



УДК 621.341.572

ИССЛЕДОВАНИЕ ПУЛЬСАЦИЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МОМЕНТА В ПРЕЦИЗИОННОМ СЕРВОПРИВОДЕ ПРИ СИНУСОИДАЛЬНОЙ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

В.С. Томасов, А.А. Усольцев, Д.А. Вертегел, К.М. Денисов

Университет ИТМО, Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация
Адрес для переписки: vertegeldenis@gmail.com

Информация о статье

Поступила в редакцию 20.01.19, принята к печати 01.03.19
doi: 10.17586/2226-1494-2019-19-2-359-368
Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Томасов В.С., Усольцев А.А., Вертегел Д.А., Денисов К.М. Исследование пульсаций электромагнитного момента в прецизионном сервоприводе при синусоидальной широтно-импульсной модуляции // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2019. Т. 19. № 2. С. 359–368. doi: 10.17586/2226-1494-2019-19-2-359-368

Аннотация

Предмет исследования. Исследованы факторы снижения пульсаций электромагнитного момента в прецизионном приборном электроприводе с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией на базе вентильного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов. Продемонстрировано, что оценка пульсаций электромагнитного момента не может быть основана только на спектральных характеристиках фазного напряжения или тока. **Метод** основан на представлении синусоидальной широтно-импульсной модуляции как частного случая пространственно-векторной модуляции. Предложенный метод позволяет производить оценку пульсаций электромагнитного момента по полному годографу вектора тока статора. **Основные результаты.** Представлены результаты моделирования электропривода в среде MATLAB/Simulink. Показано, что изменение нагрузки, алгоритма модуляции или фазового смещения сигнала развертки приводит к существенному изменению пульсаций электромагнитного момента двигателя и требует исследования влияния этих факторов при оптимизации характеристик приборного привода с двигателем переменного тока. Отмечено явление низкочастотной модуляции пульсаций электромагнитного момента, которое возникает в результате взаимодействия интергармоник – гармоник с частотой выше частоты основной гармоники, но не кратных ей. Показано, что причиной возникновения интергармоник в электроприводе с широтно-импульсной модуляцией является отсутствие синхронизации частот модуляции и развертки. **Практическая значимость.** Результаты работы могут найти применение при проектировании прецизионных электроприводов.

Ключевые слова

инвертор напряжения, пульсации момента, алгоритм модуляции, вентильный двигатель, интергармоники, синусоидальная ШИМ, пространственно-векторная модуляция

STUDY OF ELECTROMAGNETIC TORQUE PULSATIONS IN PRECISION SERVO DRIVES WITH SINUSOIDAL PULSE-WIDTH MODULATION

V.S. Tomasov, A.A. Usoltsev, D.A. Vertegel, K.M. Denisov

ITMO University, Saint Petersburg, 197101, Russian Federation
Corresponding author: vertegeldenis@gmail.com

Article info

Received 20.01.19, accepted 01.03.19
doi: 10.17586/2226-1494-2019-19-2-359-368
Article in Russian

For citation: Tomasov V.S., Usoltsev A.A., Vertegel D.A., Denisov K.M. Study of electromagnetic torque pulsations in precision servo drives with sinusoidal pulse-width modulation. *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*, 2019, vol. 19, no. 2, pp. 359–368 (in Russian). doi: 10.17586/2226-1494-2019-19-2-359-368

Abstract

Subject of Research. The paper considers the factors for reducing the pulsations of the electromagnetic torque in a precision instrumental electric drive with sinusoidal pulse-width modulation based on a permanent magnet synchronous motor. It is demonstrated that the estimation of electromagnetic torque pulsations cannot be based only on the spectral characteristics of the phase voltage or current. **Method.** The method is based on the consideration of sinusoidal pulse-width modulation as a particular case of space-vector modulation. The proposed method provides for estimation of the electromagnetic torque

pulsations by the full hodograph of the stator current vector. **Main Results.** The electric drive simulation results in the environment of MatLab/Simulink are presented. It is shown that a change in the load, modulation algorithm or phase shift of the sweep signal results in a significant change in the pulsations of the electromagnetic motor torque and requires the study of the effect of these factors during optimization of instrumental drive characteristics with an AC motor. The attention is drawn to the phenomenon of low-frequency modulation of electromagnetic torque pulsations brought about by the interaction of interharmonics, that is, harmonics with frequency higher than the frequency of the main harmonic, but not multiple of it. It is shown that the cause of interharmonic in electric drive with pulse-width modulation is the lack of synchronization of the modulation frequency and sweep. **Practical Relevance.** The results of the work can find application in the design of precision electric drives.

Keywords

voltage inverter, torque pulsations, modulation algorithm, permanent magnet synchronous motor, interharmonics, sinusoidal PWM, space-vector modulation

Введение

Современный прецизионный приборный привод строится на основе вентильных двигателей (ВД) с возбуждением постоянными магнитами. Это обеспечивает возможность регулирования координат движения в широком диапазоне, а также высокую надежность привода в предельно жестких условиях эксплуатации [1–3].

Питание двигателя обычно осуществляется от трехфазного инвертора напряжения (ИН) с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией (СШИМ) в функции углового положения ротора. Импульсный характер источника питания вызывает пульсации тока и соответственно электромагнитного момента двигателя (ЭМД), что значительно усложняет обеспечение требуемого качества регулирования [1–4].

Целью настоящей работы является исследование влияния алгоритма работы ИН и режима работы ВД на пульсации электромагнитного момента. Исследование проводилось в среде MATLAB/Simulink. В качестве объекта выбран моментный двигатель 2ДБМ 140-2,5-0,5-3 (номинальное напряжение 80 В; 8 пар полюсов; скорость вращения на холостом ходу 500–600 об/мин; пусковой момент 11,9 Н·м; максимальный статический момент 2,5 Н·м; сопротивление фазной обмотки 3,8–4,6 Ом; электромагнитная постоянная времени фазной обмотки 2,5 мс; конструктивная постоянная 0,83–0,98 В·с/рад; момент инерции ротора 0,015 кг·м²).

Влияние импульсного источника питания на электромагнитный момент двигателя

Обычно оптимизация алгоритма работы ИН основывается на анализе амплитудного спектра выходного напряжения и (или) тока. Однако такой подход не позволяет минимизировать пульсации ЭМД, так как они происходят во временной области и не могут анализироваться без учета фазового спектра гармоник [2, 5]. Рассмотрим пульсации электромагнитного момента вентильного двигателя.

Из теории электрических машин известно, что ЭМД можно представить произведением пространственных векторов потокосцепления ротора Ψ_R и тока статора i_s :

$$M = \frac{3z_p L_m}{2L_R} |\Psi_R \times i_s| = \frac{3z_p L_m}{2L_R} |\Psi_R| \cdot |i_s| \cdot \sin \phi, \quad (1)$$

где L_R , L_m – полная индуктивность ротора и взаимная индуктивность статора и ротора; z_p – число пар полюсов магнитного поля двигателя, а ϕ – угол между осью магнитных полюсов ротора и вектором тока статора.

В двигателе с возбуждением постоянными магнитами потокосцепление ротора практически постоянно, поэтому выражение (1) можно преобразовать к виду

$$M = C \cdot |i_s| \sin \phi, \quad (2)$$

где C – постоянный коэффициент, учитывающий потокосцепление ротора.

Пусть вектор тока статора под воздействием источника питания получает приращение $\Delta i_s = \Delta |i_s| e^{j\Delta\phi}$. Тогда все величины, входящие в (2) можно представить через начальные значения M_0 , $|i_{s0}|$, ϕ_0 и приращения ΔM , $\Delta |i_s|$, $\Delta\phi$:

$$\begin{aligned} M &= M_0 + \Delta M; \quad |i_s| = |i_{s0}| + \Delta |i_s|; \quad \phi = \phi_0 + \Delta\phi; \\ \sin(\phi_0 + \Delta\phi) &= \sin \phi_0 \cos \Delta\phi + \sin \Delta\phi \cos \phi_0 \approx \\ &\approx \sin \phi_0 + \Delta\phi \cdot \cos \phi_0. \end{aligned}$$

Отсюда приращение ЭМД

$$\begin{aligned} \Delta M &= C \left[(|i_{s0}| + \Delta |i_s|) \Delta\phi \cdot \cos \phi_0 + \Delta |i_s| \cdot \sin \phi_0 \right] \approx \\ &\approx C \left(|i_{s0}| \Delta\phi \cdot \cos \phi_0 + \Delta |i_s| \cdot \sin \phi_0 \right). \end{aligned}$$

Таким образом, пульсации ЭМД зависят не только от пульсаций модуля тока статора $\Delta|i_s|$, но и от пульсаций его углового положения $\Delta\phi$, что указывает на принципиальную невозможность адекватной оценки пульсаций момента по амплитудному спектру тока или по вариации модуля его вектора.

Для анализа пульсаций ЭМД необходимо СШИМ представить годографом вектора напряжения в неподвижной системе координат $\alpha\beta$, где А, В и С – оси соответствующих фаз статора. Известно, что ИН формирует восемь базовых векторов (БВ). Концы этих векторов располагаются в вершинах и в центре правильного шестиугольника (рис. 1). Модули базовых векторов $U_1 \dots U_6$ равны $2/3$ напряжения в звене постоянного тока ИН U_d , а два вектора U_0 , соответствующие короткому замыканию обмоток двигателя ключами инвертора, имеют нулевую длину и располагаются в начале координат [4, 6–8].

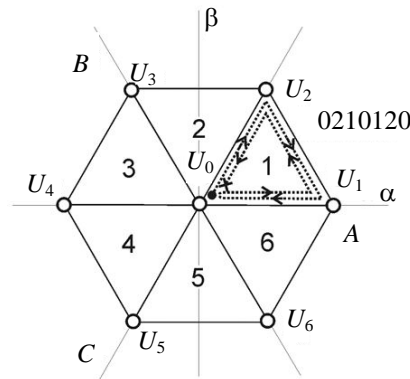


Рис. 1. Плоскость базовых векторов

На рис. 2, а приведены синусоидальные фазные сигналы модуляции (u_a^*, u_b^*, u_c^*) и линейный сигнал развертки u_r , а на рис. 2, б–г – нормированные фазные напряжения. Если для каждого момента времени в пределах периода сигнала развертки T_{r1} вычислить соответствующие БВ, то их порядковые номера образуют числовую последовательность 0210120. Значит, траектория переключения внутри 1-го сектора плоскости БВ соответствует замкнутой ломаной линии, показанной на рис. 1. Длительность формирования каждого БВ определяется сигналами модуляции

$$u_a^* = \sin(2\pi f_1 t) = \sin(\vartheta), \quad u_b^* = \sin(\vartheta - 2\pi/3), \quad u_c^* = \sin(\vartheta + 2\pi/3),$$

где f_1 – частота основной гармоники, t – время.

Рассмотрим воздействие ИН на вектор тока статора. Любое изменение состояния ключей ИН (коммутация) вызывает переходный процесс, связанный с изменением энергии магнитного поля двигателя. При низкой скорости вращения, характерной для следящих систем прецизионных приводов, фазную нагрузку ИН можно представить симметричной RL -нагрузкой. Тогда уравнение Кирхгофа в векторной форме для такой цепи имеет вид

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{i}(t)R + Ld\mathbf{i}(t) / dt,$$

где R и L – активное сопротивление и индуктивность обмотки статора соответственно.

Представим его через ортогональные проекции:

$$\left. \begin{aligned} u_x(t) &= i_x(t)R + Ldi_x(t) / dt \\ u_y(t) &= i_y(t)R + Ldi_y(t) / dt \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Решением уравнений (3) являются проекции тока

$$\left. \begin{aligned} i_x(t) &= i_{x\infty} - \Delta_x e^{-t/T_e} \\ i_y(t) &= i_{y\infty} - \Delta_y e^{-t/T_e} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где $i_{x\infty} = u_{x0} / R = u_{x\infty} / R$; $i_{y\infty} = u_{y0} / R = u_{y\infty} / R$ – установившиеся значения проекций вектора тока; $\Delta_x = i_{x\infty} - i_{x0}$; $\Delta_y = i_{y\infty} - i_{y0}$ – конечные приращения проекций по отношению к начальным значениям i_{x0} и i_{y0} ; $T_e = L / R$ – электромагнитная постоянная времени нагрузки.

Исключим из выражений (4) переменную t . Тогда

$$i_y = \frac{\Delta_y}{\Delta_x} i_x + i_{y\infty} - \frac{\Delta_y}{\Delta_x} i_{x\infty} = \frac{\Delta_y}{\Delta_x} i_x + C, \quad (5)$$

где $C = (i_{x\infty} i_{y0} - i_{y\infty} i_{x0}) / \Delta_x = \text{const}$.

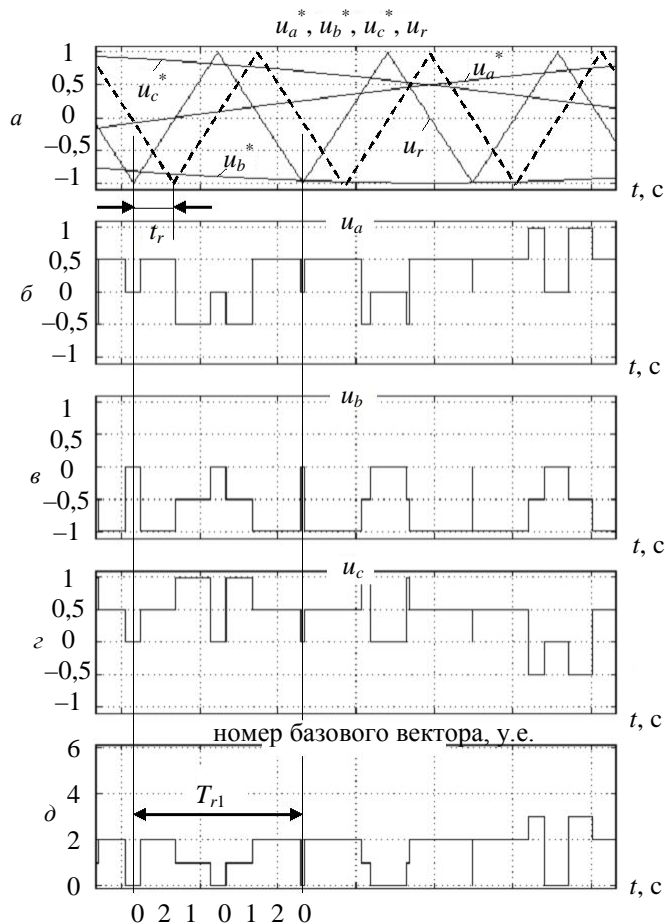


Рис. 2 а – фазные сигналы модуляции и сигнал развертки; б-г – нормированные фазные напряжения; д – номер базового вектора

Выражение (5) описывает прямую, проходящую через точки $\underline{i}_0 = \{i_{x0}, i_{y0}\}$ и $\underline{i}_\infty = \{i_{x\infty}, i_{y\infty}\}$, т.е. годографом вектора тока многофазной симметричной RL -нагрузки при скачкообразном изменении напряжения питания является прямая линия, соединяющая начальное и установившееся конечное положения вектора (рис. 3, а).

Как было показано выше, в пределах периода развертки формируются три БВ, образующие на плоскости треугольник. Построим годограф вектора тока при последовательном приложении к нагрузке напряжения, соответствующего векторам $\mathbf{u}_2 \rightarrow \mathbf{u}_1 \rightarrow \mathbf{u}_0$ в течение времени $0 < t_2 < T_e = L/R$, $0 < t_1 < T_e$ и $0 < t_0 < T_e$.

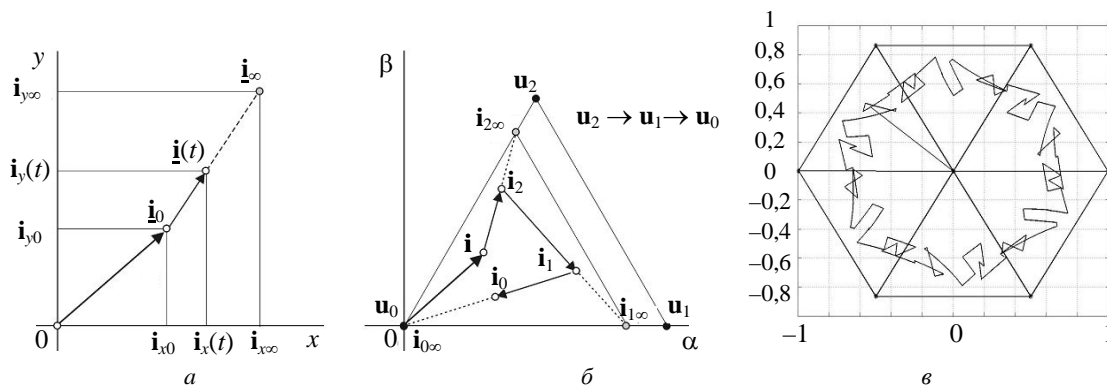


Рис. 3 а – изменение вектора тока при скачкообразном изменении вектора напряжения; б – последовательность формирования базовых векторов; в – годограф вектора тока

Пусть в начальный момент времени вектор тока равен \mathbf{i} (рис. 3, б). Если теперь сформировать БВ \mathbf{u}_2 и бесконечно долго сохранять это состояние, то конец вектора тока будет перемещаться по прямой линии,

соединяющей начальное положение и точку $\mathbf{i}_{2\infty} = \mathbf{u}_2 / R$, соответствующую установившемуся току. Аналогично можно получить точки $\mathbf{i}_{1\infty} = \mathbf{u}_1 / R$ и $\mathbf{i}_{0\infty} = \mathbf{u}_0 / R$, соответствующие установившимся состояниям тока при бесконечной продолжительности действия БВ \mathbf{u}_1 и \mathbf{u}_0 . В результате на плоскости образуется треугольник возможных конечных состояний вектора тока $\mathbf{i}_{2\infty}\mathbf{i}_{1\infty}\mathbf{i}_{0\infty}$, подобный треугольнику $\mathbf{u}_2\mathbf{u}_1\mathbf{u}_0$.

После формирования в течение времени t_2 БВ \mathbf{u}_2 конец вектора тока переместится в положение \mathbf{i}_2 , а затем последовательно в положения \mathbf{i}_1 и \mathbf{i}_0 , описав ломаную линию. Если при прочих равных условиях изменить последовательность формирования БВ, то годограф вектора тока будет иным, так как иными будут начальные условия для каждого интервала. Можно строго показать, что все возможные последовательности формирования БВ (для треугольника $3!=6$) формируют различные годографы вектора тока.

В случае двигателя на вектор тока действует еще и ЭДС вращения, в результате чего годограф приобретает сложную часто петлеобразную форму, показанную на рис. 3, в. На рис. 4, а показана развертка пульсаций вектора тока ВД в пределах $1/3$ периода основной гармоники на холостом ходу. Сложная форма годографа с вариацией модуля и аргумента вектора приводит к тому, что пульсации модуля оказываются неоднозначно связанными с пульсациями ЭМД (рис. 4, б), коэффициент корреляции между этими функциями составляет всего 0,32.

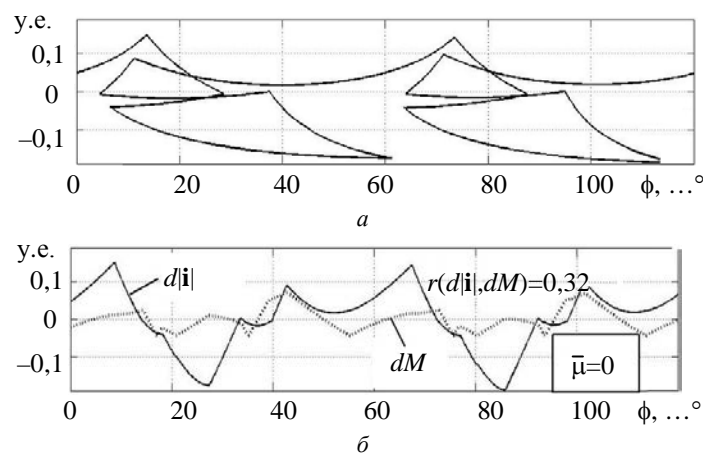


Рис. 4. а – пульсации годографа вектора тока, б – пульсации модуля вектора тока и электромагнитного момента

Влияние нагрузки на пульсации электромагнитного момента двигателя

Изменение нагрузки ВД вызывает изменение частоты вращения и соответственно степени влияния ЭДС на годограф вектора тока. Размах пульсаций угла с увеличением нагрузки, как и следовало ожидать, уменьшается ($d\beta_{\max}$ на рис. 5), что усиливает связь пульсаций модуля вектора тока с пульсациями ЭМД, и при пуске коэффициент корреляции между ними $r(d\mathbf{i}|_{\max}, dM_{\max})$ становится практически равен единице.

Диапазон нагрузок ВД при номинальном напряжении питания составляет только часть пускового момента. Для исследуемого ВД его величина не превышает $\mu = 0,2$ (μ – момент нагрузки относительно величины пускового момента). В этой области нелинейность характеристики размаха пульсаций ЭМД максимальна, а корреляция с пульсациями тока минимальна (рис. 5). Это существенно усложняет задачу оптимального регулирования координат движения прецизионного привода.

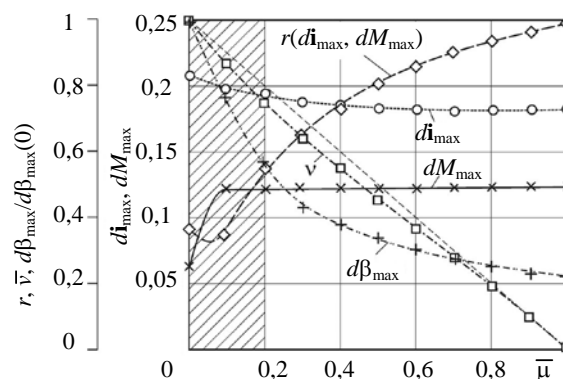


Рис. 5. Характеристики вентильного двигателя при изменении нагрузки

Низкочастотная модуляция пульсаций электромагнитного момента двигателя

Изменение скорости вращения ВД сопровождается изменением величины и характера пульсаций ЭМД, причем при определенных частотах наблюдается заметно выраженное явление модуляции с низкой частотой (рис. 6, а), полностью отсутствующее при синхронной модуляции, т.е. при целочисленном соотношении частот развертки и модуляции f_c / f_1 (рис. 6, з).

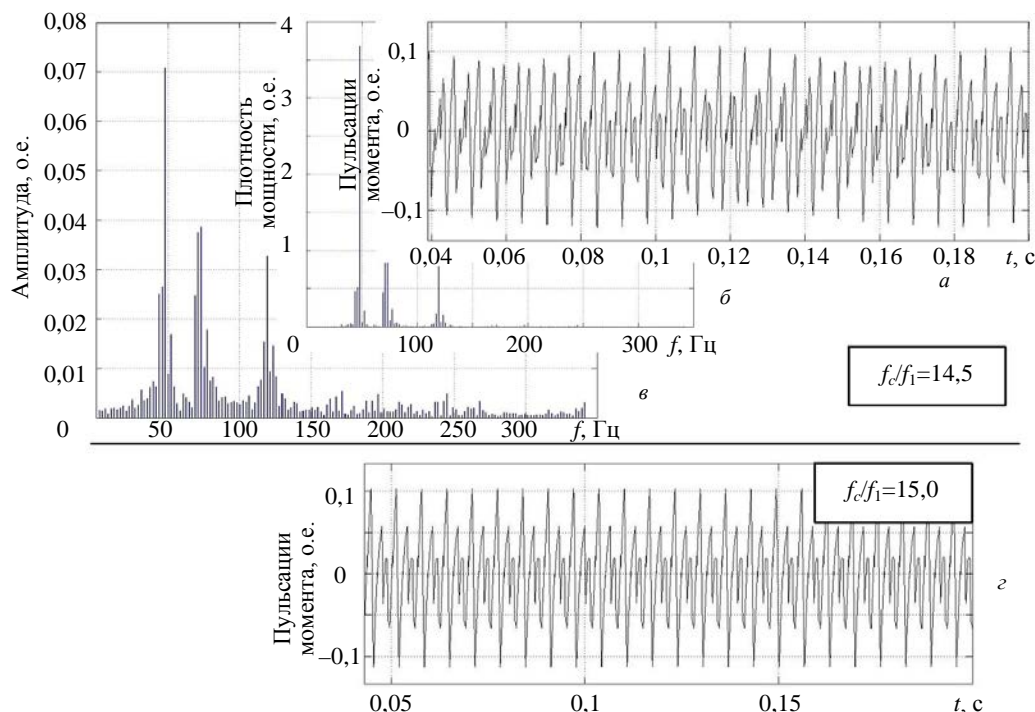


Рис. 6. а – пульсации момента, б – спектр мощности пульсаций момента и в – гармонический состав пульсаций момента при $f_c / f_1 = 14,5$;
 з – пульсации момента при $f_c / f_1 = 15$

В спектре ненулевых частот ЭМД присутствуют гармоники с частотой ниже основной (синхронной) (рис. 6, в). Однако их мощность ничтожно мала (рис. 6, б), следовательно, причиной модуляции может быть только взаимодействие гармоник с частотой выше синхронной.

В соответствии с [9–10] гармонические составляющие разложения в ряд Фурье можно разделить на три класса, называемые гармониками, интергармониками и субгармониками.¹ Они отличаются кратностью по отношению к частоте основной составляющей f_1 . В случае целочисленного соотношения $k_f = f_k / f_1$ соответствующую составляющую называют k -й гармоникой. Составляющие, для которых соотношение частот не является целым числом, но больше единицы, относят к интергармоникам, для которых меньше единицы – к субгармоникам. Для анализа взаимодействия гармонических составляющих ЭМД такая терминология представляет определенные удобства, поэтому будем использовать ее.

Рассмотрим результат суммирования двух гармоник с разными амплитудами и некоторым соотношением частот $k_f = 2, 3, \dots$:

$$a(t) = A \left\{ \sin(2\pi f t) + k_A \sin \left[(2\pi f / k_f + df) t \right] \right\} = A \left\{ \sin \left[(2\pi f + df / k_f) t \right] + k_A \sin \left(2\pi f t / k_f \right) \right\},$$

где A, f – базовые амплитуда и частота; k_A – соотношение амплитуд гармоник; df – отклонение частоты от целочисленного соотношения, или рассогласование частот, которое можно вносить как в высокочастотную, так и в низкочастотную компоненту с учетом кратности частот k_f .

В случае $df = 0$, т.е. при целочисленном соотношении частот, $a(t)$ представляет собой периодическую функцию с частотой $2\pi f / k_f$, с регулярным нарушением монотонности, создаваемым сигналом с частотой $2\pi f$, и неизменной амплитудой (рис. 6, з).

¹ IEEE Standard 519-2014. IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems, 2014.
 IEC 61000-4-7:2002. Electromagnetic Compatibility (EMC) Part 4: Testing and Measurement Techniques Section 7: General Guide on Harmonics and Interharmonics Measurements and Instrumentation for Power Supply Systems and Equipment Connected Thereto.

Рассогласование частот вызывает модуляцию амплитуды функции $a(t)$ с периодом огибающей $T_m = 1/(k_f df)$ (пунктир на рис. 7, *a* и *б*). При этом в случае четного соотношения частот ($k_f = 2n; n = 1, 2, \dots$) максимальным положительным отклонениям соответствуют минимальные отрицательные (рис. 7, *a*), а при нечетных значениях ($k_f = 2n + 1; n = 1, 2, \dots$) максимумы отклонения в противоположные стороны совпадают по времени (рис. 7, *б*).

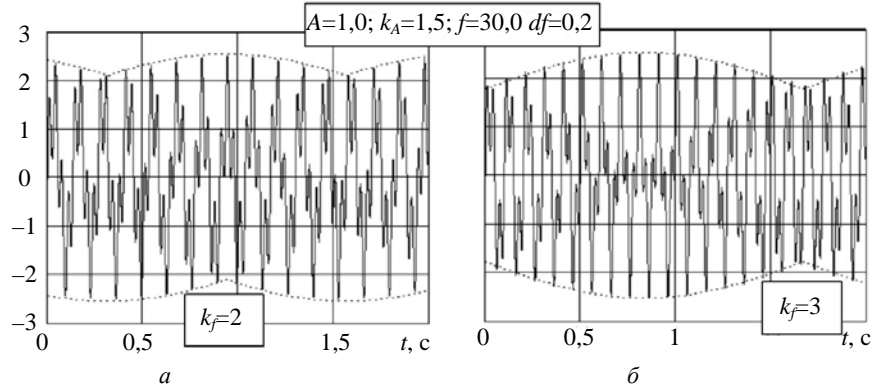


Рис. 7. Пульсации момента при *a* – четном и *б* – нечетном соотношении частот

Таким образом, низкочастотная модуляция (НМ) может возникать в результате сложения двух колебаний со значительно более высокими, но не кратными частотами. Для всех возможных пар интергармоник спектра пульсаций ЭМД можно вычислить параметры НМ. Однако для большинства из них они окажутся ничтожно малы.

Рассмотрим на примере спектра пульсаций ЭМД (рис. 6, *в*) взаимодействие интергармоник, условно обозначив частоту и амплитуду одной интергармоники как f_a и A_a , а другой – f_b и A_b соответственно. Характер пульсаций на рис. 6, *a* однозначно указывает на взаимодействие гармоник с четным соотношением частот в качестве причины модуляции. «Несущая» частота пульсаций ЭМД приблизительно соответствует гармонике с $f_a = 138,5$ Гц ($A_a = 0,028$), спектральная плотность которой достаточно сильно выражена (рис. 6, *б*). Построим функцию суммы данной гармоники с другой также отчетливо присутствующей в спектре пульсаций ЭМД ($f_b = 544,0$ Гц, $A_b = 0,0064$). Частота $f_b = 544,0$ Гц отличается от кратной частоты $4f_a = 554,0$ на $df = -10$ Гц ($\approx 2\%$).

Результат сложения показан на рис. 8, *б*. Здесь явно видна модуляция амплитуды с периодом, близким к периоду модуляции пульсаций ЭМД, показанным на рис. 6, *a* и 8, *a*. Очевидно, что большая ширина спектра гармоник вносит дополнительные искажения в кривую пульсаций ЭМД, приводя ее в конечном итоге к наблюдаемому виду.

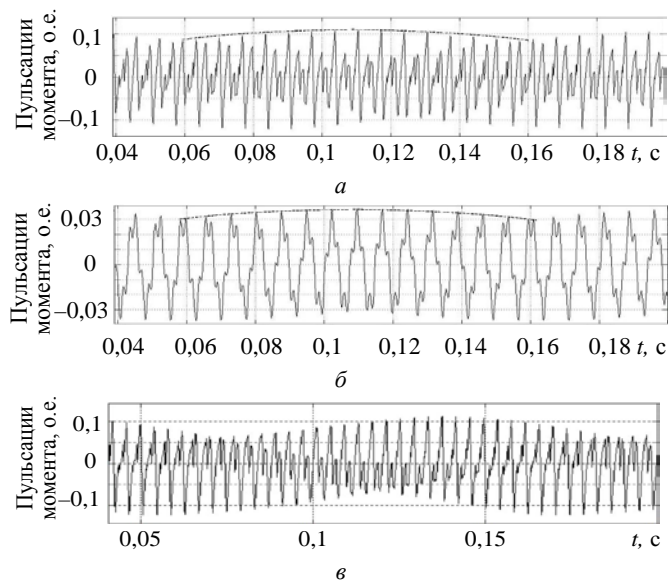


Рис. 8. *a* – пульсации момента при некрatном соотношении частот, *б* – сумма интергармоник, *в* – пульсации момента на холостом ходу

Амплитуда низкочастотной модуляции изменяется при изменении синхронной частоты, т.е. нагрузки ВД. На рис. 8, в показаны пульсации ЭМД на холостом ходу. Здесь существенно изменился спектр пульсаций, и модуляция отчетливо наблюдается, по крайней мере, на двух «несущих» частотах, что проявляется в искажении сторон огибающей.

При асинхронной СШИМ сигнал развертки смещается по отношению к сигналу модуляции (рис. 2, а). Это смещение вызывает изменение величины пульсаций ЭМД даже при синхронной развертке с частотой кратной шести по отношению к частоте модуляции.

На рис. 9 показано влияние смещения сигнала развертки ($\tau = t_c / T_c$) на годограф вектора тока статора, а на рис. 10 – влияние на относительный размах пульсаций модуля вектора тока $\delta \mathbf{i} = (d|\mathbf{i}|_{\max} - \overline{d|\mathbf{i}|}) / \overline{d|\mathbf{i}|}$ и ЭМД $\delta M = (dM_{\max} - \overline{dM}) / \overline{dM}$, где $\overline{d|\mathbf{i}|} = f_1 \int_0^{T_1} (d|\mathbf{i}|) dt$ и $\overline{dM} = f_1 \int_0^{T_1} (dM) dt$ – средние за период основной гармоники пульсации тока и ЭМД.

Как следует из рис. 10, смещение сигнала развертки по отношению к сигналу модуляции вызывает изменение пульсаций ЭМД приблизительно на 10 %.

Очевидно, что при асинхронной развертке смещение является периодической функцией отношения частот этих сигналов f_c / f_1 . Это приводит к модуляции годографа вектора тока и соответственно низкочастотной модуляции ЭМД. Чрезвычайная сложность не позволяет описать взаимосвязь смещения развертки и годографа тока статора (рис. 9) аналитически, однако упрощенную модель явления модуляции пульсаций ЭМД можно построить на основе их спектра с рассогласованием частот df .

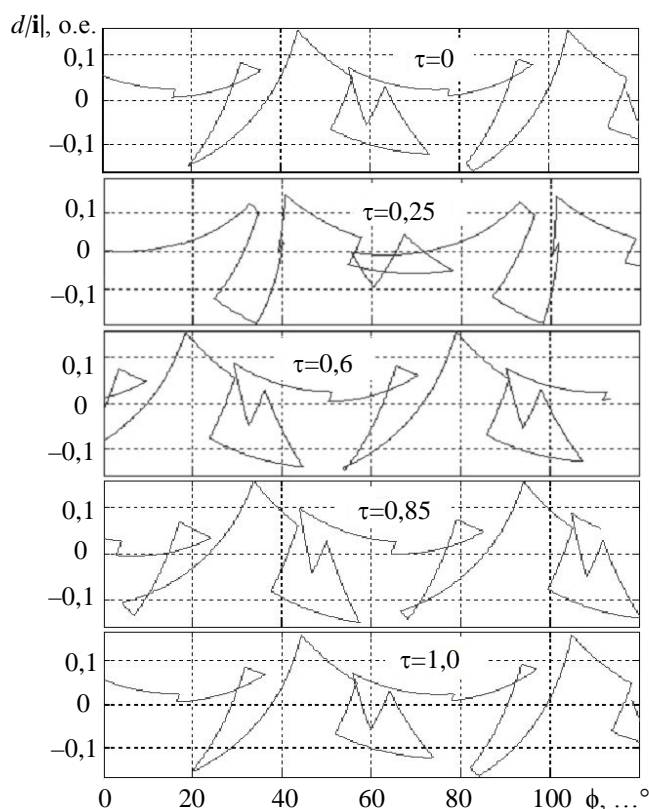


Рис. 9. Изменение пульсаций вектора тока при смещении сигнала развертки

На примере кривых рис. 10 следует еще раз отметить слабую корреляцию пульсаций модуля вектора тока статора и ЭМД вентильного двигателя ($R(\delta I, \delta M) = -0,643$).

Следует также заметить, что выполнение некоторых условий, таких как целочисленное соотношение частот развертки и модуляции, а также кратность этого соотношения трем или шести для привода переменного тока, имеют существенное значение, несмотря на то что на спектральные характеристики выходного напряжения инвертора не оказывают влияния [11–13]. Несоблюдение этих условий, как было показано выше, создает эффект низкочастотной модуляции ЭМД, несмотря на малую величину или отсутствие в спектре субгармонических составляющих. Это указывает на невозможность распространения принципов и методов оптимизации алгоритма работы инвертора на задачи оптимизации привода, а также на необходимость исследования процессов во временной области.

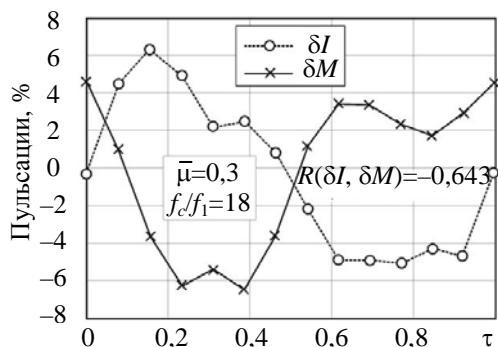


Рис. 10. Пульсации модуля вектора тока и момента вентильного двигателя

Заключение

1) Векторное представление синусоидальной широтно-импульсной модуляции позволяет детально исследовать электромагнитные и электромеханические процессы в приводе переменного тока во временной области.

2) Исследование пульсаций электромагнитного момента двигателя переменного тока, в том числе и вентильного, не может быть основано на спектральных характеристиках фазного напряжения или тока, а также параметрах пульсаций модуля вектора тока статора, так как эти величины неадекватно отражают физические процессы формирования электромагнитного момента двигателя и поэтому слабо коррелируют с ним. Единственным адекватным источником информации об электромагнитном моменте является полный годограф вектора тока статора, т.е. модуль и аргумент этого вектора.

3) Смещение сигнала развертки синусоидальной широтно-импульсной модуляции по отношению к сигналу модуляции вызывает изменение годографа вектора тока статора и соответственно изменение величины и характера пульсаций электромагнитного момента двигателя.

4) Асинхронная синусоидальная широтно-импульсная модуляция во всех режимах работы вентильного двигателя, при которых отношение синхронной частоты и частоты развертки не является целым числом, создает периодическую модуляцию смещения сигнала развертки, что приводит к низкочастотной модуляции пульсаций электромагнитного момента двигателя.

5) Математически низкочастотную модуляцию электромагнитного момента можно представить как результат взаимодействия интергармоник спектра пульсаций, т.е. гармоник с частотой значительно более высокой, чем синхронная частота, но не кратных ей.

Литература

1. Томасов В.С., Усольцев А.А., Вертегел Д.А. Особенности использования многоуровневых инверторов в системах прецизионного сервопривода // Изв. вузов. Приборостроение. 2018. Т. 61. № 12. С. 1052–1059. doi: 10.17586/0021-3454-2018-61-12-1052-1059
2. Tomasov V.S., Usoltsev A.A., Vertegel D.A., Strzelecki R. Space vector modulation in multilevel inverters of the servo drives of the trajectory measurements telescopes // Изв. вузов. Приборостроение. 2017. V. 60. N 7. P. 624–636. doi: 10.17586/0021-3454-2017-60-7-624-634
3. Садовников М.А., Томасов В.С., Толмачев В.А. Прецизионный электропривод для оптических комплексов контроля космического пространства // Изв. вузов. Приборостроение. 2011. Т. 54. Т 6. С. 81–86.
4. Вертегел Д.А. Исследование алгоритма пространственно-векторной модуляции в многоуровневых инверторах напряжения // Альманах научных работ молодых ученых Университета ИТМО. 2018. Т. 1. С. 273–275.
5. Tomasov V., Usoltsev A., Zolov P., Griбанov P. The effect of space vector modulation algorithm on characteristics of three-phase voltage inverter for drives of optical telescopes // Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences. 2017. V. 65. N 5. P. 629–637. doi: 10.1515/bpasts-2017-0068
6. Tomasov V.S., Usoltsev A.A. Comparative analysis of the energy efficiency of the scalar and space-vector PWM in a three-phase inverter // Russian Electrical Engineering. 2014. V. 85. N 2. P. 111–114. doi: 10.3103/S1068371214020126
7. Wang L., Hao S., Hao M., Song B. A hybrid PWM strategy combining modified SpaceVector and sinusoidal pulse width

References

1. Tomasov V.S., Usoltsev A.A., Vertegel D.A. Features of using multilevel inverters in precision servo systems. *Journal of Instrument Engineering*, 2018, vol. 61, no. 12, pp. 1052–1059. doi: 10.17586/0021-3454-2018-61-12-1052-1059
2. Tomasov V.S., Usoltsev A.A., Vertegel D.A., Strzelecki R. Space vector modulation in multilevel inverters of the trajectory measurements telescopes. *Journal of Instrument Engineering*, 2017, vol. 60, no. 7, pp. 624–636. doi: 10.17586/0021-3454-2017-60-7-624-634
3. Sadovnikov M.A., Tomasov V.S., Tolmachev V.A. Precision electric drive of optical space control systems. *Journal of Instrument Engineering*, 2011, vol. 54, no. 6, pp. 81–86. (in Russian)
4. Vertegel D.A. Investigation of the space-vector modulation algorithm in multilevel voltage inverters. *Al'manakh Nauchnykh Rabot Molodykh Uchenykh Universiteta ITMO*. St. Petersburg, ITMO University Publ., 2018, vol. 1, pp. 273–275. (in Russian)
5. Tomasov V., Usoltsev A., Zolov P., Griбанov P. The effect of space vector modulation algorithm on characteristics of three-phase voltage inverter for drives of optical telescopes. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, 2017, vol. 65, no. 5, pp. 629–637. doi: 10.1515/bpasts-2017-0068
6. Tomasov V.S., Usoltsev A.A. Comparative analysis of the energy efficiency of the scalar and space-vector PWM in a three-phase inverter. *Russian Electrical Engineering*, 2014, vol. 85, no. 2, pp. 111–114. doi: 10.3103/S1068371214020126
7. Wang L., Hao S., Hao M., Song B. A hybrid PWM strategy combining modified SpaceVector and sinusoidal pulse width modulation methods. *Proc. 11th World Congress on Intelligent Control and Automation*, 2014, pp. 4431–4434. doi:

- modulation methods // Proc. 11th World Congress on Intelligent Control and Automation, 2014. P. 4431–4434. doi: 10.1109/wcica.2014.7053459
8. Zhou K., Wang D. Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002. V. 49. N 1. P. 186–196. doi: 10.1109/41.982262
 9. Bowes S.R., Holliday D. Comparison of pulse-width-modulation control strategies for three-phase inverter systems // *IEE Proceedings: Electric Power Applications*, 2006. V. 153. N 4. P. 575–584. doi: 10.1049/ip-epa:20050334
 10. Чаплыгин Е.Е. Спектральное моделирование преобразователей с широтно-импульсной модуляцией. Москва, МЭИ, 2012. 48 с.
 11. Holmes D.G., Lipo T.A. *Pulse Width Modulation for Power Converters. Principles and Practice*. New York: Wiley-IEEE PRESS, 2003. 734 p.
 12. Brückner T., Holmes D.G. Optimal pulse-width modulation for three-level inverters // *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2005. V. 20. N 1. P. 82–89. doi: 10.1109/TPEL.2004.839831
 13. Stumpf P., Jordan R.K., Nagy I. Subharmonics generated by space vector modulation in ultrahigh speed drives // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012. V. 59. N 2. P. 1029–1037. doi: 10.1109/TIE.2011.2148683
 - 10.1109/wcica.2014.7053459
 8. Zhou K., Wang D. Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002, vol. 49, no. 1, pp. 186–196. doi: 10.1109/41.982262
 9. Bowes S.R., Holliday D. Comparison of pulse-width-modulation control strategies for three-phase inverter systems. *IEE Proceedings: Electric Power Applications*, 2006, vol. 153, no. 4, pp. 575–584. doi: 10.1049/ip-epa:20050334
 10. Chaplygin E.E. *Spectral Modeling of Pulse Width Modulated Converters*. Moscow, MEI Publ., 2012, 48 p. (in Russian)
 11. Holmes D.G., Lipo T.A. *Pulse Width Modulation for Power Converters. Principles and Practice*. New York, Wiley-IEEE PRESS, 2003, 734 p.
 12. Brückner T., Holmes D.G. Optimal pulse-width modulation for three-level inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2005, vol. 20, no. 1, pp. 82–89. doi: 10.1109/TPEL.2004.839831
 13. Stumpf P., Jordan R.K., Nagy I. Subharmonics generated by space vector modulation in ultrahigh speed drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, vol. 59, no. 2, pp. 1029–1037. doi: 10.1109/TIE.2011.2148683

Авторы

Томасов Валентин Сергеевич – кандидат технических наук, доцент, директор научно-производственного центра «Прецизионная электромеханика», Университет ИТМО, Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация, Scopus ID: 6506414363, ORCID ID: 0000-0002-9732-7290, tomasov@ets.ifmo.ru

Усольцев Александр Анатольевич – кандидат технических наук, доцент, доцент, Университет ИТМО, Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация, Scopus ID: 6507214209, ORCID ID: 0000-0001-6015-5889, uaa@ets.ifmo.ru

Вертегел Денис Александрович – аспирант, Университет ИТМО, Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация, ORCID ID: 0000-0001-8751-735X, vertegeldenis@gmail.com

Денисов Константин Михайлович – заместитель директора научно-производственного центра «Прецизионная электромеханика», Университет ИТМО, Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация, ORCID ID: 0000-0002-9119-6023, Denisov@ets.ifmo.ru

Authors

Valentin S. Tomasov – PhD, Associate Professor, Director of Research and Production Center "Precision Electromechanics", ITMO University, Saint Petersburg, 197101, Russian Federation, Scopus ID: 6506414363, ORCID ID: 0000-0002-9732-7290, tomasov@ets.ifmo.ru

Alexander A. Usoltsev – PhD, Associate Professor, Associate Professor, ITMO University, Saint Petersburg, 197101, Russian Federation, Scopus ID: 6507214209, ORCID ID: 0000-0001-6015-5889, uaa@ets.ifmo.ru

Denis A. Vertegel – postgraduate, ITMO University, Saint Petersburg, 197101, Russian Federation, ORCID ID: 0000-0001-8751-735X, vertegeldenis@gmail.com

Konstantin M. Denisov – Deputy Director of Research and Production Center "Precision Electromechanics", ITMO University, Saint Petersburg, 197101, Russian Federation, ORCID ID: 0000-0002-9119-6023, Denisov@ets.ifmo.ru