Электротехнические комплексы и системы Electrotechnical complexes and systems

Научная статья УДК 621.3.07 DOI: 10.14529/power230402

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТОГО КПД И ПУЛЬСАЦИЙ МОМЕНТА ВЕНТИЛЬНОГО ДВИГАТЕЛЯ С ДИСКРЕТНОЙ КОММУТАЦИЕЙ ОБМОТКИ ПРИ НЕСИНУСОИДАЛЬНОЙ ФОРМЕ ЭДС

С.Г. Воронин, voroninsg@susu.ru H.Ю. Кулёва, kulevani@susu.ru П.О. Шабуров, shaburovpo@susu.ru A.Д. Чернышев, chernishevad@susu.ru Южно-Уральский государственный университет, Челябинск, Россия

Аннотация. В работе проводится исследование энергетических показателей вентильных двигателей (ВД) на основе синхронного двигателя постоянного тока (СДПМ) с дискретной коммутацией обмотки при наличии высших гармоник в ЭДС вращения. Приведён перечень наиболее распространённых способов дискретной коммутации, составлена упрощенная математическая модель для расчёта токов и момента двигателя при наличии высших гармоник в ЭДС, проведён расчёт электромагнитного КПД и пульсаций момента. Показано, что шеститактная 180-градусная коммутация оказывается наиболее чувствительной к содержанию высших гармоник как с точки зрения энергетических показателей, так и с точки зрения пульсаций момента в приводе. Увеличение их содержания чаще всего ведёт к ухудшению указанных выходных параметров. Шеститактная 120-градусная коммутация, с точки зрения электромагнитного КПД, нечувствительна к содержанию третьей гармоники в фазной ЭДС, а вторая гармоника способствует увеличению электромагнитного КПД двигателя. Двенадцатитактная коммутация по сравнению с шеститактной оказывается менее чувствительной к содержанию высших гармоник в ЭДС. Хотя и здесь наличие второй гармоники способствует повышению КПД и увеличению пульсаций момента.

Ключевые слова: вентильный двигатель, дискретная коммутация обмотки, шеститактная и двенадцатитактная коммутация, 180- и 120-градусная коммутация, высшие гармоники в ЭДС, электромагнитная мощность, электромагнитный КПД, пульсации момента

Благодарности. Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-29-20124, https://rscf.ru/project/22-29-20124/

Для цитирования: Исследование электромагнитого КПД и пульсаций момента вентильного двигателя с дискретной коммутацией обмотки при несинусоидальной форме ЭДС / С.Г. Воронин, Н.Ю. Кулёва, П.О. Шабуров, А.Д. Чернышев // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». 2023. Т. 23, № 4. С. 14–23. DOI: 10.14529/power230402

Original article DOI: 10.14529/power230402

THE ELECTROMAGNETIC EFFICIENCY AND MOMENT PULSATIONS OF A VALVE MOTOR WITH DISCRETE WINDING SWITCHING WITH NON-SINUSOIDAL EMF

S.G. Voronin, voroninsg@susu.ru N.Yu. Kuleva, kulevani@susu.ru P.O. Shaburov, shaburovpo@susu.ru A.D. Chernyshev, chernishevad@susu.ru South Ural State University, Chelyabinsk, Russia

Abstract. This paper studies the energy parameters of valve motors (VM) based on a synchronous DC motor (SDCM) with discrete switching of the winding in the presence of higher harmonics in the EMF of rotation. The most common methods of discrete switching are given, a simplified mathematical model is compiled for calculating the currents

[©] Воронин С.Г., Кулёва Н.Ю., Шабуров П.О., Чернышев А.Д., 2023

and torque of the motor in the presence of higher harmonics in the EMF and the calculation of electromagnetic efficiency and moment pulsations is carried out. The six-stroke 180-degree switching is the most sensitive to the content of higher harmonics, from the point of view of energy indicators and moment pulsations in the drive. An increase in their content, most often, leads to a deterioration of these output parameters. The six-stroke 120-degree switching, from the point of view of electromagnetic efficiency, is insensitive to the content of the third harmonic in the phase EMF, and the second harmonic contributes to an increase in the electromagnetic efficiency of the motor. Twelve-stroke switching, in comparison with six-stroke, is less sensitive to the content of higher harmonics in the EMF. Although even here the presence of a second harmonic contributes to an increase in efficiency and an increase in moment pulsations.

Keywords: valve motor, discrete winding switching, six- and twelve-stroke switching, 180- and 120-degree switching, higher harmonics in EMF, electromagnetic power, electromagnetic efficiency, moment pulsations

Acknowledgments. The research was carried out at the expense of a grant from the Russian Science Foundation, https://rscf.ru/project/22-29-20124/

For citation: Voronin S.G., Kuleva N.Yu., Shaburov P.O., Chernyshev A.D. The electromagnetic efficiency and moment pulsations of a valve motor with discrete winding switching with non-sinusoidal EMF. *Bulletin of the South Ural State University. Ser. Power Engineering*. 2023;23(4):14–23. (In Russ.) DOI: 10.14529/power230402

Введение

Синхронные двигатели с возбуждением от постоянных магнитов (СДПМ) наиболее эффективно используются в составе электропривода с обратной связью по положению ротора. При этом возможно плавное вращение поля статора двигателя, когда фазные напряжения и токи изменяются по синусоидальному закону или дискретное переключение обмоток с помощью полупроводникового коммутатора по сигналам обратной связи датчика положения ротора (ДПР). Первый способ формирования поля получил наиболее широкое распространение и используется во многих случаях, когда требуется отсутствие пульсаций момента, высокая плавность вращения, точность позиционирования и широкий диапазон регулирования. Недостатком его, в случае использования классического векторного управления двигателем, является относительная сложность реализации, предполагающая синусоидальную форму фазных ЭДС, обязательное наличие датчика углового положения ротора относительно статора с высокой разрешающей способностью для точного формирования синусоидальных фазных токов и датчиков этих токов [1-3]. Кроме того, необходимо использование быстродействующих стандартных, как правило, импортных контроллеров для многократного преобразования информации при формировании токов. Двигатели с дискретным способом коммутации обмотки называют вентильными (ВД), они реализуются значительно проще и не так чувствительны к форме ЭДС. Здесь может быть использован дискретный датчик углового положения ротора с разрешающей способностью 30 или 60 электрических градусов, нет необходимости в использовании датчика тока, а управление дискретной коммутацией обмотки с использованием простейших алгоритмов может быть реализовано даже на жёсткой логике. Их недостатком является наличие пульсаций момента, дискретный характер электромагнитных процессов и, как следствие, сложность применения в высокоточных приводах следящих систем. Между тем имеется ряд электроприводов, где перечисленные недостатки оказываются несущественными. Например, это электроприводы некоторых подъёмных механизмов, наземных и водных транспортных средств, электроприводы тягового винта летательных аппаратов и др. Следует отметить также, что СДПМ с зубчатой конструкцией статора, являющейся наиболее технологичной и дешёвой, имеют, как правило, форму ЭДС, близкую к трапецеидальной. Это обусловлено тем, что магнитная индукция поля, создаваемого постоянным магнитом, имеет примерно постоянное значение на всём полюсном делении, и для того чтобы получить синусоидальную ЭДС, приходится использовать специальную синусоидальную обмотку с укороченным шагом. В случае применения алгоритмов управления двигателем, не чувствительных к форме ЭДС, конструктивная реализация двигателя упрощается, так как обмотку в этом случае можно мотать на зубец. Поэтому использование таких двигателей в режиме ВД оказывается весьма рациональным. Накоплен большой опыт использования таких двигателей [4, 5], хорошо разработана их теория [6-8]. Однако при теоретическом описании процессов в электроприводах с ВД чаще всего предполагалось наличие синусоидальной формы фазных ЭДС [9]. В настоящей статье предпринята попытка исследования электропривода с ВД при наличии несинусоидальной ЭДС. В частности, даётся оценка энергетических показателей и пульсаций момента в зависимости от способа коммутации и формы ЭДС.

Способы коммутации и математическое описание электромагнитных процессов в ВД с несинусоидальной ЭДС

Рассмотрение будем вести применительно к трёхфазным двигателям. В них наиболее просто реализуются и широко распространены три дискретных способа коммутации [10].

Шеститактная 180-градусная, когда каждый ключ коммутатора открыт в течение половины периода, а на каждом из шести тактов длительностью 60 электрических градусов к источ-

Электротехнические комплексы и системы Electrotechnical complexes and systems

нику постоянного тока подключены все фазы (рис. 1а).

При шеститактной 120-градусной коммутации каждый ключ коммутатора открыт в течение 120 электрических градусов, при этом на каждом такте к источнику постоянного тока подключены две фазные обмотки (рис. 1b). На рис. 1 обозначено: R, L – активное сопротивление и индуктивность фазной обмотки с учётом взаимоиндуктивности с другими фазами, $e(\varphi)$ – фазные ЭДС вращения.

Двенадцатитактная коммутация, сочетающая в себе две предыдущие, когда такты длительностью 30 электрических градусов чередуются с



Рис. 1. Схема замещения обмотки ВД на одном МКИ: a – 180-градусная коммутация; b – 120-градусная коммутация Fig. 1. The replacement circuit of the winding in one intercommutation interval: a – 180-degree switching; b – 120-degree switching

подключением двух или трёх фазных обмоток. При такой коммутации длительность открытия у каждого ключа составляет 150 электрических градусов, поэтому в последующем мы такую коммутацию будем называть 150-градусной.

Математическому описанию электромагнитных процессов в двигателях при синусоидальной ЭДС для первых двух способов коммутации посвящено достаточно много литературы [10–14]. В ней приводятся аналитические соотношения для расчёта энергетических и динамических характеристик, оценки пульсаций момента и др. Третий способ менее изучен, хотя и здесь имеются публикации, но также применительно к синусоидальной форме ЭДС [9, 15–17]. Несинусоидальная, более того, неопределённая форма ЭДС не позволяет получить аналитические соотношения для расчёта указанных выше характеристик, поэтому попробуем получить их в более общем, но удобном для решения практических задач виде.

Для начала рассмотрим частный случай при нулевой индуктивности якорной обмотки. Такое допущение, строго говоря, не имеет практического воплощения, однако оно позволяет наглядно оценить влияние несинусоидальности ЭДС и способа коммутации на общий вид некоторых характеристик.

180-градусная коммутация

В соответствии со схемой рис. la уравнения напряжений для фазной обмотки на МКИ при нулевой индуктивности запишутся в виде [9, 18]:

$$u_{\Pi} = (i_1 + i_2) \cdot R + i_1 \cdot R - e_1(\varphi) + e_3(\varphi); u_{\Pi} = (i_1 + i_2) \cdot R + i_1 \cdot R - e_1(\varphi) + e_2(\varphi),$$

где $u_{\rm n}$ – постоянное напряжение питания двигателя; *i* – контурные токи.

Отсюда уравнения для контурных токов в течение МКИ получат вид:

$$i_{1}(\varphi) = \frac{1}{3R} \left(u_{\Pi} - e_{1}(\varphi) - e_{2}(\varphi) + 2 \cdot e_{3}(\varphi) \right);$$

$$i_{2}(\varphi) = \frac{1}{3R} \left(u_{\Pi} - e_{1}(\varphi) + 2e_{2}(\varphi) - e_{3}(\varphi) \right).$$
(1a)

Уравнение для определения мгновенного значения электромагнитной мощности получит вид:

$$P_{\mathfrak{I}}(\varphi) = e_1(\varphi)(i_1(\varphi) + i_2(\varphi)) - e_3(\varphi) \times \\ \times i_1(\varphi) - e_2(\varphi) \cdot i_2(\varphi), \qquad (2a)$$

где φ – угол поворота ротора, измеряемый в электрических градусах, изменяется в интервале от 0 до $\pi/3$.

Среднее значение электромагнитной и потребляемой мощности будет определяться соответственно уравнениями:

$$P_{3,cp} = \frac{3}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} P_3(\varphi) d\varphi; \qquad (3a)$$

$$P_{\text{nor}} = \frac{3 \cdot u_{\text{n}}}{\pi} \left(\int_0^{\frac{\mu}{3}} i_1(\varphi) d\varphi + \int_0^{\frac{\mu}{3}} i_2(\varphi) d\varphi \right).$$
(4a)

Электромагнитный КПД определим по соотношению $\eta = P_{3.cp}/P_{nor}$.

Аналогично из схемы замещения рис. 1b при 120-градусной коммутации получим уравнение для тока

$$i(\varphi) = \frac{1}{2R} (u_{\pi} - e_1(\varphi) + e_3(\varphi))$$
(16)

и мгновенного значения электромагнитной мощности

$$P_{\mathfrak{I}}(\varphi) = (e_1(\varphi) - e_3(\varphi)) \cdot i(\varphi). \tag{26}$$

Средняя за МКИ электромагнитная мощность рассчитывается по формуле (3a), а средняя потребляемая мощность определяется по формуле

$$P_{\text{nor}} = \frac{3 \cdot u_{\text{n}}}{\pi} \left(\int_0^{\frac{\pi}{3}} i(\varphi) d\varphi \right).$$
(46)

Электромагнитный КПД и пульсации момента определяются по тем же формулам.

Как было указано выше, 150-градусная коммутация осуществляется комбинацией двух выше рассмотренных, поэтому полученные выражения могут быть использованы для расчёта перечисленных выше параметров и для неё. Отличие будет заключаться в длительности МКИ, она в этом случае будет равна $\pi/6$ и в начальном значении рассогласования векторов поля ротора и поля статора для обеспечения нейтральной коммутации [9, 19–22].

Определение формы ЭДС вращения и начального значения угла на МКИ

Исходя из условия практической реализуемости и наибольшего распространения в имеющихся конструкциях СДПМ, определим форму ЭДС как гладкую, выпуклую на половине периода, симметричную, неразрывную периодическую функцию вида рис. 2. Тогда в общем виде, удобном для последующих расчётов, на одном периоде её можно представить гармоническим рядом:

 $e(\varphi) = \sum_{k=1}^{\infty} E_{k1} \operatorname{sin} k\omega t,$

где k = 1, 2, 3, ... – номер гармоники; E_{k1} – амплитуда ЭДС соответствующей гармоники.

В практических расчётах, как правило, достаточно ограничиться конечным числом гармоник. Например, для формы ЭДС, приведённой на рис. 2, анализ гармонического состава показывает, что мы можем обойтись первыми тремя гармониками. Действительно, амплитуда второй и третьей гармоник по отношению к амплитуде первой гармоники составляет соответственно 0,05 и 0,002. Амплитуды более высоких гармоник пренебрежительно малы. Тогда фазные ЭДС в общем виде можно записать выражениями:

$$e_{1}(\varphi) = E_{1}\sin\psi + E_{2}\sin2\psi + E_{3}\sin3\psi;$$

$$e_{2}(\varphi) = E_{1}\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) + E_{3}\sin3\psi;$$

$$+E_{2}\sin(2\psi + \frac{4\pi}{3}) + E_{3}\sin3\psi;$$

$$e_{3}(\varphi) = E_{1}\sin(\psi + \frac{4\pi}{3}) + E_{3}\sin3\psi,$$

$$+E_{2}\sin(2\psi + \frac{2\pi}{3}) + E_{3}\sin3\psi,$$

(5)

где ψ – текущее значение угла между векторами полей ротора и статора. С учётом того, что в середине МКИ эти вектора при нулевой индуктивности обмотки и нейтральной коммутации должны



Рис. 2. Реальная кривая ЭДС (кривая 1) и её первая гармоника (кривая 2) Fig. 2. The real EMF curve (curve 1) and its first harmonic (curve 2)

быть ортогональны, сдвиг этих векторов в начале МКИ должен составлять

$$\Delta_{\varphi} = \frac{\pi}{2} - \frac{\Delta}{2}$$

где Δ_{φ} – положение векторов полей ротора и статора при нейтральной коммутации в начале МКИ; Δ – длительность МКИ. Кроме того, предусмотрим возможность регулирования начального положения векторов полей с помощью угла коммутации (θ) [7, 23]. Тогда начальное значение угла между векторами полей ротора и статора определится выражением

$$\Delta_{\varphi} = \frac{\pi}{2} - \frac{\Delta}{2} + \theta. \tag{6}$$

Если за начало отсчёта при определении ЭДС взять фазу 1, то необходимо учитывать сдвиг её оси относительно оси вектора результирующей намагничивающей силы обмотки (F_a) в начале МКИ. На рис. 1 она показана пунктиром. Обозначим этот угол Δ_o . Из рис. 1 видно, что при 180градусной коммутации $\Delta_o = 0$, а при 120-градусной коммутации $\Delta_o = \pi/3$. С учётом этого согласно (6) в выражениях (5) текущее значение угла будет определяться:

- при 180-градусной коммутации

$$\psi = \varphi + \frac{\pi}{3} + \theta; \tag{7a}$$

- при 120-градусной коммутации

$$\psi = \varphi + \frac{\pi}{6} + \theta. \tag{76}$$

При 150-градусной коммутации длительность МКИ уменьшается в два раза, поэтому получим:

– для такта, соответствующего рис. 1а,

$$\psi = \varphi + \frac{5}{12}\pi + \theta; \tag{7B}$$

- для такта, соответствующего рис. 1b,

$$\psi = \varphi + \frac{\pi}{4} + \theta.$$
 (7г)

В приведённых выражениях $\varphi = \omega t$ текущее значение угла, изменяющееся от 0 до Δ .

Исследование влияния формы ЭДС на энергетические характеристики и пульсации момента ВД

Как известно, при нулевой индуктивности максимальный КПД имеем при нейтральной коммутации, поэтому все расчёты будем вести для этого случая в относительных единицах, приняв при 180-градусной коммутации: за базовое значение фазной ЭДС $E_6 = U_n$; за базовое значение тока $I_6 = U_{\Pi}/3R$; за базовое значение мощности $P_{\rm f} = 2I_{\rm f}U_{\rm n}$. Учитывая, что амплитуда ЭДС эквивалентного контура обмотки на МКИ (см. рис. 1а) в полтора раза выше амплитуды фазной ЭДС [7], примем за базовое значение скорости скорость, при которой фазная ЭДС в полтора раза меньше напряжения питания. При 120-градусной коммутации примем $I_6 = U_{\Pi}/2R$; $P_6 = U_{\Pi}I_6$, а за базовое значение скорости, учитывая, что амплитуда ЭДС эквивалентной обмотки (см. рис. 1b) в корень из трёх выше амплитуды фазной ЭДС, примем скорость, при которой амплитуда фазной ЭДС в корень из трёх меньше U_п. Тогда уравнения для контурных токов при 180-градусной коммутации запишутся уравнениями:

$$i_1(\varphi) = 1 - \nu_1(\varphi) + 2\nu_3(\varphi);$$

 $i_2(\varphi) = 1 - \nu_1(\varphi) + 2\nu_2(\varphi) - \nu_3(\varphi),$

где ν – относительное значение фазной ЭДС.

Уравнение для токов при 120-градусной коммутации будет иметь вид

$$i(\varphi) = 1 - \nu_1(\varphi) - \nu_2(\varphi).$$

Текущее значение угла определяются для различных способов коммутации по тем же уравнениям (7), а мощности – по уравнениям (3) и (4), подставив в них относительные значения переменных.

Количественно содержание высших гармоник в спектре ЭДС обозначим с помощью коэффициента k_i , представляющего отношение амплитуды *i*-й гармоники к амплитуде первой гармоники. Для того чтобы оценить влияние на характеристики привода каждой высшей гармоники отдельно, расчёты будем проводить, принимая содержание одной из них, равным нулю ($k_2 = 0$ или $k_3 = 0$), а амплитуду другой будем менять при неизменном относительном значении амплитуды первой гармоники. При этом учитывая, что амплитуды ЭДС эквивалентного контура обмотки на МКИ для 180и 120-градусной коммутации при одинаковой фазной ЭДС будут различны [10], с соотношением $2/\sqrt{3}$, чтобы их выравнять, возьмём различные значения фазных ЭДС. Для схемы, соответствующей 120-градусной коммутации, примем для первой гармоники ЭДС v = 0,46, а для схемы, соответствующей 180-градусной коммутации, - v = 0,53. Результаты расчёта представлены в табл. 1, где первый столбец означает тактность коммутации, второй столбец означает количество фаз, подключённых к источнику питания на МКИ в процессе коммутации. Остальные столбцы означают значение КПД при различных значениях k_i.

Анализ результатов расчётов, приведённых в табл. 1, позволяет отметить, что способы коммутации с подключением к источнику питания двух фаз обмотки как при длительности МКИ 60 эл. град., так и при длительности МКИ 30 эл. град. с точки зрения энергетических показателей оказываются нечувствительны к содержанию третьей гармоники в ЭДС (строки 1 и 3 при $k_2 = 0$). Это объясняется тем, что появление третьей гармоники в ЭДС приводит к увеличению содержания третьей гармоники в токе, так как форма фазного напряжения при такой схеме включения обмотки зависит от формы ЭДС. Следовательно, одновременно пропорционально растёт и электромагнитный момент, и электрические потери. Для тех же способов коммутации увеличение содержания второй гармоники в ЭДС способствует увеличению электромагнитного КПД (строки 1 и 3 при $k_3 = 0$). Это обусловлено увеличением полной амплитуды ЭДС контура из двух фаз, работающих на данном МКИ, которое вызывает наличие второй гармоники (см. рис. 2). Поскольку электромагнитный КПД приближённо равен отношению амплитуды фазной ЭДС этого контура к напряжению постоянного тока коммутатора [10], увеличение амплитуды ЭДС на МКИ ведёт к увеличению электромагнитного КПД.

Способы коммутации с подключением к источнику питания трёх фаз при любой длительности МКИ чувствительны к содержанию высших гармоник в ЭДС. Их содержание приводит к уменьшению электромагнитного КПД (строки 2 и 4 табл. 1). Это обусловлено тем, что гармонический состав фазного напряжения в этом случае не зависит от формы ЭДС, действующее значение первой гармоники в нём 0,955 от действующего значения полного напряжения. Токи от взаимодействия с высшими гармониками ЭДС не создают электромагнитного момента, но создают электрические потери в обмотке.

Пульсации электромагнитного момента будем оценивать по соотношению

$$\delta = \frac{M_{\max} - M_{\min}}{M_{\max}},$$

где $M_{\rm max}$, $M_{\rm min}$ – соответственно максимальное и минимальное значение момента на МКИ, которое при постоянной скорости вращения ротора (ω) определяется делением электромагнитной мощности на скорость. Мгновенное значение электромагнтной мощности на МКИ при тех же значениях относительной скорости, что и при расчёте электромагнитного КПД, будем рассчитывать по уравнениям (2). Результаты расчёта представлены в табл. 2.

Анализ результатов расчётов, представленных в табл. 2, позволяет отметить, что содержание в ЭДС третьей гармоники практически не влияет на величину пульсаций момента для всех способов коммутации (при $k_2 = 0$), так как форма ЭДС эквивалентного контура обмотки на МКИ при этом практически не меняется (см. рис. 2), а именно она определяет пульсации момента. Вторая гармоника в ЭДС (см. рис. 2) меняет её форму, что и ведёт к увеличению пульсаций момента с её увеличением для всех способов коммутации (при $k_3 = 0$).

Очевидно, что результат, полученный на моделях без учёта индуктивности обмотки, не может быть безоговорочно распространён и на реальные конструкции двигателей с ненулевой индуктивностью обмотки. Однако следует ожидать, что отличие будет только в количественном изменении КПД и пульсаций момента от содержания высших гармоник ЭДС, а качественная тенденция останется прежней.

Влияние высших гармоник ЭДС на электромагнитный КПД

Таблица 1 Table 1

Тактность коммутации	Схема	$k_2 = 0$					$k_3 = 0$				
	соединения	k ₃					k ₂				
	обмотки	0	0,05	0,1	0,15	0,2	0	0,05	0,1	0,15	
6	2 (120)	0,75	0,75	0,75	0,75	0,75	0,78	0,81	0,84	0,86	
	3 (180)	0,51	0,50	0,49	0,48	0,47	0,51	0,49	0,47	0,44	
12	2 (120)	0,78	0,78	0,78	0,78	0,78	0,82	0,86	0,90	0,93	
	3 (180)	0,62	0,60	0,59	0,57	0,55	0,62	0,60	0,58	0,55	

The effect of higher harmonics of EMF on electromagnetic efficiency

Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». 2023. Т. 23, № 4. С. 14–23 ISSN 1990-8512 (Print) ISSN 2409-1057 (Online)

Зависимость пульсаций электромагнитного момента двигателя от способа коммутации обмотки двигателя

Table 2

Таблица 2

The dependence of the pulsations of the electromagnetic moment of the motor on the method of switching the motor winding

Тактность коммутации	Схема	$k_2 = 0$					$k_3 = 0$			
	соединения	k_3					k_2			
	обмотки	0	0,05	0	0,05	0	0,05	0	0,05	0
6	2 (120)	0,25	0,25	0,25	0,25	0,25	0,34	0,31	0,61	0,78
	3(180)	0,67	0,67	0,67	0,67	0,67	0,85	1	1,21	1,43
12	2 (120)	0,1	0,1	0,1	0,1	0,08	0,13	0,21	0,3	0,52
	3 (180)	0,06	0,04	0,04	0,04	0,02	0,23	0,42	0,59	0,74



Рис. 3. Линейная ЭДС двигателя ДВМ100.22: первая гармоника – кривая 1; $k_2 = 0,15, k_3 = 0$ – кривая 2; $k_2 = 0, k_3 = 0,15$ – кривая 3 Fig. 3. Linear EMF of the DVM100.22 engine: first harmonic – curve 1; $k_2 = 0.15, k_3 = 0$ – curve 2; $k_2 = 0, k_3 = 0.15$ – curve 3)

В приведённых расчётах взята увеличенная амплитуда высших гармоник в ЭДС для того, чтобы явственней выделить их влияние на характеристики привода. На рис. 3 представлена кривая линейной ЭДС электродвигателя ДВМ100.22 производства «КБ мехатроники» г. Златоуста, где $k_2 = 0,0069, k_3 = 0,1297$. Такая форма ЭДС является наиболее распространённой в реальных СДПМ с зубцовой конструкцией статора и радиальными магнитами. Расчёты, проведённые по изложенной выше методике для этого двигателя, при различных способах коммутации обмотки представлены в табл. 2, из которой следует, что на характеристики привода такое отличие формы ЭДС от синусоидальной влияет незначительно. Тем не менее это отличие ощущается.

Заключение

1. Шеститактная 180-градусная коммутация оказывается наиболее чувствительной к содержанию высших гармоник как с точки зрения энергетических показателей, так и с точки зрения пульсаций момента в приводе. Увеличение их содержания чаще всего ведёт к ухудшению указанных выходных параметров. Особенно способствует увеличению пульсаций момента наличие второй гармоники в ЭДС.

2. Шеститактная 120-градусная коммутация с точки зрения электромагнитного КПД нечувствительна к содержанию третьей гармоники в фазной ЭДС, а вторая гармоника способствует увеличению электромагнитного КПД двигателя. Однако наличие второй гармоники в ЭДС так же, как и при 180-градусной коммутации приводит к существенному увеличению пульсаций момента.

3. Двенадцатитактная коммутация, по сравнению с шеститактной, оказывается менее чувствительной к содержанию высших гармоник в ЭДС. Хотя и здесь наличие второй гармоники способствует повышению КПД и увеличению пульсаций момента.

4. Учитывая вышеизложенное, при разработке привода с уже выбранным двигателем необходимо определить спектральный состав ЭДС и с учётом требований к характеристикам выбирать способ коммутации обмотки. Если электродвигатель разрабатывается специально для данного привода, то необходимо специально оговорить желаемую форму ЭДС, исходя из требуемых характеристик привода.

Список литературы

1. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина». Иваново, 2008. 298 с.

2. Калачев Ю.Н. Векторное регулирование (заметки практика): методическое пособие. М.: ЭФО, 2013. 63 с.

3. Современные типы синхронных двигателей переменного тока с постоянными магнитами на роторе и способы управления ими / А.С. Поздеев, В.М. Казакбаев, В.А. Прахт, В.А. Дмитриевский // Энерго-и ресурсосбережение. Екатеринбург: УрФУ, 2015. Т. 1. С. 188–192.

4. Бербиренков И.А., Лохнин В.В. Тяговые двигатели на постоянных магнитах в электроприводе электромобиля // Известия Томского политехнического университета. 2011. Т. 318, № 4. С. 148–150.

5. Россовский Е.Л. Синхронный микроэлектропривод на основе бесконтактных двигателей постоянного тока // Электротехника. 1970. № 9. С. 158–164.

6. Овчинников И.Е., Лебедев Н.И. Бесконтактные двигатели постоянного тока с транзисторным коммутатором. Л.: Наука, 1979. 270 с.

7. Лифанов В.А., Воронин С.Г. Анализ энергетических показателей бесконтактных двигателей постоянного тока // Исследование автоматизированных электроприводов, электрических машин и вентильных преобразователей: сб. науч. тр. ЧПИ. Челябинск, 1973. № 124. С. 4–9.

8. Юферов Ф.М. Электрические машины автоматических устройств: учеб. для студентов вузов, обучающихся по спец. «Электромеханика». М.: Высш. шк., 1988. 479 с.

9. Векторное управление электроприводом на основе вентильного двигателя с дискретной коммутацией обмотки / С.Г. Воронин, Н.В. Клиначев, Н.Ю. Кулёва, А.Д. Чернышев // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». 2022. Т. 22, № 4. С. 42–52. DOI: 10.14529/power220405

10. Громышева А.Д., Овчинников И.Е., Егоров А.В. Управление скоростью и моментом вентильного двигателя в приводе транспортного средств // Научно-технический вестник СПбГУ ИТМО. 2011. № 3 (73). С. 43–52.

11. Сравнительный анализ векторного управления и прямого управления моментом синхронного электродвигателя с постоянными магнитами / А. Рефки, А.С. Каракулов, Ю.Н. Дементьев, С.Н. Кладиев // Известия Томского политехнического университета. 2011. Т. 319, № 4. С. 93–99.

12. Pellegrino G., Armando E., Guglielmi P. Direct Flux Field-Oriented Control of IPM Drives with Variable DC Link in the Field-Weakening Region // IEEE Trans. Ind. Appl. 2009. Vol. 45, no. 5. P. 1619–1627.

13. Kwak S., Moon U.C., Park J.C. Predictive-Control-Based Direct Power Control with an Adaptive Parameter Identification Technique for Improved AFE Performance // IEEE Transactions on Power Electronics. 2014. Vol. 29, no. 11. P. 6178–6187.

14. Dannehl J., Wessels C., Fuchs F.W. Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers with LCL Filters // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2009. Vol. 56, no. 2. P. 380–388.

15. Malinowski M., Jasinski M., Kazmierkowski M.P. Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM) // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2004. Vol. 51, no. 2. P. 447–454.

16. Predictive Duty Cycle Control of Three-Phase Active-Front-End Rectifiers / Z. Song, Y. Tian, W. Chen et al. // IEEE Transactions on Power Electronics. 2016. Vol. 31, no. 1. P. 698–710.

17. Rodriguez J. Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2007. Vol. 54, no. 1. P. 495–503.

18. Model-Based Predictive Direct Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Evaluation of PTC and PCC Methods / F. Wang, S. Li, X. Mei et al. // IEEE Transactions on Industrial Informatics. 2015. Vol. 11, no. 3. P. 671–681.

19. Stando D., Kaźmierkowski M.P., Chudzik P. Sensorless predictive torque control of induction motor drive operating in wide speed range – Simulation study // 16th Int. Power Electronics and Motion Control Conf. and Exposition. 2014. P. 521–526.

20. Advanced Control Methods of DC/AC and AC/DC Power Converters – Look-Up Table and Predictive Algorithms / A. Godlewska, R. Grodzki, P. Falkowski et al. // Advanced Control of Electrical Drives and Power Electronic Converters. 2017. P. 221–302. DOI: 10.1007/978-3-319-45735-2_10

21. Scoltock J., Geyer T., Madawala U. Model Predictive Direct Current Control for a grid-connected converter: LCL-filter versus L-filter // 2013 IEEE Int. Conf. on Industrial Technology (ICIT). 2013. P. 576–581.

22. Krein P.T., Balog R.S., Mirjafari M. Minimum energy and capacitance requirements for single-phase inverters and rectifiers using a ripple port // IEEE Trans. Power Electron. 2012. Vol. 27. P. 4690–4698.

23. Wang H., Chung H.S.H., Liu W. Use of a series voltage compensator for reduction of the dc-link capacitance in a capacitor-supported system // IEEE Trans. Power Electron. 2014. Vol. 29, no. 3. P. 1163–1175.

References

1. Vinogradov A.B. *Vektornoe upravlenie elektroprivodami peremennogo toka* [Vector control of AC electric drives]. Ivanovo: Ivanovo State Power Engineering University named after V.I. Lenin Publ.; 2008. 298 p. (In Russ.)

2. Kalachev Yu.N. *Vektornoe regulirovanie (zametki praktika): metodicheskoe posobie* [Vector regulation (notes of practice). Methodical manual]. Moscow: EFO; 2013. 63 p. (In Russ.)

3. Pozdeev A.S., Kazakbaev V.M., Prakht V.A., Dmitrievskiy V.A. [Modern types of synchronous AC motors with permanent magnets on the rotor and methods of controlling them]. In: *Energy and resource conservation*. Ekaterinburg: Ural Federal University; 2015. Vol. 1. P. 188–192. (In Russ.)

4. Berbirenkov I.A., Lokhnin V.V. [Traction motors on permanent magnets in the electric drive of an electric vehicle]. *Bulletin of the Tomsk polytechnic university*. 2011;4(318):148–150. (In Russ.)

5. Rossovsky E.L. [Synchronous microelectronic drive based on contactless DC motors]. *Elektrotekhnika*. 1970;9:158–164. (In Russ.)

6. Ovchinnikov I.E., Lebedev N.I. *Beskontaktnye dvigateli postoyannogo toka s tranzistornym kommutatorom* [Contactless DC motors with a transistor switch]. Leningrad: Nauka; 1979. 270 p. (In Russ.)

7. Lifanov V.A., Voronin S.G. [Analysis of energy indicators of contactless DC motors]. In: *Research of automated electric drives, electric machines and valve converters: collection of scientific papers of ChPI*. Chelyabinsk; 1973. No. 124. P. 4–9. (In Russ.)

8. Yuferov F.M. *Elektricheskie mashiny avtomaticheskikh ustroystv: ucheb. dlya studentov vuzov, obuchayu-shchikhsya po spets. "Elektromekhanika"* [Electric machines of automatic devices. Textbook for university students studying in spec. "Electromechanics"]. Moscow: Vysshaya shkola; 1988. 479 p. (In Russ.)

9. Voronin S.G., Klinachev N.V., Kuleva N.Yu., Chernyshev A.D. Vector control of an electric drive based on a thyratron motor with discrete winding commutation. *Bulletin of the South Ural State University. Ser. Power Engineering*. 2022;22(4): 42–52. (In Russ.) DOI: 10.14529/power220405

10. Gromysheva A.D., Ovchinnikov I.E., Egorov A.V. Speed and torque control of gate motor in vehicle drive gear. *Scientific and Technical Bulletin of St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics.* 2011;3(73):43–52. (In Russ.)

11. Refki. A., Karakulov A.S., Dementiev Yu.N., Kladiev S.N. [Comparative analysis of vector control and direct torque control of a synchronous electric motor with permanent magnets them]. *Bulletin of the Tomsk polytechnic university*. 2011;319(4):93–99. (In Russ.)

12. Pellegrino G., Armando E., Guglielmi P. Direct Flux Field-Oriented Control of IPM Drives with Variable DC Link in the Field-Weakening Region. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2009;45(5):1619–1627.

13. Kwak S., Moon U.C., Park J.C. Predictive-Control-Based Direct Power Control with an Adaptive Parameter Identification Technique for Improved AFE Performance. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2014;29(11):6178–6187.

14. Dannehl J., Wessels C., Fuchs F.W. Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers with LCL Filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2009;56(2):380–388.

15. Malinowski M., Jasinski M., Kazmierkowski M.P. Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM). *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2004;51(2):447–454.

16. Song Z., Tian Y., Chen W., Zou Z., Chen Z. Predictive Duty Cycle Control of Three-Phase Active-Front-End Rectifiers]. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2016;31(1):698–710.

17. Rodriguez J. Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2007;54(1):495–503.

18. Wang F., Li S., Mei X., Xie W., Rodríguez J., Kennel R.M. Model-Based Predictive Direct Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Evaluation of PTC and PCC Methods. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*. 2015;11(3): 671–681.

19. Stando D., Kaźmierkowski M.P., Chudzik P. Sensorless predictive torque control of induction motor drive operating in wide speed range – Simulation study]. In: *16th Int. Power Electronics and Motion Control Conf. and Exposition*; 2014. P. 521–526.

20. Godlewska A., Grodzki R., Falkowski P., Korzeniewski M., Kulikowski K., Sikorski A. Advanced Control Methods of DC/AC and AC/DC Power Converters – Look-Up Table and Predictive Algorithms. In book: *Advanced Control of Electrical Drives and Power Electronic Converters*. 2017. P. 221–302.

21. Scoltock J., Geyer T., Madawala U. Model Predictive Direct Current Control for a grid-connected converter: LCL-filter versus L-filter. In: 2013 IEEE Int. Conf. on Industrial Technology (ICIT). 2013. P. 576–581.

22. Krein P.T., Balog R.S., Mirjafari M. Minimum energy and capacitance requirements for single-phase inverters and rectifiers using a ripple port. *IEEE Trans. Power Electron.* 2012;27:4690–4698.

23. Wang H., Chung H.S.H., Liu W. Use of a series voltage compensator for reduction of the dc-link capacitance in a capacitor-supported system. *IEEE Trans. Power Electron.* 2014;29(3):1163–1175.

Информация об авторах

Воронин Сергей Григорьевич, д-р техн. наук, проф., старший научный сотрудник Управления научной и инновационной деятельности, Южно-Уральский государственный университет, Челябинск, Россия; voroninsg@susu.ru.

Кулёва Надежда Юрьевна, младший научный сотрудник Управления научной и инновационной деятельности, Южно-Уральский государственный университет, Челябинск, Россия; kulevani@susu.ru.

Шабуров Павел Олегович, канд. техн. наук, доц. кафедры летательных аппаратов, Южно-Уральский государственный университет, Челябинск, Россия; shaburovpo@susu.ru.

Чернышев Алексей Дмитриевич, инженер-исследователь Управления научной и инновационной деятельности, Южно-Уральский государственный университет, Челябинск, Россия; chernishevad@susu.ru. Information about the authors

Sergey G. Voronin, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Senior Researcher of the Department of Scientific Innovation, South Ural State University, Chelyabinsk, Russia; voroninsg@susu.ru.

Nadezhda Yu. Kuleva, Junior Researcher of the Department of Scientific Innovation, South Ural State University, Chelyabinsk, Russia; kulevani@susu.ru.

Pavel O. Shaburov, Cand. Sci. (Eng.), Ass. Prof. of the Department of Flying Machines, South Ural State University, Chelyabinsk, Russia; shaburovpo@susu.ru.

Alexey D. Chernyshev, Research Engineer of the Department of Scientific Innovation, South Ural State University, Chelyabinsk, Russia; chernishevad@susu.ru.

Статья поступила в редакцию 10.05.2023; одобрена после рецензирования 08.08.2023; принята к публикации 21.08.2023.

The article was submitted 10.05.2023; approved after review 08.08.2023; accepted for publication 21.08.2023.