

ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА

УДК 621.313.333

Александр Николаевич Голубев

ФГБОУ ВО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина», доктор технических наук, профессор кафедры теоретических основ электротехники и электротехнологий, Россия, Иваново, e-mail: alenikgo@yandex.ru

Синхронный многофазный электропривод с управлением по многоканальному принципу

Авторское резюме

Состояние вопроса. Перспективным вариантом оптимизации технико-экономических характеристик электропривода переменного тока является его построение на основе исполнительного синхронного двигателя с увеличенным числом фаз статорной обмотки. Однако специфика m -фазного ($m > 3$) синхронного двигателя, определяемая переносом энергии целым спектром пространственных гармоник поля, ставит задачу построения электромеханической системы, учитывающей эту особенность.

Материалы и методы. Использован метод исследования регулировочных характеристик m -фазного синхронного двигателя на основе спектральных векторов электромагнитных параметров, приведенных к пространственным гармоникам поля.

Результаты. Предложен многоканальный принцип реализации m -фазного синхронного электропривода, обеспечивающий целенаправленное формирование электромагнитного состояния синхронного двигателя по всем его энергетическим каналам как объекта управления. Рассмотрены различные способы его реализации.

Выводы. Реализация преимуществ многофазного синхронного двигателя может быть осуществлена на базе принудительной взаимной ориентации векторов потокоцеплений и тока статора для высших пространственных гармоник, обеспечивающей создание ими дополнительных постоянных составляющих электромагнитного момента. Такое построение электроприводов целесообразно, в частности, для мобильных установок с низковольтными (автономными) источниками питания.

Ключевые слова: синхронный электропривод, многофазный синхронный двигатель, энергетические характеристики, временные гармоники, пространственные гармоники

Aleksandr Nikolaevich Golubev

Ivanovo State Power Engineering University, Doctor of Engineering Sciences, Professor of Theoretical Basics of Electrical Engineering and Electrical Technologies Department, Russia, Ivanovo, e-mail: alenikgo@yandex.ru

Synchronous multiphase electric drive with multi-channel control

Abstract

Background. A promising way to improve the technical and economic characteristics of an AC electric drive is to design it based on an executive synchronous motor with an increased number of phases of the stator winding. However,

В приведенной функциональной схеме вычислительное устройство (ВУ) на основании информации о фазных токах $[i_{s\phi}]$ восстанавливает спектральные векторы тока статора $\bar{I}_{s(v)}$, приведенные к v -м пространственным гармоническим, в соответствии с выражением [4, 5]

$$\bar{Y}_{(v)} = \frac{2}{m} \sum_{i=1}^{m/N} \sum_{k=1}^N y_{ki} e^{j\pi v \left[\frac{2}{N}(k-1) + \frac{1}{m}(i-1) \right]}.$$

Блок нелинейностей (БН) формирует задание на ортогональные составляющие векторов $\bar{I}_{s(v)}^p$ в системах координат, вращающихся со скоростями $v\omega$. Для упрощения практической реализации САУ количество каналов управления можно ограничить числом, меньшим B , так как энергетические характеристики СД в основном определяются низшими гармониками. С учетом последнего, в частности, становится возможным для СД с числом m фаз статора, большим девяти ($m > 9$), ограничиться числом каналов САУ $v \leq 9$, положив для остальных v напряжение статора $\bar{U}_{s(v)} = 0$.

В координатном преобразователе (ПК1) в этом случае для всех высших пространственных гармонических ($v > B$) задается $\bar{U}_{s(v)} = 0$. Это обеспечивает однозначность восстановления фазных напряжений при обратном преобразовании векторов $\bar{U}_{s(v)}$. Указанное приводит к отсутствию для данных пространственных гармонических v в фазных напряжениях и токах временных гармоник μ , которые для $Q \neq 0$ определяются соотношением $\mu = v + 2mQ$.

Следовательно, форму кривых фазных токов будут определять низкочастотные гармоники μ , основная часть энергии которых идет на создание дополнительных постоянных составляющих момента, в отличие от гармоник с порядковыми номерами $\mu > m$, обуславливающих в основном пульсации электромагнитного момента и дополнительные потери в СД [2, 3].

Указанное улучшение спектрального состава магнитного поля в воздушном зазоре m -фазного СД обеспечивает снижение потерь в стали машины, тем самым повышая КПД многоканального ЭП по сравнению с системой управления по одному (основному) энергетическому каналу [8].

Основным недостатком многоканальной САУ является ее определенное усложнение в сравнении с одноканальной системой. Однако этот факт не является определяющим, поскольку современная элементная база позволяет создать ЭП требуемой структуры с оптимальными затратами временных и материальных ресурсов.

Методы исследования. Управление m -фазным СД по параллельным каналам может быть осуществлено различными способами [6, 8]. Возможные варианты реализуются путем соответствующего формирования в БН ортогональных составляющих векторов тока статора $I_{s(v)d}$ и $I_{s(v)q}$. Реализация режима работы m -фазного СД с коэффициентом мощности по каждому каналу, равным единице, требует задания составляющих векторов тока статора $\bar{I}_{s(v)}^p$, обеспечивающих ортогональность $\bar{I}_{s(v)}^p$ и $\bar{\Psi}_{s(v)}^p$. Такой способ формирования векторов может быть описан следующей системой уравнений (параметры приведены в [7]):

$$I_{s(v)d} \Psi_{s(v)} = \sqrt{I_{s(v)d}^2 + I_{s(v)q}^2} L_{q(v)} I_{s(v)q}; \quad (1)$$

$$\Psi_{s(v)}^2 = (L_{d(v)} I_{s(v)d} + M_{f(v)} I_f')^2 + (L_{q(v)} I_{s(v)q})^2. \quad (2)$$

Первое выражение задает ортогональность векторов $\bar{I}_{s(v)}$ и $\bar{\Psi}_{s(v)}$, а второе соотношение раскрывает потокоцепление статора для явнополюсного СД.

Теоретически возможны три варианта управления, определяющие способы построения САУ. В первом варианте осуществляется формирование потокоцепления путем поддержания его на заданном уровне: $\Psi_{s(v)} = \text{const} = a$. Данному варианту соответствует система уравнений:

$$a^2 = (L_{d(v)} I_{s(v)d} + M_{f(v)} I_f')^2 + (L_{q(v)} I_{s(v)q})^2; \quad (3)$$

$$I_{s(v)d} = \sqrt{I_{s(v)d}^2 + I_{s(v)q}^2} \frac{L_{q(v)} I_{s(v)q}}{a},$$

при этом

$$M_{эм(v)} = \frac{m}{2} Z_p v \Psi_{s(v)} I_{s(v)}.$$

Приведенная система уравнений дает решение в виде совокупности значений $I_{s(v)d}$ и $I_{s(v)q}$ в функции заданных величин $\Psi_{s(v)} = a$ и тока возбуждения I_f' , определяемого в функции электромагнитных процессов по каналу для $v = 1$. Таким образом формируются зависимости, реализуемые функциональным преобразователем (блоком нелинейностей БН) многоканальной САУ:

$$I_{s(v)d \text{ зад}} = f_1(\Psi_{s(v) \text{ зад}}, I_f'); \quad (4)$$

$$I_{s(v)q \text{ зад}} = f_2(\Psi_{s(v) \text{ зад}}, I_f'). \quad (5)$$

Второй вариант управления характеризуется заданием составляющих $I_{s(v)d}$ и $I_{s(v)q}$ векторов тока статора в функции заданной величины электромагнитного момента $M_{эм(v)}$ для v -й пространственной гармоники и тока

возбуждения I_f' . Величина $M_{эм(v)}$ может быть, например, задана пропорционально значению электромагнитного момента для первой пространственной гармонической $M_{эм(1)}$, т. е. $M_{эм(v)} = K_v M_{эм(1)}$. С учетом ортогональности

векторов $\bar{\Psi}_{s(v)}^p$ и $\bar{I}_{s(v)}^p$ выражение для модуля вектора потокосцепления записывается как

$$\Psi_{s(v)} = \frac{M_{эм(v)}}{\frac{m}{2} Z_p v I_{s(v)}}.$$

Подстановка последнего соотношения в выражения (1) и (2) дает уравнения, решение которых позволяет сформировать зависимости:

$$I_{s(v)d \text{ зад}} = f_3 \left(\frac{M_{эм(1)}}{v^2}, I_f' (M_{эм(1)}) \right); \quad (4)$$

$$I_{s(v)q \text{ зад}} = f_4 \left(\frac{M_{эм(1)}}{v^2}, I_f' (M_{эм(1)}) \right). \quad (5)$$

Характерной особенностью первого и второго вариантов реализации многоканальной САУ является принципиальная возможность обеспечения $\Psi_{(v)} = \text{const}$ только для $v = 1$. Это объясняется наличием связи между каналами регулирования САУ через общий для них ток возбуждения I_f' , относительная величина которого по сравнению с модулями векторов тока $I_{s(v)}$ для $v > 1$ существенно возрастает.

Третий вариант построения САУ осуществляет управление по параллельным каналам САУ при выполнении условия

$$\text{Re} \left[\hat{\Psi}_{f(v)} \bar{I}_{s(v)} \right] = 0.$$

Данная САУ должна реализовывать задание на ток статора по продольной оси $I_{s(v)d \text{ зад}} = 0$. Таким образом, поперечный ток статора $I_{s(v)q}$ будет равен полному току статора для v -й гармоники. При $I_f' = \text{const}$ задание на ток статора для v -го энергетического канала будет определяться выражением

$$I_{s(v)q \text{ зад}} = K_v^* M_{эм(1)}.$$

Ортогональная ориентация векторов $\bar{\Psi}_{s(v)}^p$ и $\bar{I}_{s(v)}^p$ в данном случае не поддерживается.

Результаты исследования. Как показывают исследования, обеспечение ортогональности векторов $\bar{I}_{s(v)}^p$ и $\bar{\Psi}_{s(v)}^p$ для высших гармоник ($v > 1$) практически получить не удастся. Это связано с тем, что для векторного произведения потокосцепления и тока проекции $\Psi_{s(v)d}$

и $I_{s(v)d}$ либо $\Psi_{s(v)q}$ и $I_{s(v)q}$ векторов как для первой, так и для высших гармоник v должны иметь разные знаки. Второе невозможно, поскольку $\Psi_{s(v)q} = L_{q(v)} I_{s(v)q}$. Продольная же составляющая вектора потокосцепления $\Psi_{s(v)d} = L_{d(v)} I_{s(v)d} + M_{f(v)} I_f'$ принимает для $v > 1$ тот же знак, что и проекция $I_{s(v)d}$. Это связано с неизменностью индуктивности рассеяния L_{sl} для всех v -х пространственных гармонических, что обуславливает значительное относительное увеличение L_{sl} по сравнению с $L_{ad(v)}$ и $L_{aq(v)}$ с ростом порядка гармоники v . Несмотря на большую величину тока возбуждения (по сравнению с продольной составляющей тока $I_{s(v)d}$), учет индуктивности рассеяния определяет неравенство $L_{d(v)} = L_{sl} + L_{ad(v)} \gg M_{f(v)} = L_{ad(v)}$, т. е.

$$L_{d(v)} I_{s(v)d} > M_{f(v)} I_f'.$$

Это приводит к тому, что проекции $\Psi_{s(v)d}$ и $I_{s(v)d}$ имеют одинаковые знаки. Для устранения этой особенности необходимо устранить из рассмотрения рассеяние, что возможно в двух случаях:

1) ориентировать систему управления не на вектор потокосцепления статора $\bar{\Psi}_{s(v)}$, а на вектор главного потокосцепления $\bar{\Psi}_{\delta(v)}$;

2) ориентировать векторы тока статора $\bar{I}_{s(v)}$ для всех v ортогонально продольной оси d .

Одна из двух разновидностей первого случая базируется на системе уравнений, обеспечивающей ортогональность векторов $\bar{I}_{s(v)}$ и $\bar{\Psi}_{\delta(v)}$. Они имеют вид:

$$\Psi_{\delta(v)}^2 = (L_{ad(v)} I_{s(v)d} + M_{f(v)} I_f')^2 + (L_{aq(v)} I_{s(v)q})^2;$$

$$I_{s(v)d} = -\sqrt{I_{s(v)d}^2 + I_{s(v)q}^2} \frac{L_{aq(v)} I_{s(v)q}}{\Psi_{\delta(v)}}.$$

Решение этих уравнений дает однозначные зависимости $I_{s(v)d \text{ зад}}$ и $I_{s(v)q \text{ зад}}$ в функции заданных главного потокосцепления $\Psi_{\delta(v)} = \text{const}$ и тока возбуждения I_f' , регулируемого по первому каналу (для $v = 1$), т. е.:

$$I_{s(v)d \text{ зад}} = f_5 \left(\Psi_{\delta(v) \text{ зад}}, I_f' \right);$$

$$I_{s(v)q \text{ зад}} = f_6 \left(\Psi_{\delta(v) \text{ зад}}, I_f' \right).$$

Вторая разновидность, базирующаяся на задании величины электромагнитного момента

$M_{\Sigma(v)}$, описывается с учетом ортогональности векторов $\bar{\Psi}_{\delta(v)}$ и $\bar{I}_{s(v)}$ соотношениями:

$$\Psi_{\delta(v)} = \frac{M_{\Sigma(v)}}{\frac{m}{2} z_p v I_{s(v)}};$$

$$\frac{M_{\Sigma(v)}^2}{\frac{m^2}{4} z_p^2 v^2 (I_{s(v)d}^2 + I_{s(v)q}^2)} =$$

$$= (L_{ad(v)} I_{s(v)d} + M_{f(v)} I_f')^2 + (L_{aq(v)} I_{s(v)q})^2;$$

$$I_{s(v)d} = (I_{s(v)d}^2 + I_{s(v)q}^2) \frac{m}{2} z_p v \frac{L_{aq(v)} I_{s(v)q}}{M_{\Sigma(v)}}.$$

Решение этих уравнений определяет зависимости вида (4) и (5).

Второй случай приводит к достаточно простым нелинейным функциям, легко реализуемым в БН:

$$I_{s(v)d} = 0;$$

$$\Psi_{s(v)d} = M_{f(v)} I_f';$$

$$\Psi_{s(v)q} = L_{q(v)} I_{s(v)q} = L_{q(v)} I_{s(v)};$$

$$M_{\Sigma(v)} = \frac{m}{2} z_p v M_{f(v)} I_f' I_{s(v)}.$$

В общем случае величина $M_{\Sigma(v)}$ зависит от величины тока возбуждения I_f' и от значения модуля тока статора $I_{s(v)}$. В случае постоянных магнитов или при стабилизации тока возбуждения ($I_f' = \text{const}$) электромагнитный момент будет зависеть только от тока статора.

Анализ взаимного расположения векторов потокоцепления $\bar{\Psi}_{(v)}$ и тока статора $\bar{I}_{s(v)}$ указывает на квадранты декартовой системы координат, обеспечивающие положительный знак $M_{\Sigma(v)}$, и квадранты, расположение векторов $\bar{\Psi}_{(v)}$ и $\bar{I}_{s(v)}$ в которых дает отрицательное значение момента (табл. 1, 2).

Таблица 1. Знаки произведений проекций $\Psi_{(v)d}$ и $I_{s(v)q}$ векторов для различных случаев их взаимного расположения

$\Psi_{(v)d} I_{s(v)q}$	$\Psi_{(v)d} > 0$	$\Psi_{(v)d} < 0$	$\Psi_{(v)d} < 0$	$\Psi_{(v)d} > 0$
$I_{s(v)q} > 0$	+	-	-	+
$I_{s(v)q} < 0$	+	-	-	+
$I_{s(v)q} < 0$	-	+	+	-
$I_{s(v)q} > 0$	-	+	+	-

Таблица 2. Знаки произведений проекций $\Psi_{(v)q}$ и $I_{s(v)d}$ векторов для различных случаев их взаимного расположения

$\Psi_{(v)q} I_{s(v)d}$	$\Psi_{(v)q} > 0$	$\Psi_{(v)q} > 0$	$\Psi_{(v)q} < 0$	$\Psi_{(v)q} < 0$
$I_{s(v)d} > 0$	+	+	-	-
$I_{s(v)d} < 0$	-	-	+	+
$I_{s(v)d} < 0$	-	-	+	+
$I_{s(v)d} > 0$	+	+	-	-

При ортогональном расположении векторов имеет место однозначность в определении знака момента. В остальных случаях положительное или отрицательное значение момента зависит также от соотношения величины проекций рассматриваемых векторов.

В качестве примера иллюстрации электромагнитных переменных ЭП, построенного по многоканальному принципу, на рис. 2 приведены кривые фазных напряжения и тока для СД с постоянными магнитами (СДПМ) со следующими параметрами: число фаз $m = 9$; номинальная мощность $P_{\text{ном}} = 2,3$ кВт, скорость вращения $\Omega_{\text{ном}} = 314$ рад/с и напряжение $U_{\text{ф ном}} = 17$ В.

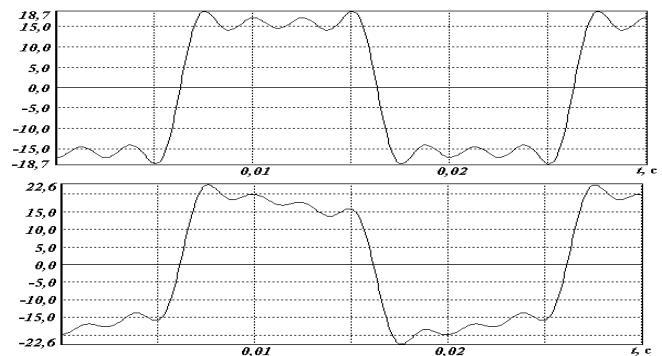


Рис. 2. Кривые фазных напряжения $u_{SA}(t)$ и тока $i_{SA}(t)$ статора 9-фазного СДПМ

Приведенные кривые характерны для ортогонального варианта построения САУ. В рассматриваемом примере амплитудное значение фазного тока составляет 81 % от амплитуды номинального, а амплитуда напряжения составляет 84 % от амплитуды питающего напряжения по основной гармонике. Это позволяет говорить о достаточно высоких энергетических характеристиках многоканального ЭП.

Качественно аналогичные результаты имеют место и при других скоростях вращения и нагрузках.

Выводы. Предложенный многоканальный принцип реализации m -фазного синхронного ЭП обеспечивает целенаправленное формирование электромагнитного состояния СД по всем энер-

гетическим каналам. Это обеспечивает на основе требуемого задания взаимного расположения векторов потокоцеплений и тока статора, приведенных к пространственным гармоническим, выполнение условий по созданию ими дополнительных постоянных составляющих электромагнитного момента. Улучшенная форма фазных напряжений и токов обеспечивается в многоканальной САУ с ортогональной ориентацией приведенных спектральных векторов тока статора по отношению к продольной оси ротора. Такое построение ЭП целесообразно, в частности, для мобильных установок с низковольтными (автономными) источниками питания.

Список литературы

1. McLean G.W., Nix G.F., Alwash S.R. Performance and design of induction motors with square-wave excitation // *Proc. IEE.* – 1969. – Vol. 116, No. 8. – P. 1405–1411.
2. Бражников В.Ф., Соустин Б.П. Теория установившихся электромагнитных процессов в многофазном асинхронном инверторном электроприводе: в 2 ч. – Красноярск, 1985. – 330 с.
3. Кац Ю.Г. Взаимодействие временных и пространственных гармоник в многофазной электрической машине // *Вопросы теории и расчета мощных электромашино-тиристорных комплексов.* – Л.: ВНИИЭлектромаш, 1979. – С. 90–99.
4. Геллер Б., Гамата В. Высшие гармоники в асинхронных машинах. – М.: Энергия, 1981. – 352 с.
5. Терешкин В.М., Гришин Д.А., Макулов И.А. Перспективы применения многофазных машин переменного тока // *Электроника и электрооборудование транспорта.* – 2017. – № 1. – С. 19–26.
6. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / О.В. Слежановский, Л.Х. Дацковский, И.С. Кузнецов и др. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с.
7. Голубев А.Н., Лапин А.А. Математическая модель синхронного двигателя с многофазной статорной обмоткой // *Электротехника.* – 1998. – № 9. – С. 8–13.
8. Голубев А.Н. Синхронный многофазный электропривод с управлением по основному энер-

гетическому каналу // *Вестник ИГЭУ.* – 2023. – Вып. 1. – С. 53–59.

References

1. McLean, G.W., Nix, G.F., Alwash, S.R. Performance and design of induction motors with square-wave excitation. *Proc. IEE*, 1969, vol. 116, no. 8, pp. 1405–1411.
2. Brazhnikov, V.F., Soustin, B.P. *Teoriya ustanovivshikhsya elektromagnitnykh protsessov v mnogofaznom asinkhronnom invertornom elektroprivode v 2 ch.* [Theory of steady-state electromagnetic processes in multiphase asynchronous inverter electric drive in 2 part]. Krasnoyarsk, 1985. 330 p.
3. Kats, Yu.G. *Vzaimodeystvie vremennykh i prostranstvennykh garmonik v mnogofaznoy elektricheskoy mashine* [Interaction of time and spatial harmonics in multiphase electrical machine]. *Voprosy teorii i rascheta moshchnykh elektromashinno-tiristornykh kompleksov* [Issues on theory and calculation of powerful electrical machine-thyristor complexes]. Leningrad: VNIIElektromash, 1979, pp. 90–99.
4. Geller, B., Gamata, V. *Vysshie garmoniki v asinkhronnykh mashinakh* [Higher harmonics in asynchronous machines]. Moscow: Energiya, 1981. 352 p.
5. Tereshkin, V.M., Grishin, D.A., Makulov, I.A. *Perspektivy primeneniya mnogofaznykh mashin peremennogo toka* [Prospects of application of multiphase AC machines]. *Elektronika i elektrooborudovanie transporta*, 2017, no. 1, pp. 19–26.
6. Slezhanovskiy, O.V., Datskovskiy, L.Kh., Kuznetsov, I.S., Lebedev, E.D., Tarasenko, L.M. *Sistemy podchinennogo regulirovaniya elektroprivodov peremennogo toka s ventilyami preobrazovatelyami* [Systems of subordinate control for AC electric drives with valve converters]. Moscow: Energoatomizdat, 1983. 256 p.
7. Golubev, A.N., Lapin, A.A. *Matematicheskaya model' sinkhronnogo dvigatelya s mnogofaznoy statornoy obmotkoy* [Mathematical model of synchronous motor with multiphase stator winding]. *Elektrotehnika*, 1998, no. 9, pp. 8–13.
8. Golubev, A.N. *Sinkhronnyy mnogofaznyy elektroprivod s upravleniem po osnovnomu energeticheskomu kanalu* [Synchronous multiphase electric drive with main control power channel]. *Vestnik IGEU*, 2023, issue 1, pp. 53–59.