

УДК 62-83:621.313.84

**ФОРМИРОВАНИЕ КВАЗИСИНУСОИДАЛЬНЫХ ФАЗНЫХ ТОКОВ В
ДВУХФАЗНОМ ВЕНТИЛЬНОМ ДВИГАТЕЛЕ С ДИСКРЕТНЫМ
ДАТЧИКОМ ПОЛОЖЕНИЯ РОТОРА****Соловьев Владимир Алексеевич,**д.т.н., профессор кафедры ФН-7 МГТУ имени Н.Э. Баумана, Москва, e-mail:
solovjevva@bk.ru**Соловьева Виктория Владимировна,**

к.т.н., доцент кафедры ФН-7 МГТУ имени Н.Э. Баумана, Москва, e-mail: soloveyev@mail.ru

Соболев Владимир Афанасьевич,к.т.н., доцент кафедры ФН-7 МГТУ имени Н.Э. Баумана, Москва, e-mail:
vasobolev48@yandex.ru**Аннотация**

В работе рассмотрены устройство и принцип действия функционального преобразователя, используемого для формирования в двухфазном вентильном двигателе с дискретным датчиком положения ротора ступенчатых квазисинусоидальных фазных токов. Приведены аналитические зависимости электромагнитного момента и энергетических характеристик этого двигателя от параметров конфигурации его фазных токов. Определено условие, выполнение которого обеспечивает минимальные пульсации электромагнитного момента исследуемого вентильного двигателя.

Ключевые слова: двухфазный вентильный двигатель, дискретный датчик положения ротора, ступенчатый квазисинусоидальный фазный ток, коэффициент пульсаций электромагнитного момента, энергетические характеристики.

**FORMATION OF QUASI-SINUSOIDAL PHASE CURRENTS IN A TWO-
PHASE BRUSHLESS DC MOTOR WITH A DISCRETE ROTOR POSITION
SENSORIN****Soloviev Vladimir Alekseevich,**D.Sc. (Eng.), Professor of the Department of FN-7, Bauman Moscow State Technical University,
Moscow, e-mail: solovjevva@bk.ru**Solovieva Victoria Vladimirovna,**Ph.D. (Eng.), Associate Professor of the Department of FN-7, Bauman Moscow State Technical
University, Moscow, e-mail: soloveyev@mail.ru**Sobolev Vladimir Afanasyevich,**

Ph.D. (Eng.), Associate Professor of the Department of FN-7, Bauman Moscow State Technical University, Moscow, e-mail: vasobolev48@yandex.ru

ABSTRACT

The paper examines the design and operating principle of a functional converter used to generate stepped quasi-sinusoidal phase currents in a two-phase brushless DC motor with a discrete rotor position sensor. The analytical dependences of the electromagnetic torque and energy characteristics of this motor on the configuration parameters of its phase currents are presented. A condition is determined, the fulfillment of which ensures minimal pulsations of the electromagnetic torque of the studied brushless DC motor.

Keywords: two-phase brushless DC motor, discrete rotor position sensor, stepped quasi sinusoidal phase current, electromagnetic torque pulsation coefficient, energy characteristics.

В вентильных двигателях (ВД) в зависимости от области их применения и предъявляемым к ним техническим требованиям устанавливаются аналоговые или дискретные датчики положения ротора (ДПР) [1 – 6].

ВД с синусоидальными фазными ЭДС и аналоговыми ДПР с синусоидальными выходными напряжениями имеют малые пульсации электромагнитного момента. Они применяются преимущественно в электроприводах с широким диапазоном регулирования частоты вращения.

Основными недостатками наиболее распространенных аналоговых ДПР на основе бесконтактных синусно-косинусных вращающихся трансформаторов или резольверов, являются сложность конструкции, высокая стоимость и необходимость применения для обработки их выходных напряжений специальных электронных устройств, часто содержащих микроконтроллер с установленным в нем специальным программным обеспечением [1, 2, 4].

Устройство дискретных ДПР существенно проще аналоговых ДПР. В большинстве современных дискретных ДПР в качестве чувствительных элементов используют магниточувствительные микросхемы, содержащие элемент Холла с дифференциальным усилителем, к выходу которого подключено пороговое устройство [1, 5, 6]. Выходное напряжение дискретного ДПР соответствует логической 1 или 0 и практически неподвержено воздействию электромагнитных помех [1]. Поэтому ВД с этими ДПР могут находиться от коммутатора на более значительном расстоянии, чем ВД с аналоговыми ДПР.

Дискретные ДПР применяют для задания в ВД прямоугольных фазных токов при формировании их как импульсными, так и непрерывными способами [5 – 7]. Пульсации электромагнитного момента ВД с такими фазными токами существенно больше, чем с синусоидальными токами, что приводит к ухудшению равномерности вращения электродвигателя, особенно при работе на низких частотах вращения.

Наиболее эффективным способом уменьшения пульсаций электромагнитного момента ВД с дискретным ДПР является формирование в его фазных обмотках относительно простых при реализации квазисинусоидальных токов с улучшенным по сравнению с прямоугольными токами гармоническим составом. Такой подход не является новым и получил широкое развитие при формировании выходных напряжений автономных инверторов, используемых в качестве источников питания асинхронных двигателей и различных электроустановок [8 – 10].

В статье исследуются особенности технической реализации функционального преобразователя прямоугольных выходных напряжений дискретного ДПР в ступенчатые квазисинусоидальные напряжения управления коммутатором ВД, влияние параметров их конфигурации на энергетические характеристики и коэффициент пульсаций электромагнитного момента ВД при формировании его фазных токов, подобных этим напряжениям.

В качестве объекта исследования выбран двухфазный ВД с синусоидальными фазными ЭДС и нереверсивным питанием фазных обмоток, соединённых звездой с общим проводом.

Реализуемой в ВД квазисинусоидальной формой фазных токов является ступенчатая кривая. Для формирования ее каждой ступени необходим отдельный комплект чувствительных элементов ДПР, поэтому в нём число ступеней целесообразно ограничить до двух. В двухфазном ВД для этого может использоваться ДПР с углом сигнального сектора $\beta = \pi$, второй комплект чувствительных элементов которого повернут относительно первого на электрический угол 45°.

Для формирования ступенчатых напряжений, задающих соответствующих им управления фазных токов, система управления ВД дополняется функциональным преобразователем. Его структурная схема изображена на рис. 1.

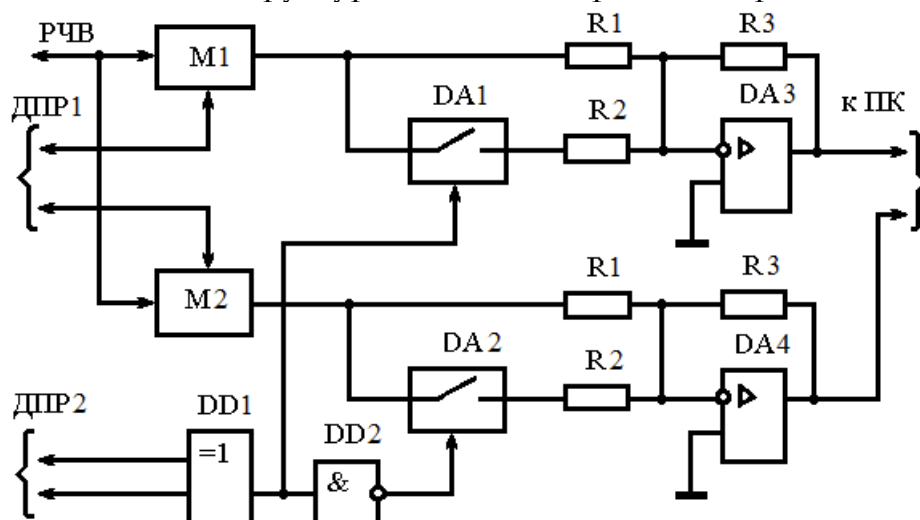


Рис. 1. Структурная схема функционального преобразователя при формировании ступенчатых токов в двухфазном ВД

Он состоит из модуляторов М1, М2, логических элементов Иключающее ИЛИ DD1 и НЕ DD2, аналоговых ключей DA1, DA2, сумматоров DA3, DA4. Назначение, устройство и принцип действия применяемых модуляторов приведены в [7]. На их входы поступает выходное напряжение регулятора частоты вращения (РЧВ) системы управления ВД.

Модуляторы М1, М2 управляются выходными напряжениями первого (основного) комплекта чувствительных элементов ДПР1. Выходные напряжения чувствительных элементов его второго комплекта ДПР2 подаются на входы элемента DD1. Элементы DD1, DD2 преобразуют импульсы выходных напряжений ДПР2 в две последовательности прямоугольных импульсов напряжения с удвоенной частотой и фазовым сдвигом на 180° относительно друг друга. Их выходными напряжениями управляются аналоговые ключи DA1, DA2, выходные напряжения которых и модуляторов М1, М2 суммируются соответственно сумматорами DA3, DA4.

В результате выходные напряжения сумматоров DA3, DA4 представляют собой две последовательности сдвинутых по фазе относительно друг друга на 90° ступенчатых двухполярных импульсов напряжения с зависящей от нагрузки ВД амплитудой. Они

поступают на входы полупроводникового коммутатора (ПК), который формирует в фазных обмотках ВД подобные им токи (рис. 2).

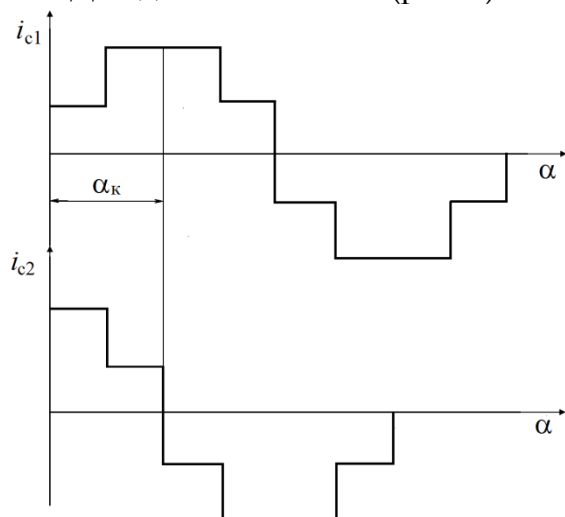


Рис. 2. Зависимости изменения ступенчатых фазных токов двухфазного вентильного двигателя от угла поворота его ротора

На межкоммутационном интервале $\alpha_k = \pi / 2$ в пределах изменения угла поворота ротора $0 \leq \alpha \leq \pi / 2$ в секциях фазных обмоток ВД проходят токи

$$i_{c1}(\alpha) = I_{c.п} K_{т.п} K_{ст} \quad \text{при } 0 \leq \alpha \leq \pi / 4, \quad (1a)$$

$$i_{c1}(\alpha) = I_{c.п} K_{т.п} \quad \text{при } \pi / 4 \leq \alpha \leq \pi / 2, \quad (1b)$$

$$i_{c2}(\alpha) = I_{c.п} K_{т.п} \quad \text{при } 0 \leq \alpha \leq \pi / 4, \quad (2a)$$

$$i_{c2}(\alpha) = I_{c.п} K_{т.п} K_{ст} \quad \text{при } \pi / 4 \leq \alpha \leq \pi / 2, \quad (2b)$$

где $I_{c.п} = U_{п} / R_c$ - пусковой ток секции фазной обмотки; $U_{п}$ - напряжение источника питания ВД; R_c - активное сопротивление секции фазной обмотки ВД; $K_{т.п} = I_{c \max} / I_{c.п}$ - коэффициент загрузки ВД по току; $I_{c \max}$ - амплитуда токов секций фазных обмоток; $K_{ст} = I_{ст} / I_{c \max}$ - коэффициент, определяющий значение фазного тока его первой ступени; $I_{ст}$ - значение тока первой ступени фазного тока.

На этом же угловом интервале фазные ЭДС изменяются по следующим зависимостям

$$e_{c1}(\alpha) = U_{п} v \sin \alpha, \quad (3)$$

$$e_{c2}(\alpha) = U_{п} v \cos \alpha. \quad (4)$$

где $v = \Omega / \Omega_0$ - относительная частота вращения ВД; Ω - частота вращения ВД; $\Omega_0 = U_{п} / C_E$ - базовое значение частоты вращения идеального холостого хода ВД; C_E - конструктивная постоянная ВД.

Во время работы исследуемого ВД во включенном состоянии одновременно находится по одной секции каждой фазной обмотки, поэтому среднее значение электромагнитного момента электродвигателя может быть определено из выражения

$$M_{ср} = \frac{1}{\alpha_k} \int_0^{\alpha_k} \frac{1}{v \Omega_0} [e_{c1}(\alpha) i_{c1}(\alpha) + e_{c2}(\alpha) i_{c2}(\alpha)] d\alpha \quad (5)$$

Средняя потребляемая мощность ВД рассчитывается по формуле

$$P_{п} = \frac{1}{\alpha_k} \int_0^{\alpha_k} U_{п} [i_{c1}(\alpha) + i_{c2}(\alpha)] d\alpha, \quad (6)$$

а его электромагнитная мощность составит

$$P_{\text{эм}} = v\Omega_0 M_{\text{ср}}. \quad (7)$$

Для определения средней мощности потерь в меди фазных обмоток ВД можно воспользоваться следующим выражением

$$\Delta P_{\text{м}} = \frac{1}{\alpha_{\text{к}}} \int_0^{\alpha_{\text{к}}} R_{\text{с}} [i_{\text{с1}}^2(\alpha) + i_{\text{с2}}^2(\alpha)] d\alpha. \quad (8)$$

Электромагнитный КПД ВД, отражающий эффективность преобразования в нём энергии, определяется из отношения

$$\eta = \frac{P_{\text{эм}}}{P_{\text{п}}}. \quad (9)$$

КПД коммутатора может быть рассчитан по формуле

$$\eta_{\text{к}} = \frac{P_{\text{эм}} + \Delta P_{\text{м}}}{P_{\text{п}}}, \quad (10)$$

а условный КПД электрической машины ВД, учитывающий только потери мощности в фазных обмотках, будет равен

$$\eta_{\text{м}} = \frac{P_{\text{эм}}}{P_{\text{эм}} + \Delta P_{\text{м}}}. \quad (11)$$

При подстановке на соответствующих участках интегрирования (1а,б), (2а,б) вместе с (3), (4) в формулы (5) - (11) выражения электромагнитного момента и энергетических характеристик двухфазного ВД со ступенчатыми токами принимают вид

$$M_{\text{ср}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{U_{\text{п}}}{\Omega_0} I_{\text{с.п}} K_{\text{т.п}} [\sqrt{2}K_{\text{ст}} + (1 - K_{\text{ст}})] , \quad (12)$$

$$P_{\text{п}} = U_{\text{п}} I_{\text{с.п}} K_{\text{т.п}} (1 + K_{\text{ст}}), \quad (13)$$

$$\Delta P_{\text{м}} = U_{\text{п}} I_{\text{с.п}} K_{\text{т.п}}^2 (1 + K_{\text{ст}}^2), \quad (14)$$

$$\Delta P_{\text{к}} = U_{\text{п}} I_{\text{с.п}} K_{\text{т.п}} \left\{ (1 + K_{\text{ст}}) - K_{\text{т.п}} (1 + K_{\text{ст}}^2) - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot v [\sqrt{2}K_{\text{ст}} + (1 - K_{\text{ст}})] \right\}, \quad (15)$$

$$\eta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} v \cdot \frac{\sqrt{2}K_{\text{ст}} + (1 - K_{\text{ст}})}{1 + K_{\text{ст}}}, \quad (16)$$

$$\eta_{\text{к}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} v \cdot \frac{\sqrt{2}K_{\text{ст}} + (1 - K_{\text{ст}}) + K_{\text{т.п}} (1 + K_{\text{ст}}^2)}{1 + K_{\text{ст}}}, \quad (17)$$

$$\eta_{\text{м}} = \frac{v [\sqrt{2}K_{\text{ст}} + (1 - K_{\text{ст}})]}{v [\sqrt{2}K_{\text{ст}} + (1 - K_{\text{ст}})] + \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot K_{\text{т.п}} (1 + K_{\text{ст}}^2)}, \quad (18)$$

Для определения амплитуды пульсаций электромагнитного момента ВД представим его зависимость от угла поворота ротора в виде гармонического ряда Фурье. Эта зависимость является периодической функцией с периодом, равным межкоммутационному интервалу $\alpha_{\text{к}}$, и удовлетворяющей условию Дирихле. Тогда при разложении в ряд Фурье подынтегрального выражения в формуле (5), выполненного

отдельно для каждого интервала интегрирования с подстановкой в него соответствующих зависимостей изменения токов и ЭДС секций фазных обмоток, получим выражения для амплитуд гармоник переменной составляющей электромагнитного момента

$$M_{n\max} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{U_{\text{п}}}{\Omega_0} I_{\text{с.п}} K_{\text{т.п}} \cdot \frac{(-2) \cdot [\sqrt{2}K_{\text{ст}} - (1 - K_{\text{ст}}) \cdot (-1)^{n-1}]}{16n^2 - 1}, \quad (18)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$ – порядковый номер гармонической составляющей пульсаций электромагнитного момента.

Неравномерность электромагнитного момента ВД, возникающая при ступенчатых квазисинусоидальных фазных токах, может быть оценена коэффициентом его пульсаций

$$\varepsilon_{\text{м}} = \frac{|M_{n\max}|}{M_{\text{ср}}} \quad (19)$$

где $M_{n\max}$ – наибольшая амплитуда одной из n гармонических составляющих электромагнитного момента.

Приравнивая числитель выражения (18) нулю, определяем оптимальное значение коэффициента $K_{\text{ст}}$, при котором амплитуды всех нечётных гармоник электромагнитного момента, начиная с первой, будут равны нулю. Такому условию соответствует

$$K_{\text{ст.опт}} = \frac{1}{1 + \sqrt{2}} = 0,414, \quad (20)$$

которое устанавливается выбором сопротивлений резисторов в сумматорах DA3, DA4 из соотношения $R2 / R1 = \sqrt{2}$. При $K_{\text{ст}} = K_{\text{ст.опт}}$ коэффициент пульсаций электромагнитного момента ВД $\varepsilon_{\text{м}} = 0,0314$, а число его пульсаций при повороте ротора на два полюсных деления равно 8.

Полученные результаты показывают, что при соблюдении условия (20) пульсации электромагнитного момента двухфазного ВД при ступенчатых фазных токах значительно меньше, чем даже у трехфазного ВД при прямоугольных фазных токах [5, 6]. Электромагнитный КПД ВД будет несколько ниже, чем при синусоидальных фазных токах, и составляет $\eta = 0,745$. При одинаковой мощности потерь в меди относительное значение электромагнитного момента двухфазного ВД при ступенчатых фазных токах равно $M_{\text{ср}}^* = 0,9$, т.е. такое же, как у этого ВД с прямоугольными фазными токами при длительности включенного состояния секций фазных обмоток, соответствующей узлу поворота ротора $\alpha_{\text{вкл}} = 90^\circ$.

Заключение

1. Показано, что применение предложенного функционального преобразователя позволяет создать в двухфазном ВД с дискретным ДПР ступенчатые квазисинусоидальные фазные токи.

2. Получены аналитические зависимости электромагнитного момента и энергетических характеристик двухфазного ВД от амплитуды и значения токовой ступени его фазных токов.

3. Определено оптимальное соотношение амплитуды и значения токовой ступени фазных токов двухфазного ВД с дискретным ДПР, при соблюдении которого достигается минимум коэффициента пульсаций его электромагнитного момента

Список литературы:

1. Микеров А.Г. Электромеханические датчики и электронные компоненты вентильных двигателей. СПб.: СПбГЭТУ (ЛЭТИ), 1999. 60 с.

2. Овчинников И.Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе (малая и средняя мощность). СПб.: КОРОНА-Век, 2007. 336 с.
3. Yedamale P. Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals (AN885) // Microchip Technology Inc. 2003. 20 p. Режим доступа: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00885a.pdf> (дата обращения 10.10.2024).
4. Практика приводной техники. Сервоприводы // SEW-EURODRIVE GmbH & Co KG, Bruchsal, Germany, издание 09/2006. 142 с. Режим доступа: <http://www.deltronix.su/doc/11322853.pdf> (дата обращения 19.11.2024).
5. Электрические следящие приводы с моментным управлением исполнительными двигателями: Монография / Баранов М.В., Бродовский В.Н., Зимин А.В., Каржавов Б.Н. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006. 240 с.
6. Анучин С.А. Системы управления электроприводов. М.: Издательский дом МЭИ, 2015. 373 с.
7. Соловьев В.А., Соловьева В.В., Соболев В.А. Особенности формирования в вентильных двигателях прямоугольных фазных токов прямым непрерывным способом // Оригинальные исследования (ОРИС), 2025. Т.15. № 4. С. 226 – 233.
8. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. М.: Энергоатомиздат, 1986. 376 с.
9. Высокочастотные транзисторные преобразователи / Э.М. Ромаш, Ю.И. Драбович, Н.Н. Юрченко, П.Н. Шевченко. М.: Радио и связь, 1988. 288 с.
10. Каржавов Б.Н. Функциональные квазисинусоидальные преобразователи. М.: НТЦ Информтехника, 2003. 54 с.

References:

1. Mikerov A.G. Electromechanical sensors and electronic components of valve motors. St. Petersburg: ETU (LETI), 1999. 60 p.
2. Ovchinnikov I.E. Valve electric motors and drives based on them (low and medium power). St. Petersburg: KORONA-Vek, 2007. 336 p.
3. Yedamale P. Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals (AN885) // Microchip Technology Inc. 2003. 20 p. Access mode: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00885a.pdf> (accessed 10.10.2024).
4. Practical Drive Engineering. Servo Drives // SEW-EURODRIVE GmbH & Co KG, Bruchsal, Germany, edition 09/2006. 142 p. Access mode: <http://www.deltronix.su/doc/11322853.pdf> (date of access 19.11.2024).
5. Electric servo drives with torque control of actuators: Monograph / Baranov M.V., Brodovsky V.N., Zimin A.V., Karzhavov B.N. Moscow: Publishing house of Bauman Moscow State Technical University, 2006. 240 p.
6. Anuchin S.A. Electric drive control systems. Moscow: MPEI Publishing House, 2015. 373 p.
7. Soloviev V.A., Solovieva V.V., Sobolev V.A. Features of the formation of rectangular phase currents in valve motors by a direct continuous method // Original research (ORIS), 2025. Vol.15. No. 4. P. 226 – 233.
8. Moin V.S. Stabilized transistor converters. Moscow: Energoatomizdat, 1986. 376 p.

9. Е.М. Ромаш, Ю.И./High-frequency transistor converters Drabovich, N.N. Yurchenko, P.N. Shevchenko. Moscow: Radio and Communications, 1988. 288 p.
10. Karzhavov B.N. Functional quasi-sinusoidal converters. Moscow: NTC Informtehnika, 2003. 54 p.