представлена структура имитационной модели системы «силовой полупроводниковый преобразователь – синхронная электрическая машина с возбуждением от постоянных магнитов», позволяющая качественно и количественно оценить преимущества и недостатки сдвоенного преобразователя для электротранспорта по сравнению со схемой традиционного трехфазного инвертора напряжения.

II. Топология преобразователя и алгоритм управления

Структурная схема исследуемого преобразователя изображена на рис. 1.

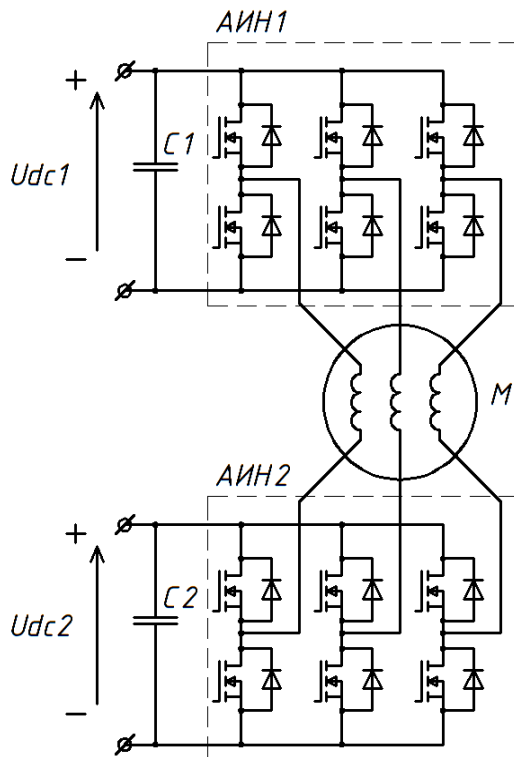


Рис. 1. Структурная схема исследуемого трехфазного инвертора

Исследуемая топология силовой части электропривода содержит два трехфазных автономных инвертора (АИН1 и АИН2), а также два независимых звена постоянного тока напряжением U_{dc1} и U_{dc2} . В данной работе принимается:

$$U_{dc1} = U_{dc2} = \frac{U_{dc}}{2}, \quad (1)$$

где U_{dc} – напряжение звена постоянного тока, В, при питании электрической машины от традиционного трехфазного АИН.

Набор векторов, доступных для данного преобразователя, представлен на рис. 2. Исследуется следующий алгоритм работы сдвоенного преобразователя. Регулятор контура тока системы управления формирует управляющий преобразователем вектор \vec{i} . В случае работы привода на низких скоростях вращения вала, этот вектор находится в зоне 1 (рис. 2, а).

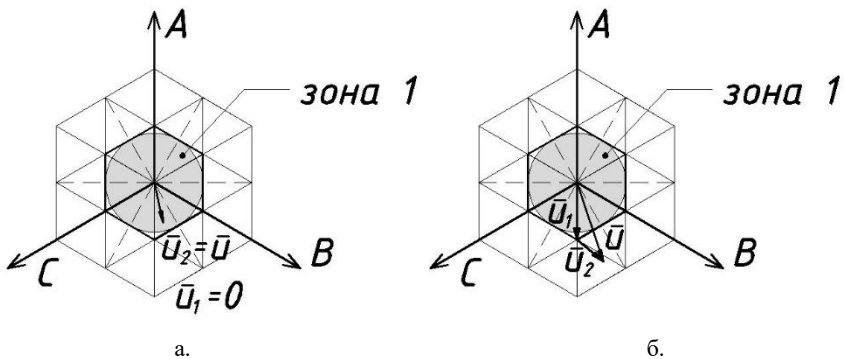


Рис. 2. Возможные режимы работы исследуемого преобразователя: вектор \vec{i} находится в зоне 1 (а); б – вектор \vec{i} находится за пределами зоны 1 (б)

При этом АИН1 формирует один из нулевых векторов, АИН2 работает в режиме векторной ШИМ и формирует вектор \vec{i}_2 , равный вектору задания \vec{i} . При дальнейшем разгоне привода вектор \vec{i} постепенно приближается к границе указанной зоны и затем выходит за ее пределы (рис. 2, б). Теперь, чтобы сформировать вектор задания \vec{i} , АИН1 формирует ближайший по направлению к заданному \vec{i} ненулевой базовый вектор \vec{i}_1 . АИН2 формирует вектор \vec{i}_2 , который может быть найден как:

$$\vec{i}_2 = \vec{i} - \vec{i}_1. \quad (2)$$

Таким образом, АИН2 работает в режиме векторной ШИМ, в то время как АИН1 либо генерирует нулевой вектор (рис. 2, а), либо генерирует по очереди шесть базовых ненулевых векторов (рис. 2, б). Динамические потери в АИН1 при этом практически отсутствуют, а в АИН2 они снижены в два раза по сравнению с традиционным трехфазным АИН (при той же частоте модуляции), так как к силовым ключам прикладывается только половина напряжения звена постоянного тока U_{dc} эквивалентного традиционного АИН с ШИМ.

III. Моделирование пуска синхронного электродвигателя

Модель электропривода на основе исследуемого сдвоенного инвертора была построена в среде *MATLAB/Simulink*. Силовая часть модели представлена на рис. 3.

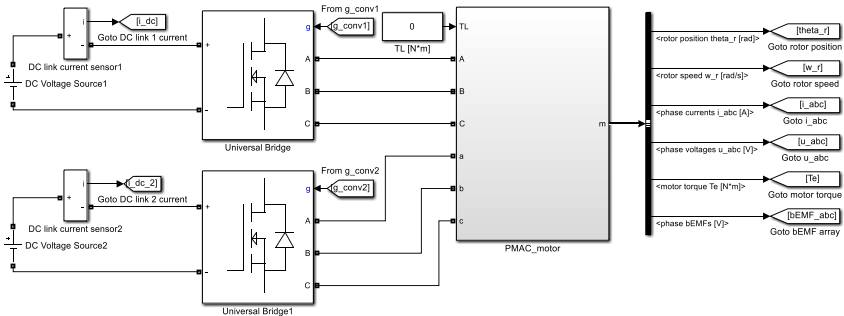


Рис. 3. Силовая часть модели электропривода на основе исследуемого инвертора

Силовая часть модели состоит из стандартных блоков «*Universal Bridge*», представляющих собой АИН1 и АИН2 структурной схемы (рис. 1), источников постоянного тока, а также ранее разработанной модели синхронного двигателя с постоянными магнитами *PMAC_motor*, подробно описанной в [8]. Используемые для исследования привода параметры электродвигателя приведены в табл. 1. Структура системы управления представлена на рис. 4 и 5. На рис. 4 представлена модель замкнутого контура тока, генерирующего управляющий сигнал \bar{i} в осях $\alpha\beta$ согласно (2).

Вектор фазных токов i_{abc} поступает на блок «*abc to Alpha-Beta-Zero*», осуществляющий векторное преобразование Кларка к неподвижным относительно статора осям $\alpha\beta$ согласно:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Таблица 1.
Технические характеристики моделируемого
синхронного электродвигателя

Форма ЭДС	синусоидальная
Количество пар полюсов	4
Количество фаз	3
Номинальное напряжение, В	48
Номинальный момент, Н·м	2,1
Сопротивление фазы, Ом	0,008
Индуктивность фазы, мГн	0,15
Инерция ротора, г·см ²	2400
Амплитуда потокощепления магнитов ротора, Вб	0,01938

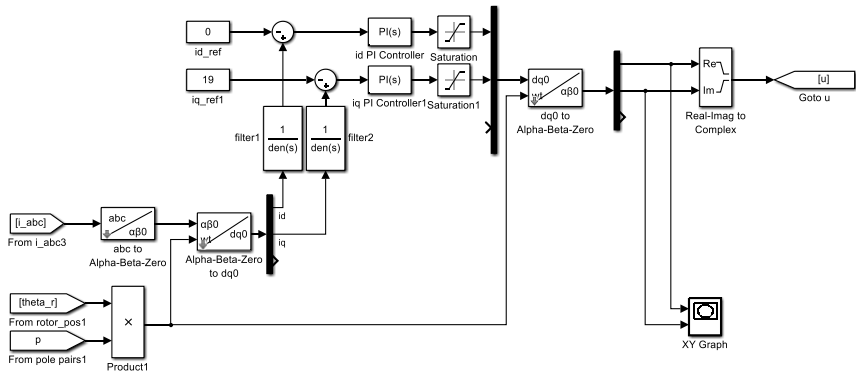


Рис. 4. Контур тока системы управления исследуемого инвертора

Затем вектор тока поступает на блок «Alpha-Beta-Zero to dq0», осуществляющий векторное преобразование Парка к системе отсчета ротора $dq0$ согласно:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(p\theta_r) & -\cos(p\theta_r) & 0 \\ \cos(p\theta_r) & \sin(p\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix}. \quad (4)$$

где θ_r – угол поворота ротора относительно статора, рад; p – число пар полюсов.

Блоки *filter1* и *filter2* представляют собой аperiodические звенья первого порядка с малой постоянной времени, имитирующие инерционность обратной связи. Затем токи обратной связи по осям d и q замыкают соответствующие контуры управления. Оба контура тока реализованы с использованием ПИ регулятора. Полученный с выхода регулятора вектор управления \vec{u} преобразуется к осям $\alpha\beta$, после чего поступает на схему генерации сигналов управления инверторами, представленную на рис. 7. В случае, если модуль вектора \vec{u} меньше заданной величины (определяемой зоной 1 на рис. 2), ключом «*Switch*» на инвертор АИН1 подается набор управляющих сигналов, реализующих нулевой вектор из блока «*conv1_zero_vector*». В противном случае на инвертор подается ближайший к заданию \vec{u} базовый ненулевой вектор из блока «*conv1_active_vector*».

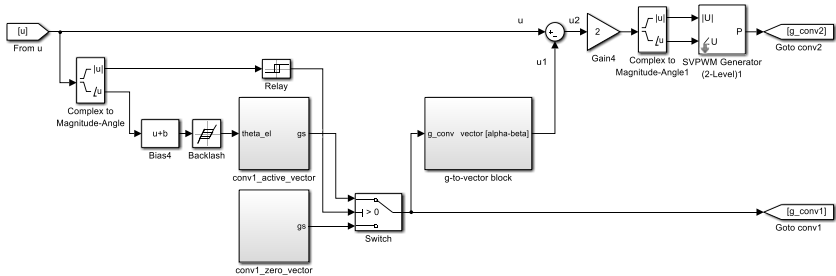


Рис. 5. Схема генерации сигналов управления инверторами АИН1 и АИН2

Блок «*g-to-vector block*» преобразует набор сигналов управления инвертором АИН1 в соответствующий вектор \vec{u}_1 в осях $\alpha\beta$ для выполнения уравнения (2). Полученный в результате вектор \vec{u}_2 подается на блок пространственно-векторной ШИМ «*SVPWM Generator*», генерирующий соответствующий данному вектору набор сигналов управления инвертором. Во избежание возникновения множественных колебаний системы в процессе выхода из зоны 1 (рис. 2) используются звенья «*Relay*» и «*Backlash*», реализующие соответственно гистерезис и люфт в работе системы управления подобно тому, как это работает в электроприводе с прямым управлением моментом [3].

На рис. 6 изображены осциллограммы, полученные при моделировании процесса разгона синхронного электродвигателя до 3500 об/мин на холостом ходу при работе от традиционного трехфазного АИН и исследуемого инвертора (частота ШИМ 10 кГц). Из представленных осциллограмм можно сделать вывод о том, что использование исследуемого инвертора позволяет заметно снизить пульсации тока и момента электрической машины.

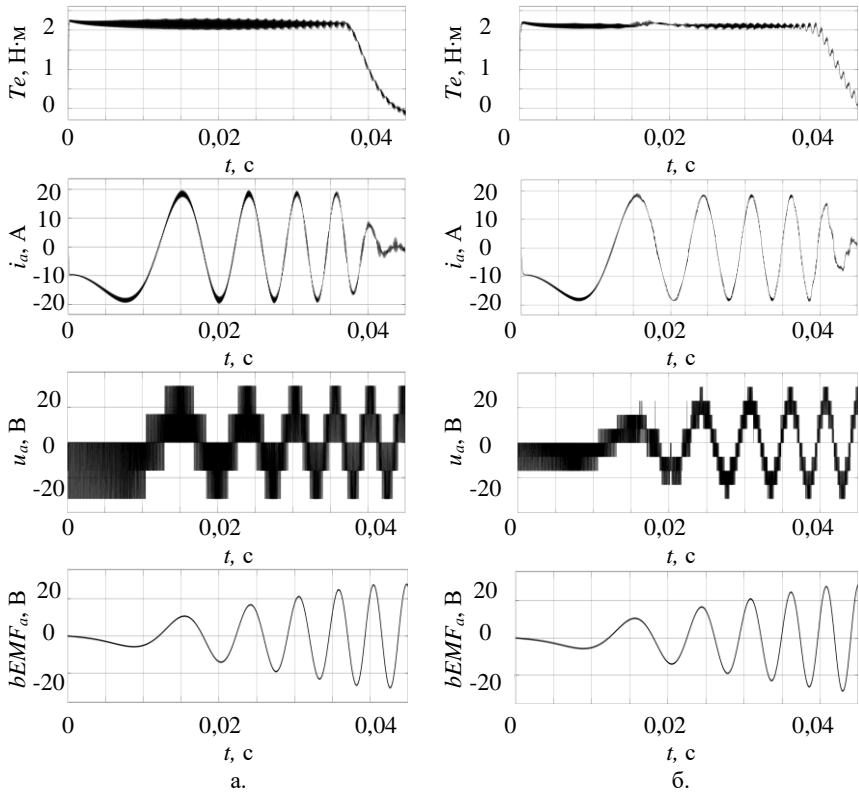


Рис. 6. Осциллограммы (сверху вниз)

момента, Н·м; фазного тока, А; напряжения обмотки электродвигателя, В; ЭДС фазы, В, при пуске синхронного электропривода: при питании от традиционного АИН с ШИМ (а); при питании от исследуемого инвертора (б)

В табл. 2 сведены результаты измерения коэффициента гармонических искажений при работе электропривода на скорости 3000 об/мин.

Таблица 2.
Коэффициенты гармонических искажений, %

	Традиционный АИН с ШИМ, $f = 10$ кГц	Исследуемый инвертор, $f = 10$ кГц	Исследуемый инвертор, $f = 7$ кГц
Ток фазы	5,85	3,26	4,33
Электромагнитный момент	2,94	1,97	2,80

IV. Заключение

В данной работе рассмотрена имитационная модель двояного преобразователя с пространственно-векторным управлением. Представлен один из возможных вариантов реализации модели системы управления в среде MATLAB/Simulink. Показано, что данный инвертор позволяет достичь более высоких показателей качества генерируемого электропривода фазного тока и момента по сравнению с традиционным АИН.

Динамические потери в преобразователе при этом могут быть снижены практически в три раза (уменьшение коммутационного напряжения в 2 раза; уменьшение частоты коммутации на 30 %) при сохранении качества формируемого момента. Для компенсации увеличения потерь от протекания прямого тока в инверторе АИН1 могут быть применены более мощные и «медленные» модификации транзисторов, обладающие низким сопротивлением $R_{ds(on)}$, тогда как для АИН2 следует использовать более быстродействующие модификации.

© Абузьяров Т.Х., 2020

Библиографический список

- [1] 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.
- [2] Rodriguez J., Lai J.-S., Peng F.Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2002. Vol. 49. No. 4. Pp. 724–738.
- [3] Khoucha F., Lagoun S.M., Marouani K., Kheloui A., Benbouzid M.E.H. Hybrid cascaded H-bridge multilevel inverter motor drive DTC control for electric vehicles // Proc. 2008 18th Int. Conf. on Electrical Machines, Sept. 6-9, 2008, Vilamoura, Portugal. pp. 1-6.
- [4] Amann N., Bocker J., Prenner F. Active damping of drive train oscillations for an electrically driven vehicle // IEEE/ASME Transactions on Mechatronics. 2004. Vol. 9. No. 4. Pp. 697-700.

- [5] Hwang M.-H., Lee H.-S., Cha H.-R. Analysis of torque ripple and cogging torque reduction in electric vehicle traction platform applying rotor notched design // *Energies*. 2018. Vol. 11. No. 11. 3053.
- [6] Grcar B., Cafuta P., Stumberger G., Stankovic A.M. Pulsating torque reduction for permanent magnet AC motors // *Proc. 2001 IEEE Int. Conf. on Control Applications (CCA'01)*, Sept. 7, 2001, Mexico City, Mexico. Pp. 288-293.
- [7] Абузяров Т.Х., Плехов А.С. Исследование методов снижения пульсаций момента бесколлекторных двигателей постоянного тока // V Всерос. науч.-практ. конф. с межд. уч. «Актуальные проблемы электроэнергетики», Декабрь 17, 2019, Нижний Новгород, Россия. 2019. С. 56-63.
- [8] Абузяров Т.Х., Плехов А.С., Дарьенков А.Б., Ермолаев А.И. Разработка модели систем высококачественного бесколлекторного электропривода постоянного тока // *Вестник ИГЭУ*. 2020. № 1. С. 31-45.

T.H. Abuzyarov

MODELING OF DUAL THREE-PHASE INVERTER SPACE VECTOR CONTROL FOR ELECTRIC VEHICLE

Ltd «Energoberezhniye»
Nizhny Novgorod, Russia

Abstract. The paper presents a circuit, a strategy for output voltage formation, as well as a mathematical model of a three-phase cascaded inverter for electric vehicle (EV) AC motor drive. The features of the considered inverters include reduced electrodynamic stress on power switches, as well as on motor windings, a low level of current ripple and the electromagnetic torque, improved fault tolerance and reduced dynamic losses of the converter. One of the variants of the converter control system implementation in the MATLAB/Simulink is presented. The results of simulation of two types of converters are presented.

Keywords: multilevel inverter, dual inverter, electric vehicle drive, electric drive modeling, torque ripples, dynamic losses.

References

- [1] L.G. Franquelo, J. Rodriguez, J.I. Leon, S. Kouro, R. Portillo and M.A.M. Prats, “The age of multilevel converters arrives”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 2, no. 2, pp. 28-39, June 2008.
- [2] J. Rodriguez, J.-S. Lai and F.Z. Peng, “Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 4, pp. 724–738. 2002.
- [3] F. Khoucha, S.M. Lagoun, K. Marouani, A. Kheloui and M.E.H. Benbouzid, “Hybrid Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter Motor Drive DTC Control for Electric

- Vehicles”, in proc. *2008 18th International Conference on Electrical Machines*, Sept. 6-9, 2008, Vilamoura, Portugal, pp. 1-6.
- [4] N. Amann, J. Bocker and F. Prenner, “Active damping of drive train oscillations for an electrically driven vehicle”, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 9, no. 4, pp. 697-700, Dec. 2004.
- [5] M.-H. Hwang, H.-S. Lee and H.-R. Cha, “Analysis of torque ripple and cogging torque reduction in electric vehicle traction platform applying rotor notched design”, *Energies*, vol. 11, no. 11, 3053, Nov. 2018.
- [6] B. Grcar, P. Cafuta, G. Stumberger and A.M. Stankovic, “Pulsating torque reduction for permanent magnet AC motors”, in proc. *2001 IEEE International Conference on Control Applications (CCA'01)*, Sept. 7, 2001, Mexico City, Mexico, pp. 288-293.
- [7] T.H. Abuziarov and A.S. Plekhov, “Issledovaniye metodov snizheniya pul'satsiy momenta beskollektornykh dvigateley postoyannogo toka [BLDC torque ripple reduction methods research]”, in proc. *V All-Russian Conf. Aktual'nye problemy energetiki [Actual problems of electric power industry]*, Dec. 7, 2019, Nizhny Novgorod, Russia, pp. 56-63, 2019 (in Russian).
- [8] T.H. Abuziarov, A.S. Plekhov, A.B. Dar'enkov and A.I. Ermolaev “Development of a high-quality brushless DC electric drive systems model”, *Vestnik of Ivanovo State Power Engineering University*, vol. 1, pp. 31-45, 2020 (in Russian).