ДОКЛАДЫ АН ВШ РФ
2021 январь–март № 1 (50)

ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

УДК 62-835

ОПТИМИЗАЦИЯ ПУЛЬСАЦИЙ МОМЕНТА ДВИГАТЕЛЯ В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ С ПРЯМЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

А.А. Кромм[1], Г.М. Симаков[2], В.В. Топовский[2]
[1]*Linde Material Handling GmbH, Ашаффенбург, Германия*
[2]*Новосибирский государственный технический университет*

В статье рассматриваются особенности синтеза гибридного способа управления трехфазным преобразователем в электрических приводах переменного тока с классическим вариантом прямого управления момента двигателя. Прямое управление предполагает использование релейных контуров потокосцепления и момента двигателя. Показано, что выходное напряжение полупроводникового преобразователя на базе трехфазного инвертора сформировано только шестью базовыми векторами (исключая нулевой вектор). Сказано также, что при классическом варианте прямого управления двигателя пульсации момента на валу двигателя значительно выше, чем в системах с широтно-импульсной модуляцией. Произведен анализ решения гибридного способа коммутации его ключей, позволяющего уменьшить амплитуду пульсаций момента двигателя. На основе анализа предложенного решения представлен закон гибридного управления преобразователя посредством формирования дополнительных векторов его выходного напряжения без каких-либо тригонометрических функций в опорном сигнале.

К достоинствам метода следует отнести простоту управления приводом, реализация которого осуществляется исключительно программным продуктом. Отсутствие итерационных методов математики снижают ресурсы микропроцессорных блоков управления, что делает данный метод еще более привлекательным в стоимости привода. Приведены осциллограммы координат электропривода с прямым управлением момента для базовых векторов выходного напряжения преобразователя. Привод с прямым управлением момента сформирован при гибридном способе коммутации силового преобразователя.

Ключевые слова: прямое управление моментом, релейные контуры, оптимизация пульсаций момента, гибридное управление преобразователем, алгоритм формирования векторов, идентификатор активации, осциллограммы привода.

DOI: 10.17212/1727-2769-2021-1-41-53

Введение

Точность воспроизведения задающих воздействий в приводах переменного тока с полупроводниковыми преобразователями зависит от многих факторов, перечисление которых в одной статье невозможно. Однако известно, что значительное влияние на качество управляющих воздействий в канале управления двигателем оказывает алгоритм управления силового преобразователя. Выбор рационального способа управления преобразователем – сложная задача при разработке оптимизации привода. Использование хорошо изученной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) по стоимости привода не всегда оправданно. Эффективность использования энергетических ресурсов звена постоянного тока и затраты на наладку и техническое обслуживание привода дают проигрыш по стоимости преобразователя. Первая проблема связана с недоиспользованием напряжения звена постоянного тока [1–3], а вторая – со сложностью программного продукта, который должен

© 2021 А.А. Кромм, Г.М. Симаков, В.В. Топовский

обеспечить прецизионное формирование модуля и угла вектора выходного напряжения преобразователя.

Желание упростить систему управления преобразователем и привода в целом привело к созданию таких алгоритмов, как прямое управление моментом двигателя (ПУМ). Прямое управление в классическом варианте использует исключительно базовый закон коммутации ключей преобразователя. Наряду с простотой технической реализации базового закона он способен создать в приводе динамичные процессы формирования тока, потокосцепления и момента двигателя [2, 4–6]. При классической ПУМ не требуется прямого и обратного преобразователей координат. Релейные регуляторы момента и потокосцепления двигателя в сочетании с фиксированной таблицей истинности управления делают систему управления приводом весьма конкурентоспособной на мировом рынке.

К достоинствам приводов с ПУМ следует отнести:

– не требует контура тока в классическом варианте привода с ПУМ [2, 7];

– отпадает необходимость увеличения индекса модуляции преобразователя (в сравнении с ШИМ) [2] посредством методов „Flat-Top-Modulation“ (FTM) [2,8];

– не нужно запаса напряжения в звене постоянного тока для формирования желаемой динамики привода [2, 9].

Так, например, в [9] показано, что для большего индекса модуляции следует выбирать такой метод FTM, который в зависимости от характера нагрузки инвертора обеспечивал бы минимальные потери в силовой части привода. Там же предложена одна из реализаций FTM, при которой увеличение индекса модуляции осуществляется на основе задания векторов напряжения преобразователя без применения каких-либо тригонометрических функций в опорном сигнале.

Недостатки привода с ПУМ, которые препятствуют их доминированию над системами с ШИМ, хорошо изучены. В первую очередь, к ним можно отнести следующие:

– классическое исполнение приводов с ПУМ базируется на релейном принципе управления. Такие структуры отличаются переменной частотой коммутации силовых ключей инвертора. Наличие значительных пульсаций в электромагнитном моменте и потокосцеплении двигателя при малых значениях нагрузки снижает точность регулирования, повышает энергопотребление, увеличивает акустический шум двигателя [2, 4, 11]. Например, в [4] предлагается устранение отмеченных недостатков введением в систему управления преобразователем синусоидальной ШИМ или пространственно-векторной ШИМ. Оба варианта позволяют формировать импульсы управления ключей инвертора с постоянной частотой коммутации и, как следствие, уменьшить амплитуду пульсаций потокосцепления и момента двигателя. Данное решение не находит широкого распространения на практике из-за усложнений системы управления преобразователем и приводит к неполному использованию напряжения звена постоянного тока;

– в классическом приводе с ПУМ отсутствует явно выраженный контур регулирования фазных токов двигателей. При этом есть вероятность локального насыщения магнитопровода статора. Частичное насыщение магнитопровода не является препятствием для разработки и внедрения привода. Такая синусоидальная форма тока двигателя выходного напряжения невозможна с использованием базисных векторов [11]. В работе отмечается, что увеличение частот дискретизации при расчетах алгоритма ПУМ позволяет приблизиться к характеристикам систем только векторного управления с ШИМ. Там же приведены сравнительные кривые токов и моментов электрического двигателя;

– существенно изменены амплитуды и формы пульсаций тока, потокосцепления и момента двигателя релейных регуляторов; они связаны с проблемами оптимизации желаемого закона управления приводом.

1. Постановка задачи

В электрических приводах переменного тока с классическим вариантом прямого управления двигателя релейные контуры потокосцепления и момента возможны только при реализации шести базовых векторов выходного напряжения преобразователя (исключая нулевой вектор) [1, 2]. При использовании базового закона коммутации преобразователя не всегда возможно создание желаемого вектора напряжения двигателя, и, как следствие, дальнейшая оптимизация пульсаций потокосцепления и момента двигателя. Применение ШИМ в приводе с ПУМ решает проблему желаемых векторов. При этом разработка и наладка привода в целом является проигрышной не только по эффективности использования напряжения звена постоянного тока, но и по временным затратам. Кроме того, для синхронных реактивных двигателей ПУМ является приоритетным алгоритмом управления электроприводом [2, 10].

С учетом постановки задачи могут быть сформулированы следующие вопросы:

– нужно доказать, что при классическом варианте привода с ПУМ амплитуда пульсаций потокосцепления и момента на валу двигателя действительно выше, чем в системах ПУМ сравнительно с ШИМ;

– провести анализ решения, которое бы позволило в рамках базовой коммутации снизить пульсации потокосцепления и момента двигателя;

– на основе предложенного решения необходимо сформировать условия гибридного способа коммутации преобразователя, например, посредством идентификатора активации;

– предложенный алгоритм должен без труда интегрироваться в привод с микропроцессорным управлением, обеспечивая полную совместимость с векторными системами управления. Изменения или дополнения схемотехнических решений силовой части привода исключаются;

– алгоритм гибридного способа управления преобразователем должен реализовываться в оптимизированных по стоимости микропроцессорах, не обладающих «больших ресурсами»;

– представить результаты исследований путем сравнения координат и характеристик привода в системах гибридного и классического управления преобразователем.

Целью работы является минимизация амплитуды пульсаций потокосцепления и момента электрического привода переменного тока в системах прямого управления двигателем. В системе прямого управления с релейными контурами за счет модифицированного (гибридного) способа инвертора осуществляется формирование базовых векторов преобразователя. При этом параметры релейных регуляторов в процессе работы привода остаются фиксированными. Гибридный способ коммутации ключей инвертора требует синтезированных векторов напряжения преобразователя. Введение же идентификатора для гибридного управления преобразователя внесло бы значительные отклонения базовых векторов от желаемых.

Рассмотренный в статье гибридный способ управления преобразователем ориентирован на практическое применение. Прозрачность способа и простота его реализации устраняют необходимость изменений или дополнений в силовой части привода. Снижение временных затрат на разработку программного продукта и наладку улучшает стоимостные показатели электропривода.

2. Синтез гибридного способа коммутации преобразователя

На основе анализа технических решений приводов с ПУМ следует отметить, пожалуй, два самых важных достоинства, которые дают толчок дальнейшим исследованиям в этой области: высокая скорость динамических процессов в контуре регулирования моментом двигателя и простота реализации системы управления в ее классической версии. Как уже отмечалось, одна из главных причин ПУМ, порождающая многие недостатки – это отсутствие формирования желаемого вектора напряжения статора двигателя (по модулю и углу) посредством коммутации ключей базового закона преобразователя (БЗП). Ниже будет рассмотрен один из модифицированных способов управления силовым преобразователем. Это позволяет существенно улучшить качество управления приводом в целом, основой которого является БЗП.

Для того чтобы показать целесообразность применения гибридного способа преобразователя (ГСП), предлагается оценить его положительное влияние на амплитуду пульсаций момента с использованием математического аппарата. Итак, связь момента, потокосцепления и тока статора электрического двигателя в векторно-матричной форме может быть выражена следующей зависимостью:

$$M = k\left(\boldsymbol{\psi}_S^T \mathbf{D}\mathbf{I}_S\right),$$

где M – электромагнитный момент двигателя; $\boldsymbol{\psi}_S$ – вектор потокосцепления статора двигателя; $\mathbf{D}$ – классическая матрица преобразования, формирующая векторное произведение векторов; $\mathbf{I}_S$ – вектор тока статора; k – константа пропорциональности момента.

С присвоением индекса (*bl*) моменту и потокосцеплению привода с классическим ПУМ, а также индекса (*qo*) моменту и потокосцеплению двигателя с некоторым желаемым управлением преобразователя (например, с ШИМ) форма записи моментов примет следующий вид:

$$M_{bl} = k\left(\boldsymbol{\psi}_{bl}^T \mathbf{D}\mathbf{I}_S\right);\ M_{qo} = k\left(\boldsymbol{\psi}_{qo}^T \mathbf{D}\mathbf{I}_S\right). \tag{1}$$

Из (1) может быть определен коэффициент соотношений моментов M_{bl} и M_{qo} в функции отклонения модуля потокосцепления в приводах с ПУМ от желаемого:

$$k_{bq} = M_{bl} / M_{qo} = (M_{qo} + \Delta M_{bl}) / M_{qo} =$$

$$= k\left(\left(\boldsymbol{\psi}_{qo}^T + \Delta\boldsymbol{\psi}_{bl}^T\right)\mathbf{D}\mathbf{I}_S\right) / k\left(\boldsymbol{\psi}_{qo}^T \mathbf{D}\mathbf{I}_S\right), \tag{2}$$

где k_{bq} – коэффициент, характеризующий отклонение момента двигателя от желаемого в случае привода с классическим ПУМ; ΔM_{bl} – отклонение момента двигателя от желаемого; $\Delta\boldsymbol{\psi}_{bl}$ – вектор отклонения потокосцепления статора от желаемого. (Замечание: использование в формуле только знака «плюс» объясняется максимально возможным выходным напряжением преобразователя при реализации БЗП.)

Для равных токов статора двигателя формула (2) может быть представлена в следующем виде:

$$k_{bq} = (M_{qo} + \Delta M_{bl}) / M_{qo} = \left(\boldsymbol{\psi}_{qo}^T + \Delta\boldsymbol{\psi}_{bl}^T\right) / \boldsymbol{\psi}_{qo}^T = 1 + \Delta\boldsymbol{\psi}_{bl}^T / \boldsymbol{\psi}_{qo}^T . \qquad (3)$$

Последняя зависимость хоть и дает общее преставление о влиянии нежелательного вектора $\Delta\boldsymbol{\psi}_{bl}$ на момент двигателя, модуль которого определяется как $\left|\Delta\boldsymbol{\psi}_{bl}\right| = \left(\Delta\boldsymbol{\psi}_{bl} \cdot \Delta\boldsymbol{\psi}_{bl}^T\right)^{1/2}$, однако не дает «прямой привязки» к напряжению базовых векторов полупроводникового преобразователя. Кроме того, расчет величины k_{bq} по соотношениям (2, 3) корректен только для синфазных векторов потокосцеплений. Для уточнения и дополнения результатов исследования целесообразно воспользоваться хорошо известной зависимостью [1, 2, 7], часто используемой для оценок потокосцеплений в приводах с ПУМ при нулевых начальных условиях:

$$\boldsymbol{\psi}_s = \int \left(U_s - I_s R_s\right) dt ,$$

где U_s – напряжение, подводимое к статору двигателя; I_s – ток статора двигателя; R_s – омическое сопротивление обмотки статора двигателя.

С учетом допущения $R_s = 0$ [1, 2, 7] и представлением напряжения статора двигателя и, следовательно, выходного напряжения преобразователя вектором на комплексной плоскости, потокосцепление статора двигателя может быть записано следующим образом:

$$\boldsymbol{\psi}_s = \int \left|U_s\right| e^{j\omega t} dt = \frac{1}{j\omega}\left|U_s\right| e^{j\theta} , \qquad (4)$$

где U_s – модуль вектора выходного напряжения преобразователя; ω – круговая частота; $\Theta = \omega t$ – угловое положение вектора выходного напряжения преобразователя.

На основании (4) комплексный коэффициент соотношения потокосцеплений (k_{bq}^*) при БЗП и некотором желаемом управлении с учетом описанных индексов может быть представлен в следующем виде:

$$k_{bq}^* = \frac{\boldsymbol{\psi}_{bl}}{\boldsymbol{\psi}_{qo}} = \frac{\left|U_{bl}\right|}{\left|U_{qo}\right|} e^{j\left(\Theta_{bl} - \Theta_{qo}\right)} = \left(1 + \frac{\left|\Delta U_{bl}\right|}{\left|U_{qo}\right|}\right) e^{j\left(\Theta_{qo} \pm \Delta\Theta_{bl}\right) - j\Theta_{qo}} ,$$

где $|U_{bl}|$, $|U_{qo}|$ – модули векторов выходного напряжения преобразователя при БЗП и желаемом управлении соответственно; $|\Delta U_{bl}|$ – модуль вектора отклонения напряжения преобразователя при БЗП от желаемого; Θ_{bl} – угол одного из шести базовых векторов напряжения, определяемых как $\Theta_{bl} = n\pi/3$, $n \in [1,6]$; n – номер базовых векторов преобразователя в приводе с ПУМ (нумерация общепринятая [1, 2]); Θ_{qo} – угол желаемого вектора напряжения в соответствующем секторе шестиугольника, образованного концами базовых векторов; $\Delta\Theta_{bl}$ – отклонение угла базового вектора от желаемого.

После несложных преобразований коэффициент отклонения потокосцепления двигателя можно записать в функции модулей и фаз напряжений преобразователя в случае желаемого и классического способов управления привода с ПУМ:

$$\Delta k_{bq}^{*} = \frac{|\Delta U_{bl}|}{|U_{qo}|} e^{\pm j\Delta\Theta_{bl}}, \tag{5}$$

или через векторы напряжений преобразователя, при представлении последних в форме вектор-столбцов:

$$\Delta k_{bq}^{*} = \left(\frac{\Delta U_{bl}^{T} \cdot \Delta U_{bl}}{U_{qo}^{T} \cdot U_{qo}}\right)^{1/2} e^{\pm j \arccos\left(\frac{U_{bl}^{T} \cdot U_{qo}}{\left(\left(U_{bl}^{T} \cdot U_{bl}\right) \cdot \left(U_{qo}^{T} \cdot U_{qo}\right)\right)^{1/2}}\right)}. \tag{6}$$

Таким образом, из (5), (6) можно сделать вывод о том, что амплитуда пульсаций момента и потокосцепления двигателя переменного тока зависит не только от величины $|\Delta U_{bl}|$, но и от рассогласования углового положения базового вектора преобразователя от желаемого. В случае совпадения желаемого вектора с базовым $|U_{bl}| = |U_{qo}|$ и $\Delta\Theta_{bl} = 0$ пульсации момента двигателя при фиксированных параметрах релейных регуляторов потокосцепления и момента в системе с ПУМ будут идентичны и минимальны.

Проверка базовых векторов, являются ли они желаемыми, не представляет сложности, однако очевидно, что вероятность их совпадения весьма низка. Поэтому предлагается в рамках БЗП реализовать гибридное управление преобразователем с применением еще шести дополнительных векторов, образованных переключением двух «соседних» базовых векторов в соответствующем секторе плоскости их реализаций. Дополнительно образованные векторы синтезируются без использования ШИМ, т. е. без применения каких-либо тригонометрических функций в опорном сигнале преобразователя. Обеспечивая равенство временных интервалов активации «соседних» базовых векторов, положение дополнительных векторов опишется как

$$\Theta_{dop}(n) = n\pi/3 - \pi/6, \quad n \in [1,6],$$

где Θ_{dop} – угол дополнительных векторов в соответствующем секторе шестиугольника.

Формирование дополнительных векторов можно осуществить через «прямое» переключение с вектора на вектор или через нулевой вектор минимальной длительности, что эквивалентно граничному режиму ШИМ с углами $\Theta_{dop}(n)$. (Замечание: подробное описание наиболее распространенных способов коммутации ключей инвертора представлено в [1, 2, 7].) Закон формирования дополнительных векторов в преобразователе с ГСП может быть записан в следующем виде:

$$U_{bl}^{a}\left(\frac{n\pi}{3}\right) \to U_{bl}^{a}\left(\frac{\left(n-\mathrm{sign}(\omega^{U})\right)\pi}{3}\right) \to U_{bl}^{a}\left(\frac{n\pi}{3}\right), \quad n \in [1,6], \tag{7}$$

где U_{bl}^{a} – активный базовый вектор преобразователя с соответствующим угловым положением; $\mathrm{sign}(\omega^{U})$ – знак направления вращения вектора напряжения в неподвижных координатах привода.

Для реализации гибридного управления необходим идентификатор, который бы в зависимости от рассогласования углового положения векторов при БЗП и желаемом управлении активировал алгоритм (7). Функционально идентификатор может быть реализован следующим образом:

$$F(\Theta) = \begin{cases} 1, \ (\left|\Theta_{bl} - \Theta_{w}\right| \geq \Theta_{ref}), \\ 0, \ (\left|\Theta_{bl} - \Theta_{w}\right| < \Theta_{ref}), \end{cases}$$

где Θ_{w} – желаемое положение вектора напряжения преобразователя, сформированное, например, микропроцессорным блоком управления привода; Θ_{ref} – некоторый опорный угол.

В случае $F(\Theta)$ = 1 идентификатор активирует ГСП, в противном случае формируется классический БЗП.

3. Результаты экспериментального исследования

Базисом для экспериментального исследования предложенного способа выбран оптимизированный по стоимости привод насосной станции мобильной подъемно-транспортной платформы с трехфазным синхронным реактивным двигателем номинальной мощностью около 3.0 кВт. Регуляторы потокосцепления и момента двигателя – релейные, причем для большей устойчивости привода в релейные характеристики регуляторов введена зона нечувствительности [1–3].

Для анализа динамических характеристик и свойств привода была разработана прецизионная модульная имитационная модель привода в среде моделирования MATLAB/Simulink. Причем для связи силовой части привода с микропроцессорной системой управления использован интерфейс на базе блока S-Function [12, 13] с фиксированным шагом «обработки», длительность интерфейса которого строго соответствует длительности контроллерного цикла управления приводом. Такое построение модели позволило без изменений перенести программный продукт системы микропроцессорного управления привода (ANSIC-Code) в оболочку S-Function и воспользоваться компилятором MinGW-w64. Сертифицированный фирмой Math Works создан прецизионный и «высоко-

скоростной» объектный модуль с расширением * .mexw64. Модульный принцип значительно упростил структуру модели в целом. Компиляция C-Code обеспечила не только высокую скорость и точность моделирования, но и селективность алгоритмов управления без каких-либо изменений основной части модели.

На рис. 1. представлена имитационная модель электропривода, позволяющая за счет переключения алгоритмов управления преобразователем в S-Function сравнивать координаты привода со следующими способами коммутации преобразователем: БЗП в приводе с классическим ПУМ, ШИМ в приводе с ПУМ и предложенный гибридный способ.

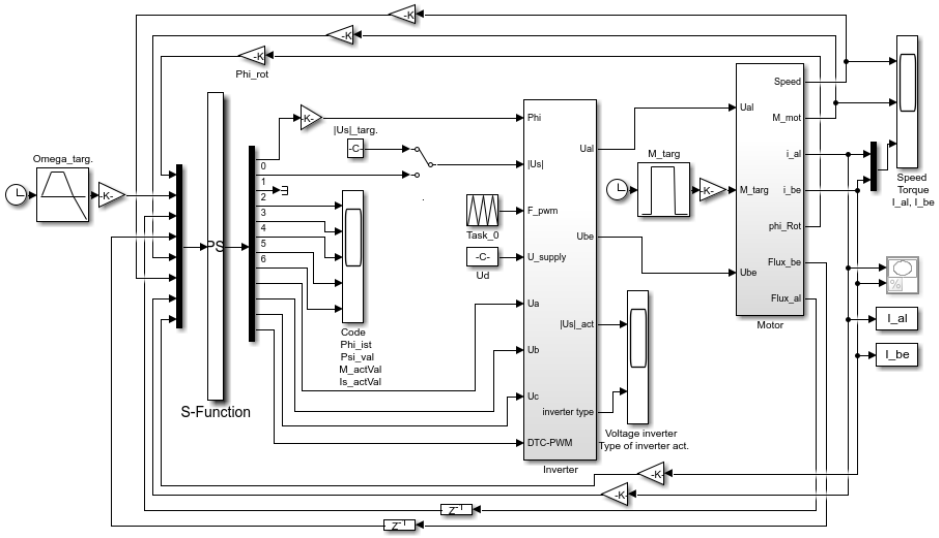


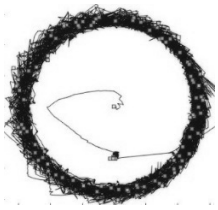
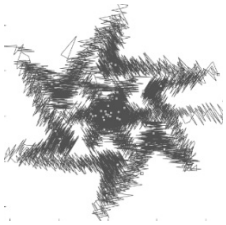
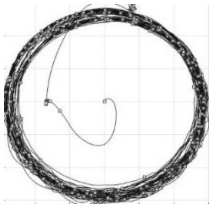
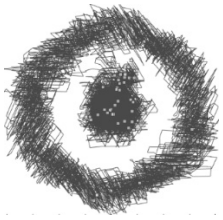
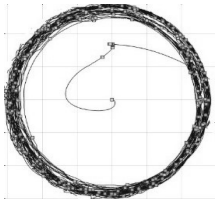
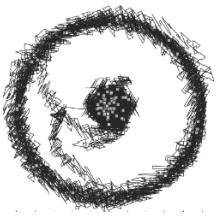
Рис. 1. – Имитационная модель электропривода с трехфазным синхронным реактивным двигателем

*Fig. 1.*Simulation model of an electric drive with a three-phase synchronous reluctance motor

Эффективность гибридного способа управления преобразователем предлагается оценить по разнице частот переключения релейного регулятора потокосцепления (РРП) в классическом приводе с ПУМ и в приводе с ГСП. В случае уменьшения частоты РРП в приводе с ГСП появляется возможность редуцирования зоны нечувствительности регулятора и тем самым – уменьшения амплитуды пульсаций потокосцепления. Если же зону нечувствительности РРП оставить без изменения, то при редуцированной частоте за счет более пологих градиентов потокосцепления пульсации момента двигателя становятся более «гладкими» [2, 11]. Второй ожидаемый положительный эффект в приводе с ГСП это улучшенный спектральный состав тока статора двигателя, за счет формирования более точного углового положения вектора напряжения силового преобразователя, способного приблизить ток двигателя к синусоидальному. Так как частота переключения релейного регулятора в различных режимах работы привода с ПУМ непостоянна [1, 11], интересна оценка усредненной частоты в контуре РРП для всех сравниваемых способов в случае идентичной тахограммы электропривода, состоящей из участков ускорения двигателя до номинальной скорости, реверса и торможения.

Некоторые результаты моделирования привода с ПУМ приведены в таблице.

Результаты моделирования электропривода с ПУМ
Results of simulation of an electric drive with DMC

Система управления приводом	Частота переключения РРП, Гц	Форма потокосцепления двигателя в неподвижной системе координат привода	Форма тока статора двигателя в неподвижной системе координат привода
Классический привод с ПУМ (базовый закон коммутации преобразователя)	$f_{P_\text{ПУМ}} = 4379$		
Привод с ПУМ и предложенным гибридным управлением при $\Theta_{ref} = \pi/10$	$f_{P_\text{ГСП}} = 3762$		
Привод с ПУМ и ШИМ в преобразователе	$f_{P_\text{ШИМ}} = 3406$		

Из экспериментальных данных (см. таблицу) следует, что при выбранном угле $\Theta_{ref} = \pi/10$ для ПУМ с ГСП частота в контуре регулирования потокосцепления уменьшилась более чем на 14 % в сравнении с приводом, реализующим классический вариант ПУМ и «только» на 9 % больше, чем в приводе с ПУМ, использующем ШИМ в силовом преобразователе.

При разработке привода с ГСП может встать вопрос о выборе некоторого, отличного от рассмотренного, угла Θ_{ref}. Для этого на рис. 2 представлена кривая изменения частоты переключения РРП в приводе с ГСП в зависимости от величины выбранного опорного угла в диапазоне $\Theta_{ref} = [0, \pi/10]$, приведенного к частоте переключения РРП в классическом ПУМ.

Результаты исследования подтверждают, что пульсации потокосцепления и тока статора двигателя в приводе с ГСП имеют меньшие градиенты, что позволяет «двойным эффектом» оптимизировать пульсации момента. Кроме того, дальнейшая оптимизация пульсаций момента возможна за счет уменьшения зоны нечувствительности РРП, при котором частота в контуре регулирования потокосцепления была бы равна частоте в приводе с классическим ПУМ.

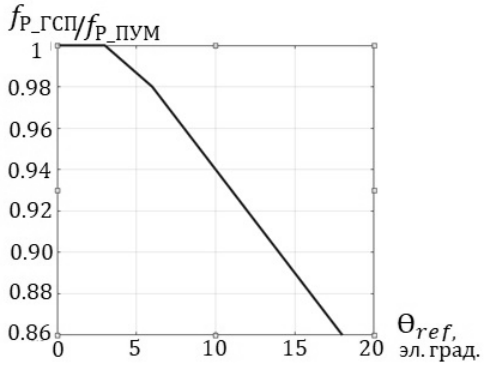


Рис. 2 – Зависимость нормированной частоты переключения релейного регулятора потокосцепления в приводе с ГСП от величины выбранного опорного угла Θ_{ref}

Fig. 2. Dependence of normalized switching frequency of the relay flux linkage controller in the electric drive with HCM on the value of the selected reference angle Θ_{ref}

ЛИТЕРАТУРА

1. **Шрейнер Р.Т.** Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.
2. **Schroeder D.** Elektrische antriebe, regelung von antriebssystemen. – Berlin: Springer-Verlag, 2009. – 1336 p. – DOI: 10.1007/978-3-540-89613.
3. **Crastan V.** Elektrische Energieversorgung 1. – Berlin: Springer-Verlag, 2015. – DOI: 10.1007/978-3-662-45985-0.
4. **Карасев А.В., Смирнов В.М.** Математическая модель прямого управления моментом асинхронного привода // Электроника и информационные технологии. – 2009. – Спец. вып. (6). – URL: http://fetmag.mrsu.ru/2009-2/pdf/direct_torque_control.pdf (дата обращения: 26.05.2021).
5. **Симаков Г.М.** Системы автоматического управления электроприводов металлорежущих станков. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2007. – 299 с.
6. **Merzoug M.S., Naceri F.** Comparison of field-oriented control and direct torque control for permanent magnet synchronous motor (PMSM) // International Journal of Electrical and Computer Engineering. – 2008. – Vol. 2, N 9. – P. 1797–1802.
7. **Усольцев А.А.** Частотное управление асинхронными двигателями. – СПб.: СПбГУ ИТМО, 2006. – 94 с.
8. Flat-top space-vector modulation implemented on a fixed-point DSP / N.S. Preda, I.I. Incze, M. Imecs, C. Szabo // 2009 5th International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics. – Timisoara, Romania, 2009. – P. 153–158. – DOI: 10.1109/SACI. 2009.5136231.
9. Predictive current trajectory control for PMSM at voltage limit / G. Pei, L. Li, X. Gao, J. Liu, R. Kennel // IEEE Access. – 2020. – Vol. 8. – P. 1670–1679. – DOI: 10.1109/ACCESS. 2019.2962742.
10. **Гуляев И.В., Тутаев Г.М.** Системы векторного управления электроприводом на основе асинхронизированного вентильного двигателя. – Саранск: Изд-во Мордов. ун-та, 2010. – 200 с.
11. Сравнительный анализ векторного управления и прямого управления моментом синхронного электродвигателя с постоянными магнитами / А.Э.В.А. Рефки, А.С. Каракулов, Ю.Н. Дементьев, С.Н. Кладиев // Известия Томского политехнического университета. – 2011. – Т. 319, № 4. – С. 93–99.

12. MATLAB, Simulink, Stateflow: Grundlagen, Toolboxen, Beispiele / A. Angermann, M. Beuschel, M. Rau, U. Wohlfarth. – 9. Aufl. – Berlin ; Boston : De Gruyter Oldenbourg, 2017. – 561 p.
13. **Черных И.В.** Simulink: среда создания инженерных приложений. – М.: Диалог-МИФИ, 2003. – 496 с.

OPTIMIZATION OF TORQUE RIPPLES IN DIRECT TORQUE CONTROL DRIVES

Kromm A.A.[1], Simakov G.M.[2],Topovsky V.V.[2]
[1]*Linde Material Handling GmbH, Aschaffenburg, Germany*
[2]*Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia*

The article discusses the features of the synthesis of a hybrid method for commutation of a three-phase inverter in a classic version of drives with direct torque control (DTC), which involves the use of relay characteristics in the flux- and torque control blocks. It is proved that the output voltage of a converter based on a B6-inverter formed by only six basic vectors (excluding the zero vector) limits further optimization of flux- and torque ripples in the electrical motors. It has also been proven that with the classical drives with direct torque control, the torque ripples on the motor shaft are indeed higher than in systems with pulse width modulation. An analysis of the method was carried out which could allow reducing the amplitude of the torque ripples when drives with direct torque control are applied for motors supplied with only basic vectors of the inverter due to the modified (hybrid) method of inverter commutation,. The conditions under which the hybrid control method of the inverter is really capable of reducing the amplitude of the motor flux- and torque ripples are considered. Based on the analysis of the proposed solution, the law of hybrid control of the inverter is presented by means of the formation of additional vectors of its output voltage via basic vectors of the inverter. The advantages of the method include the simplicity of drive control under development or in the existing drive control system, the implementation of which is carried out exclusively by a software product. With the absence of iterative methods of mathematics, the resources of microprocessor control units are reduced, which makes this method even more attractive in low-budget electrical drives that do not claim to be "high-end" of control blocks. The oscillograms are shown of a flux and current of motor with direct torque control motor application only with six base vectors of the output voltage of a semiconductor inverter and a drive with direct torque control bythea hybrid method with additional voltage vectors based on the basic vectors of the inverter.

Keywords: Direct torque control, flux- and torque control loop, torque ripples optimization, inverter with hybrid control, features of hybrid control, activation conditions, oscillograms of drive.

DOI: 10.17212/1727-2769-2021-1-41-53

REFERENCES

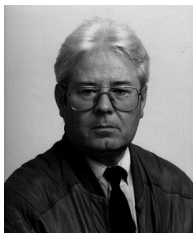
1. Shreiner R.T. *Matematicheskoe modelirovanie elektroprivodov peremennogo toka s poluprovodnikovymi preobrazovatelyami chastoty* [Mathematical modeling of alternating current electric drives with semiconductor frequency converters]. Ekaterinburg, URO RAN Publ., 2000. 654 p.
2. Schroeder D. *Elektrische antriebe, regelung von antriebssystemen*. Berlin, Springer-Verlag, 2009. 1336 p. DOI: 10.1007/978-3-540-89613.
3. Crastan V. *Elektrische Energieversorgung 1*. Berlin, Springer-Verlag, 2015. DOI: 10.1007/978-3-662-45985-0.
4. Karasev A.V., Smirnov V.M. Matematicheskaya model' pryamogo upravleniya momentom asinkhronnogo privoda [Mathematical model of direct torque control of an induction motor drive]. *Elektronika i informatsionnye tekhnologii = Electronics and information technologies*, 2009, Spec. iss. (6). Available at: http://fetmag.mrsu.ru/2009-2/pdf/direct_torque_control.pdf (accessed 26.05.2021).

5. Simakov G.M. *Sistemy avtomaticheskogo upravleniya elektroprivodov metallorezhushchikh stankov* [Automatic control systems for electric drives of metal-cutting machines]. Novosibirsk, NSTU Publ., 2007. 299 p.
6. Merzoug M.S., Naceri F. Comparison of field-oriented control and direct torque control for permanent magnet synchronous motor (PMSM). *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2008, vol. 2, no. 9, pp. 1797–1802.
7. Usol'tsev A.A. *Chastotnoe upravlenie asinkhronnymi dvigatelyami* [Frequency control of induction motors]. St. Petersburg, SPbGU ITMO Publ., 2006. 94 p.
8. Preda N.S., Incze I.I., Imecs M., Szabo C. Flat-top space-vector modulation implemented on a fixed-point DSP. *2009 5th International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics*, Timisoara, Romania, 2009, pp. 153–158. DOI: 10.1109/SACI. 2009.5136231.
9. Pei G., Li L., Gao X., Liu J., Kennel R. Predictive current trajectory control for PMSM at voltage limit. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 1670–1679. DOI: 10.1109/ACCESS. 2019.2962742.
10. Gulyaev I.V., Tutaev G.M. *Sistemy vektornogo upravleniya elektroprivodom na osnove asinkhronizirovannogo ventil'nogo dvigatelya* [Vector control systems for an electric drive with asynchronized BLDC motor]. Saransk, Mordovia State University Publ., 2010. 200 p.
11. Refki A.E.V.A., Karakulov A.S., Dement'ev Yu.N., Kladiev S.N. Sravnitel'nyi analiz vektornogo upravleniya i pryamogo upravleniya momentom sinkhronnogo elektrodvigatelya s postoyannymi magnitami [Comparative analysis of vector control and direct torque control of a permanent magnet synchronous motor]. *Izvestiya Tomskogo politekhnicheskogo universiteta = Bulletin of the Tomsk Polytechnic University*, 2011, vol. 319, no. 4, pp. 93–99.
12. Angermann A., Beuschel M., Rau M., Wohlfarth U. *MATLAB, Simulink, Stateflow: Grundlagen, Toolboxen, Beispiele.* Berlin, Boston, De Gruyter Oldenbourg, 2017. 561 p.
13. Chernykh I.V. *Simulink: sreda sozdaniya inzhenernykh prilozhenii* [Simulink – environment for creating engineering applications]. Moscow, Dialog-MIFI Publ., 2003. 496 p.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Кромм Андрей Артурович – родился в 1960 году, канд. техн. наук, инженер высшей квалификации в компании Linde Material Handling, GmbH, Ашаффенбург, Германия. Область научных интересов: автоматизированный электропривод постоянного и переменного тока с переменной структурой. Опубликовано более 15 научных работ. (Адрес: 630099, Россия, г. Новосибирск, Депутатская 60/39. E-mail: galand@gmx.net).

Kromm Andrey Arturovich (b. 1960), Candidate of Scienses (Eng.), professor, highly qualified engineer at Linde Material Handling, GmbH, Aschaffenburg, Germany. His research interests are currently focused on automated electric drive with a variable structure. He is an the author of more than 15 scientific publications. (Address: 60/39, Deputatskaya Street., Novosibirsk, 630099, Russia. E-mail: galand@gmx.net).



Симаков Геннадий Михайлович – родился в 1942 году, д-р техн. наук, профессор, профессор кафедры ЭАПУ, НГТУ. Область научных интересов: автоматизация систем автоматизированного электропривода. Опубликовано более 150 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: Simakov44_86@mail.ru).

Simakov Gennady Mikhailovich (b. 1942). Doctor of Sciences (Eng.), professor, professor at the Electric Drives and Automation Department, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on automation of control systems of electric drives. He is the author of more than 150 scientific publications. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: Simakov44_86@mail.ru).

Топовский Валерий Валерьевич – родился в 1992 году, ст. преподаватель кафедры ЭАПУ, НГТУ. Область научных интересов: алгоритмы управления электроприводов. Опубликовано более 10 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: topovskij.2013@corp.nstu.ru).

Topovsky Valery Valerievich (b. 1992), assistant professor at the Electric Drives and Automation Department, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on control algorithms of electric drives. He is the author of more than 10 scientific publications. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: topovskij.2013@corp.nstu.ru).

Статья поступила 29 декабря 2020 г.
Received December 29, 2020

To Reference:

Kromm A.A., Simakov G.M., Topovsky V.V. Optimizatsiya pul'satsii momenta dvigatelya v elektroprivode s pryamym upravleniem [Optimization of torque ripples in direct torque control drives]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2021, no. 1 (50), pp. 41–53. DOI: 10.17212/1727-2769-2021-1-41-53.