

Ю.Г. ОСАДЧУК, канд. техн. наук, доц., И.А. КОЗАКЕВИЧ, ст. преподаватель,  
И.Ю. ЛИСЮТЕНКО, магистрант, Криворожский национальный университет

## АНАЛИЗ ПУЛЬСАЦИЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МОМЕНТА ДВУХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Асинхронный двухфазный электропривод является одним из наиболее перспективных для привода малых мощностей. В работе рассмотрены основные схемы, используемые в регулируемом электроприводе на базе двухфазного асинхронного двигателя, к их числу относится питание от трехфазного инвертора напряжения, а также схема на базе матричного преобразователя. Обосновано, что более целесообразной по экономическим соображениям является схема, предусматривающая питание двигателя от трехфазного инвертора. Для этой схемы проведен анализ способов формирования выходного напряжения с помощью широтно-импульсной модуляции. Для варианта, предполагающего использование пространственно-векторной широтно-импульсной модуляции, на основании спектрального анализа получен гармонический состав напряжений и токов двигателя, а также оценены пульсации электромагнитного момента. Доказано, что наличие таких пульсаций приводит к существенному снижению показателей качества регулирования системы управления электроприводом. Путем анализа уравнений, описывающих состояние двухфазной асинхронной машины, получены аналитические зависимости для статорных и роторных токов, а также электромагнитного момента машины. Результаты подтверждены моделированием методом конечных элементов в среде Ansoft Maxwell, а также с использованием модели с сосредоточенными параметрами в среде Matlab/Simulink.

**Проблема и ее связь с научными и практическими задачами.** Электрические приводы малой мощности, получающие питание от однофазного напряжения, которые используются в различных промышленных и бытовых установках, в данное время все чаще базируются на двухфазных двигателях, которые по своим характеристикам не отличаются от трехфазных. Но, в то же время, они имеют некоторые преимущества, которые касаются более простой схемы обмоток, что имеет большое значение при их автоматизированном производстве [1-5]. Двухфазные двигатели в данный момент изготавливаются либо как асинхронные с короткозамкнутым ротором, либо как синхронные с постоянными магнитами. Они очень распространены в качестве приводных двигателей насосов в стиральных и посудомоечных машинах, а также в циркуляционных насосах для центрального отопления жилых помещений. В этом случае постоянные магниты изготавливаются устойчивыми к влиянию воды и щелочных жидкостей, что позволяет сделать насос абсолютно водонепроницаемым. Статорные обмотки конфигурируются в последовательную или параллельную двухфазную систему и, как правило, являются одинаковыми по параметрам. Обмотки, которые формируют одну фазу, соединяются таким образом, чтобы создавать противоположную друг другу магнитную полярность.

**Анализ исследований и публикаций.** На рис. 1 представлена структура силовой цепи двухфазного преобразователя, получающего питание от однофазной цепи [4]. Инвертор состоит из трех транзисторных цепей, питающих его выходные клеммы.

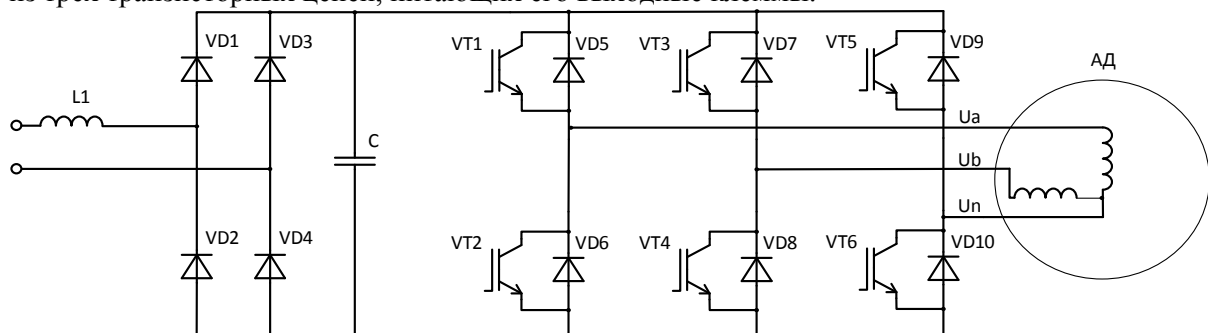
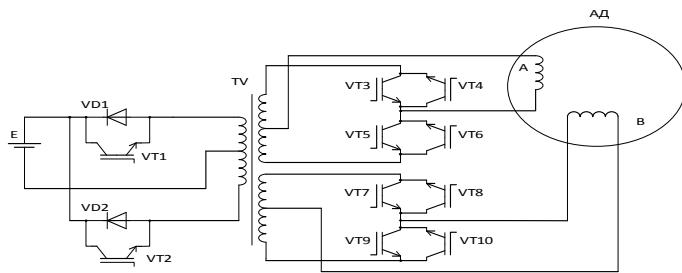


Рис. 1. Структура силового преобразователя для двухфазного асинхронного двигателя на базе трехфазного инвертора

Первая цепь формирует общую точку для двух фаз двигателя. Кроме того, в регулируемом двухфазном электроприводе используется схема на основе матричного преобразователя, представленная на рис. 2. Уменьшение потерь в силовой части привода, которое достигается за счет применения мягкой коммутации, не оправдывает увеличения количества силовых элементов и

усложнение алгоритма управления приводом, поэтому применение данной схемы существенно ограничено [7].



**Рис. 2.** Структура силового преобразователя для двухфазного асинхронного двигателя на базе матричной топологии

**Постановка задачи.** Проанализировать адекватность математической модели, основанной на теории идеализированной электрической машины, для оценки пульсаций электромагнитного момента путем дискретного

полевого моделирования двухфазного асинхронного двигателя, получающего питание от неидеального источника питания.

**Изложение материала и результаты.** Для построения математической модели двухфазного инвертора было использовано комплексное преобразование Фурье.

В разработанной модели были сделаны следующие допущения:

1. Силовые ключи способны коммутировать ток бесконечно большой величины.
2. В закрытом состоянии силовые ключи выдерживают бесконечно большое напряжение.
3. Падение напряжения на открытом ключе равно нулю.
4. Ток утечки через закрытый ключ равен нулю.

5. Задержки включения и выключения ключей отсутствуют. 6. Входной конденсатор инвертора имеет достаточную емкость. Это позволяет считать, что инвертор получает питание напряжением, которое остается постоянным при любой нагрузке. Эти допущения позволяют нам упростить анализ цепи питания двигателя и построить статическую математическую модель инвертора в установившемся режиме работы.

Управление инвертором осуществляется с помощью классической пространственно-векторной широтно-импульсной модуляции, которая модифицирована для работы с двухфазной системой.

Кривая, которая формируется с помощью широтно-импульсной модуляции, содержит гармонические составляющие низкого порядка.

Таким образом, если желаемой формой средней величины выходного напряжения есть синусоидальная, то необходимо влиять на два параметра: коэффициент модуляции по напряжению, который определяется отношением амплитуды заданного напряжения к напряжению звена постоянного тока преобразователя, а также коэффициент модуляции по частоте, который определяется отношением частоты модуляции к заданной выходной частоте инвертора.

Как и в случае пространственно-векторной модуляции для трехфазного инвертора, питающего трехфазный двигатель, в данном случае имеется шесть устойчивых состояний, которые обеспечивают ненулевую величину напряжения на выходе, а также два состояния, которые соответствуют нулевому напряжению [6,7].

Отличие заключается в том, что эти вектора не являются равными по величине: часть из них равна напряжению звена постоянного тока  $U_{dc}$ , а часть –  $\sqrt{2}U_{dc}$ .

Коэффициенты модуляции по напряжению для трех плеч инвертора при желаемой выходной форме среднего напряжения за период модуляции, соответствующего синусоиду, описываются следующими выражениями

$$m_a(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} m \cos(2\pi ft); \quad m_b(t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} m \cos(2\pi ft); \quad m_n(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} m \sin(2\pi ft),$$

где  $m_a(t)$ ,  $m_b(t)$ ,  $m_n(t)$  - коэффициенты модуляции для плеча, питающего фазу А двигателя, фазу В двигателя, а также нулевую точку, соответственно;  $m$  – коэффициент модуляции, определяемый отношением амплитуды желаемого выходного напряжения инвертора к напряжению звена постоянного тока;  $f$  - частота выходного напряжения инвертора.

Переключающая функция каждого плеча инвертора формируется путем сравнения текущего значения коэффициента модуляции с пилообразной кривой опорного напряжения, которая описывается следующим образом

$$s(t) = f_k t - \text{trunc}(f_k t),$$

где  $f_k$  - частота коммутации ключей инвертора,  $trunc()$  - функция округления путем отбрасывания дробной части.

Тогда переключающие функции плеча инвертора определяются так

$$s_a(t) = \begin{cases} 1, & \text{если } m_a(t) \geq s(t); \\ 0, & \text{если } m_a(t) < s(t). \end{cases} \quad s_b(t) = \begin{cases} 1, & \text{если } m_b(t) \geq s(t); \\ 0, & \text{если } m_b(t) < s(t). \end{cases} \quad s_n(t) = \begin{cases} 1, & \text{если } m_n(t) \geq s(t); \\ 0, & \text{если } m_n(t) < s(t). \end{cases}$$

Разность потенциалов между соответствующей выходной клеммой инвертора и отрицательной шиной звена постоянного тока

$$u_a(t) = U_{dc} s_a(t); \quad u_b(t) = U_{dc} s_b(t); \quad u_c(t) = U_{dc} s_c(t).$$

Фазные напряжения двигателя

$$u_{an}(t) = u_a(t) - u_n(t); \quad u_{bn}(t) = u_b(t) - u_n(t).$$

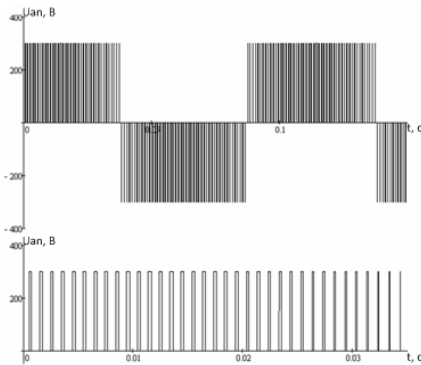


Рис. 3. Форма фазного напряжения двигателя

Двухфазный асинхронный двигатель может быть описан следующей системой дифференциальных уравнений в системе отсчета, которая является неподвижной относительно статора машины

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} &= u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}; & \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} &= u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}; \\ \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} &= u_{r\alpha} - R_r i_{r\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta}; & \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} &= u_{r\beta} - R_r i_{r\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha}; \\ \psi_{s\alpha} &= L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha}; & \psi_{s\beta} &= L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta}; \\ \psi_{r\alpha} &= L_m i_{s\alpha} + L_r i_{r\alpha}; & \psi_{r\beta} &= L_m i_{s\beta} + L_r i_{r\beta}; \\ M &= p L_m (i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}) \end{aligned}$$

Запишем систему уравнений в векторной форме

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} &= \bar{u}_s - R_s \bar{i}_s; & \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} &= \bar{u}_r - R_r \bar{i}_r - j\omega_r \bar{\psi}_r; \\ \bar{\psi}_s &= L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r; & \bar{\psi}_r &= L_m \bar{i}_s + L_r \bar{i}_r. \end{aligned}$$

Выполнив математические преобразования, получим выражения для токов статора и ротора двухфазного асинхронного двигателя в статическом режиме

$$\begin{aligned} \bar{i}_s &= \frac{\bar{u}_s \left( \frac{R_r}{\omega - \omega_r} + j\omega L_r \right)}{(R_s + j\omega L_s) \left( \frac{R_r}{\omega - \omega_r} + j\omega L_r \right) - \omega^2 L_m^2}; \\ \bar{i}_r &= \frac{\bar{u}_s j\omega L_m \left( j\omega L_r + \frac{R_r}{\omega - \omega_r} \right)}{(R_s + j\omega L_s) \left( j\omega(L_r - L_m) + \frac{R_r}{\omega - \omega_r} \right) \left( \frac{R_r}{\omega - \omega_r} + j\omega L_r \right) - \omega^2 L_m^2 \left( j\omega(L_r - L_m) + \frac{R_r}{\omega - \omega_r} \right)}. \end{aligned}$$

Полученные выражения позволяют синтезировать передаточную функцию двухфазного двигателя по каналу напряжение статора – ток статора (ротора), а в дальнейшем получить амплитудно-частотные характеристики для исследования соотношения между величинами гармоник разных частот.

Поскольку электромагнитный момент двигателя возникает в результате взаимодействия поля, создаваемого током статора, и тока ротора, то, анализируя гармонический спектр статорных и роторных токов (рис. 4,5), получим значения величин гармоник, возникающих в электромагнитном моменте двигателя (рис. 6).

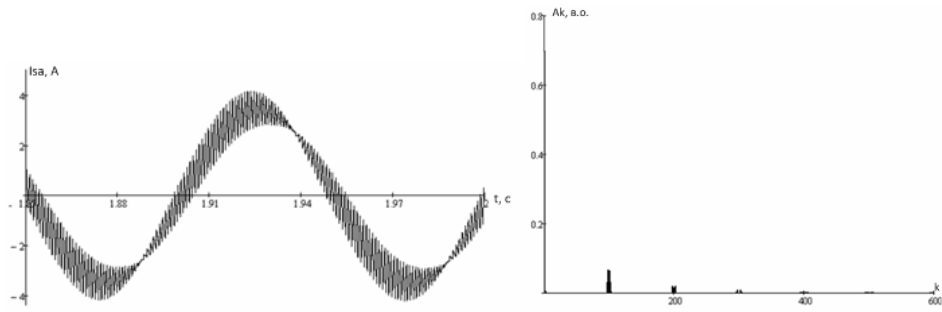


Рис. 4. Форма статорного тока двухфазного двигателя и его частотный спектр

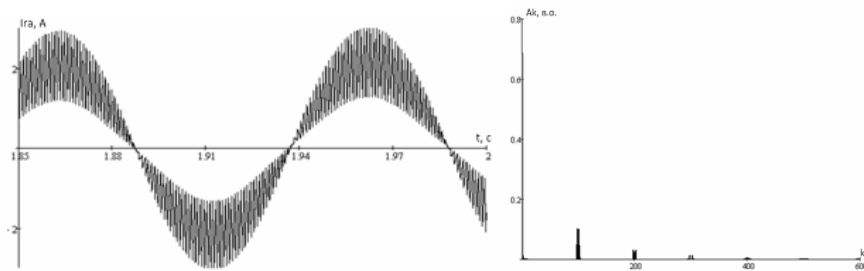


Рис. 5. Форма роторного тока двухфазного двигателя и его частотный спектр

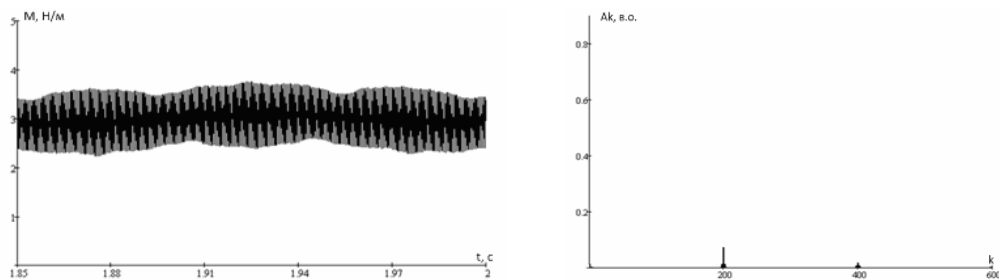


Рис. 6. Форма электромагнитного момента двухфазного двигателя и его частотный спектр

Для анализа гармоник, возникающих в результате сложной геометрии машины, воспользуемся моделью в среде Ansoft Maxwell 3D, представленной на рис. 7.

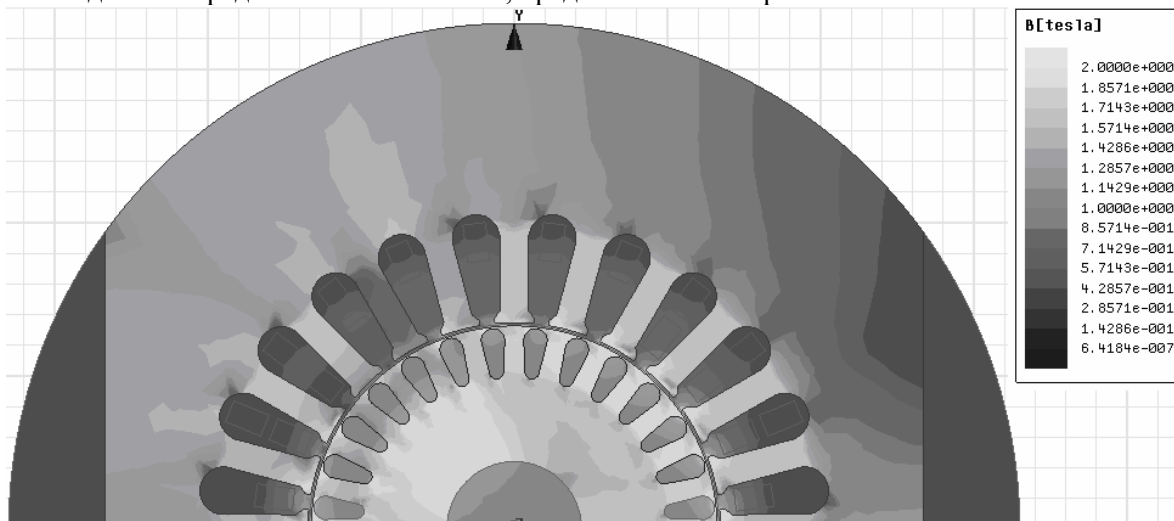


Рис. 7. Математическая модель двухфазного двигателя в среде Ansoft Maxwell

Силовая часть привода моделировалась в среде Simplorer.

В результате выполненного анализа было установлено, что наиболее значимым источником такого рода гармоник является наличие дискретных стержней ротора, а зависимости, кото-

рыми описываются частоты наиболее заметных составляющих, соответствуют аналогичным для трехфазных асинхронных машин.

**Выводы и направление дальнейших исследований.** 1. Использование двухфазных асинхронных двигателей для приводов небольшой мощности более целесообразно, чем трехфазных, из-за простоты конструкции и дешевизны.

2. Алгоритмы пространственно-векторной широтно-импульсной модуляции для случая питания двухфазного двигателя от трехфазного инвертора требует модификации порядка расчета времен включения базовых векторов.

3. Сравнение результатов моделирования, проведенных методом конечных элементов, с аналогичными, полученными путем моделирования двухфазного двигателя путем решения дифференциальных уравнений, полученных на основе теории идеализированной электрической машины, позволяют сделать вывод относительно того, что использование модели с сосредоточенными параметрами не приводит к существенному снижению точности, хотя и не учитывает наличие пространственных гармоник, но позволяет существенно упростить процесс расчета.

### Список литературы

1. Синчук О.Н., Юрченко Н.Н., Чернышев А.А. и др. Комбинаторика преобразователей напряжения современных тяговых электроприводов рудничных электровозов / Под ред. О.Н. Синчука. – К., 2006. – 252 с.
2. Гузов Э.С., Омельченко А.В. Двухфазный асинхронный тяговый электропривод рудничных электровозов // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Щоквартальний науково-виробничий журнал. – Кременчук: КрНУ, 2011. – Вип. 4/2011 (16). – С. 90–95.
3. Омельченко А.В. Модельные исследования двухфазного тягового электропривода рудничного электровоза // Електромеханічні та енергозберігаючі системи, методи моделювання та оптимізації. Збірник наукових праць X Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів. – Кременчук: КрНУ, 28–29 марта 2012. – С. 257–258.
4. Zaskalicky P., Dobrucky B. Analytical method of a torque ripple calculation for two-phase IM supplied by three-leg SPWM inverter // International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2014, pp. 731-736.
5. Blaabjerg F., Lugeanu F., Skaug K., Tonnes M. Two-phase induction motor drives // IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 10/4, 2004, pp. 24-32.
6. Tomaselli L.C., Lazzarin T.B., Martins D.C., Barbi I. Application of the vector modulation in the symmetrical two-phase induction machine drive // IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2005, pp. 1253-1258.
7. Kascak S., Zaskalicky P., Dobrucky B., Prazenica M. Two-phase space vector modulation of FOC controlled ASM fed by 2-phase VSI inverter // 15<sup>th</sup> International Power Electronics and Motion Control Conference, 2012, pp. 131-135.

Рукопись поступила в редакцию 12.03.15

УДК 622.274.3.

А.С. ГРОМАДСКИЙ, Б.И. РИМАРЧУК, доктора техн. наук, проф.,

Ю.Г. ГОРБАЧЕВ, канд. техн. наук, доц.,

Д.И. КУЗЬМЕНКО, ассистент, Криворожский национальный университет

## НОВАЯ ТЕХНОЛОГИЯ ПРОВЕДЕНИЯ ПОДЭТАЖНЫХ ГОРИЗОНТАЛЬНЫХ ВЫРАБОТОК

Разработана и испытана в промышленных условиях новая технология бурения скважин, при которой компенсационная скважина увеличенного диаметра не заряжается, а выполняет во врубе роль дополнительной обнаженной полости. Уточнены параметры вруба и схемы бурения забоя. Разработан новый буровой инструмент для формирования компенсационных скважин как в одну, так и в две стадии, у которого скорость бурения выше в 1,9 раз, а скорость износа меньше в 1,53 раза. Рекомендованы формулы для расчета расстояния между взрывааемым шпуром и компенсационной полостью в зависимости от крепости породы. В результате применения новой технологии бурения скважин количество шпуров при бурении в забое по породам средней крепости  $f=10-12$  по шкале проф. М.М. Протодьяконова уменьшено в 1,2 раза, количество шпуров подлежащих заряданию как для пород средней крепости  $f=10-12$ , так и для крепких пород  $f=15-18$  уменьшено в 1,08 раз. КИШ при стандартной схеме проходки забоя сечением  $5,7 \text{ м}^2$  по породам средней крепости  $f=10-12$  составляет 0,75, а по крепким породам  $f=15-18$  – 0,92. В результате применения новой технологии проходки забоя такого же сечения достигнуты коэффициенты использования шпуров по породам средней крепости  $f=10-12$  (с одной компенсационной скважиной) – 0,9, а по крепким породам  $f=15-18$  (с двумя компенсационными скважинами) – 1,0.