

УДК 621.313.17

РЕЛЕЙНО-ВЕКТОРНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ БЕСКОНТАКТНЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ С ДАТЧИКОМ ТОКА В ЗВЕНЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА**К.П.Акинин**, канд.техн.наук**Институт электродинамики НАН Украины,****пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина.****e-mail: ak.k.p@yandex.ua**

В статье предложен способ релейно-векторного управления статорными токами бесконтактных двигателей с постоянными магнитами при использовании только одного датчика тока в звене постоянного тока двухзвенного преобразователя частоты. На основании измеренной длительности одного ненулевого состояния инвертора напряжения определяется длительность другого ненулевого состояния. Приведены примеры расчета статорных токов. Библ. 6, табл. 1, рис. 3.

Ключевые слова: электропривод, бесконтактный двигатель с постоянными магнитами, релейно-векторная система управления, широтно-импульсная модуляция.

Введение. Реализация режимов ограничения или регулирования токов в обмотках электродвигателей является важным условием безопасной работы механизмов или осуществления различных технологических процессов. Известны системы регулирования и формирования токов в статорных обмотках электродвигателей переменного тока, в которых сигналы обратных связей получают путем измерения фазных токов [2]. Недостатком таких систем является необходимость использования относительно дорогих датчиков статорных токов с гальванической развязкой.

При построении электромеханических систем (ЭМС) малой мощности целесообразна реализация режимов ограничения или регулирования токов в обмотках электродвигателей переменного тока при использовании только одного сигнала датчика тока в звене постоянного тока двухзвенного преобразователя частоты с выходным инвертором напряжения. Такой подход позволяет уменьшить стоимость и габаритные размеры блока системы управления двигателем. Известны системы управления электроприводами переменного тока, в которых осуществляется реконструкция токов на основании измерений только с помощью одного датчика тока в звене постоянного тока [5, 6].

Целью статьи является исследование режима регулирования токов в статорных обмотках бесконтактного двигателя с постоянными магнитами (БДПМ), управление которым осуществляется посредством зависимого инвертора напряжения с датчиком тока в звене постоянного тока при использовании двухпозиционного релейного регулятора без петли гистерезиса в контуре замкнутой системы регулирования тока. Упрощенный подход при скалярном управлении двигателем путем формирования фиксированной длительности выключенного состояния силовых ключей инвертора напряжения для ограничения тока был рассмотрен в [4].

Предлагается способ релейно-векторного регулирования тока, при котором фиксируется длительность интервала времени на периоде модуляции в момент равенства сигнала датчика тока в звене постоянного тока и опорного модулирующего сигнала задания тока и формирование на основании величины этого интервала времени длительностей состояний инвертора на периоде модуляции соответственно заданному положению вектора напряжения инвертора.

Основное изложение. В качестве базового алгоритма управления зависимым инвертором напряжения принимаем векторную широтно-импульсную модуляцию (ШИМ) [1, 3], при которой выходное напряжение инвертора на периоде модуляции формируется как последовательность двух из шести ненулевых ($S_1(100)$, $S_2(110)$, $S_3(010)$, $S_4(011)$, $S_5(001)$ и $S_6(101)$) и одного из двух нулевых ($S_7(111)$ и $S_8(000)$) состояний силовых ключей инвертора, соответствующих стационарным векторам напряжения. Здесь цифры 1 и 0 означают подключение силовых ключей инвертора верхней и нижней групп каждой из трех фаз соответственно к шинам источника питания с высоким или низким потенциалом.

Относительные длительности двух ненулевых и одного нулевого состояний инвертора напряжения на периоде модуляции определяются в соответствии с выбранной модулирующей функцией $\tau_n^* = k_U f_M(\pi/3 - \alpha_1)$; $\tau_{n+1}^* = k_U f_M(\alpha_1)$; $\tau_0^* = 1 - \tau_n^* - \tau_{n+1}^*$, где n – номер стационарного вектора напряжения; k_U – коэффициент задания напряжения на выходе инвертора, причем $0 < k_U < 1$; α_1 – угол поворота заданного вектора напряжения в пределах каждого из шести секторов, ограниченных стационарными

векторами напряжения, причем $0 < \alpha_1 < \pi/3$; $f_M(\alpha_1)$ – модулирующая функция, где ее вариант синусоидальной формы $f_M(\alpha_1) = (2 \sin \alpha_1) / \sqrt{3}$. При задании модулирующей функции, например, синусоидальной, на выходе инвертора напряжения формируется трехфазная система напряжений.

Принцип действия предлагаемой системы регулирования основывается на том, что на каждом периоде модуляции амплитуда импульса тока в звене постоянного тока на одном из двух интервалов ненулевых состояний инвертора больше таковой на другом интервале. При сравнении первого импульса тока с сигналом задания тока фиксируется длительность первого ненулевого состояния инвертора, в соответствии с которой определяется длительность второго ненулевого состояния.

Опишем алгоритм работы релейно-векторной системы управления. В начальный момент времени на каждом периоде модуляции рассчитываются значения модулирующих функций для определения длительностей ненулевых состояний $f_1(\alpha_1) = f_M(\alpha_1)$, $f_2(\alpha_1) = f_M(\pi/3 - \alpha_1)$, сбрасывается значение таймера интервала модуляции – $t_T = 0$, а также определяются длительности двух состояний, соответствующих максимально возможному значению вектора выходного напряжения инвертора $T_{1\max} = 3 T_M \alpha_1 / \pi$ и $T_{2\max} = T_M (1 - 3\alpha_1 / \pi)$, где T_M – заданный период модуляции. Далее для каждого из шести секторов, ограниченных парой соседних стационарных векторов напряжения, непрерывно определяется сигнал задания тока на интервале $0 < \alpha_1 < \pi/3$:

$y_{31}(\alpha_1) = y_o \sin(\alpha_1 + \pi/2 + \varphi)$ при $\alpha_1 < \pi/6 - \varphi$; $y_{32}(\alpha_1) = y_o \sin(\alpha_1 + \pi/6 + \varphi)$ при $\alpha_1 > \pi/6 - \varphi$, где φ – фазовый сдвиг между векторами фазных напряжения и ЭДС при условии совпадения по фазе ЭДС и тока статора; y_o – параметр, определяющий уровень опорного сигнала задания тока.

Для двух указанных диапазонов изменения угла α_1 определим последовательности чередования первого и второго ненулевых, а также одного нулевого стационарных векторов напряжения (таблица, где в скобках указаны переменные y_A , y_B и y_C , соответствующие трем фазным токам двигателя, которые необходимо сравнивать с сигналами задания $y_{31}(\alpha_1)$ или $y_{32}(\alpha_1)$; N определяет пару ненулевых стационарных векторов).

N	$\alpha_1 < \pi/6 - \varphi$			$\alpha_1 > \pi/6 - \varphi$		
21	$S_2(y_1 = y_A)$	$S_1(y_2 = y_C)$	$S_8(y_0 = 0)$	$S_1(y_2 = y_C)$	$S_2(y_1 = y_A)$	$S_7(y_0 = 0)$
32	$S_3(y_1 = y_C)$	$S_2(y_2 = y_B)$	$S_7(y_0 = 0)$	$S_2(y_2 = y_B)$	$S_3(y_1 = y_C)$	$S_8(y_0 = 0)$
43	$S_4(y_1 = y_B)$	$S_3(y_2 = -y_A)$	$S_8(y_0 = 0)$	$S_3(y_2 = -y_A)$	$S_4(y_1 = y_B)$	$S_7(y_0 = 0)$
54	$S_5(y_1 = -y_A)$	$S_4(y_2 = -y_C)$	$S_7(y_0 = 0)$	$S_4(y_2 = -y_C)$	$S_5(y_1 = -y_A)$	$S_8(y_0 = 0)$
65	$S_6(y_1 = -y_C)$	$S_5(y_2 = -y_B)$	$S_8(y_0 = 0)$	$S_5(y_2 = -y_B)$	$S_6(y_1 = -y_C)$	$S_7(y_0 = 0)$
16	$S_1(y_1 = -y_B)$	$S_6(y_2 = y_A)$	$S_7(y_0 = 0)$	$S_6(y_2 = y_A)$	$S_1(y_1 = -y_B)$	$S_8(y_0 = 0)$

При такой последовательности чередования состояний инвертора напряжения нарушается принцип минимизации количества переключения силовых ключей на периоде модуляции. Однако данный подход приемлем для ЭМС малой мощности при относительно небольшом напряжении питания инвертора напряжения (до 100 В).

На первом интервале $\alpha_1 < \pi/6 - \varphi$ при условии $y_1 \geq y_{31}(\alpha_1)$ фиксируется значение длительности первого ненулевого состояния $T_1 = t_T$, в соответствии с которым определяется длительность второго ненулевого состояния $T_2 = t_T f_1(\alpha_1) / f_2(\alpha_1)$. Если происходит событие $y_2 \geq y_{31}(\alpha_1)$, то $T_2 = t_T - T_1$. На втором интервале $\alpha_1 > \pi/6 - \varphi$ при условии $y_2 \geq y_{32}(\alpha_1)$ фиксируется значение длительности первого ненулевого состояния $T_2 = t_T$, в соответствии с которым определяется длительность второго ненулевого состояния $T_1 = t_T f_2(\alpha_1) / f_1(\alpha_1)$. Если происходит событие $y_1 \geq y_{32}(\alpha_1)$, то $T_1 = t_T - T_2$. Если ограничение тока не произошло, принимаются значения $T_1 = T_{1\max}$ и $T_2 = T_{2\max}$.

При условии идеальности силовых ключей инвертора напряжения, стационарности и синусоидальности распределения магнитной индукции в зазоре, симметричности двигателя в электрическом и магнитном отношениях, а также пренебрежения потерями в железе, беспазовый БДПМ при поверхностной установке магнитов на роторе может быть описан математической моделью [1]

$$T_E du_{RA} / dt - T_E du_{RB} / dt = U_1(n) - e_A + e_B - u_{RA} + u_{RB};$$

$$T_E du_{RA} / dt - T_E du_{RC} / dt = U_2(n) - e_A + e_C - u_{RA} + u_{RC}; \quad u_{RC} = -u_{RA} - u_{RB},$$

где T_E – электромагнитная постоянная времени статорной обмотки; u_{RA} , u_{RB} , u_{RC} – падения напряжения на активных сопротивлениях R трех фаз статорных обмоток; $e_A = k_\omega E_{1N} \sin(\omega t - \varphi)$; $e_B = k_\omega E_{1N} \sin(\omega t - \varphi - 2\pi/3)$; $e_C = -e_A - e_B$ – ЭДС статорных обмоток; ω – электрическая частота вращения двигателя; E_{1N} – амплитуда ЭДС статора при номинальном значении электрической частоты вращения ω_N ; $k_\omega = \omega/\omega_N$ – коэффициент глубины регулирования частоты вращения; $U_1(n)$, $U_2(n)$ – напряжения, соответствующие восьми состояниям силовых ключей, причем: $U_1(1)=U_d$, $U_1(2)=U_d$, $U_1(3)=0$, $U_1(4)=-U_d$, $U_1(5)=-U_d$, $U_1(6)=0$, $U_1(7)=0$, $U_1(8)=0$, $U_2(1)=0$, $U_2(2)=U_d$, $U_2(3)=U_d$, $U_2(4)=0$, $U_2(5)=-U_d$, $U_2(6)=-U_d$, $U_2(7)=0$, $U_2(8)=0$. В [1] были также использованы параметры $k_I = I_1 R/E_{1N}$ и $k_{IN} = I_{1N} R/E_{1N}$, где I_1 , I_{1N} – амплитуды синусоидальных тока статора и тока статора при номинальном моменте двигателя; $T_E^* = T_E/T_{\omega N}$ – относительная величина электромагнитной постоянной времени, где $T_{\omega N}$ – период ЭДС статора при ω_N . С учетом принятых обозначений можно определить фазовый сдвиг $\varphi = \arctg[2\pi T_E^* k_\omega k_I (k_\omega + k_I)^{-1}]$.

Выполним расчет при использовании рассмотренного способа управления для ПМБД с номинальными значениями мощности двигателя $P_N = 20$ Вт и частоты вращения $\omega_{\max} = 418,9$ с⁻¹. При этом относительные безразмерные параметры модели принимают значения: $T_E^* = 0,045$; $E_{1N} = 1$; $\omega = 2\pi$; $k_\omega = 1$; $U_d = 4,1$; $k_{IN} = 0,24$. Относительный период модуляции $T_M^* = 1/N_M$, где $N_M = 144$ – принятое количество периодов модуляции ШИМ на периоде первой гармоники выходного напряжения.

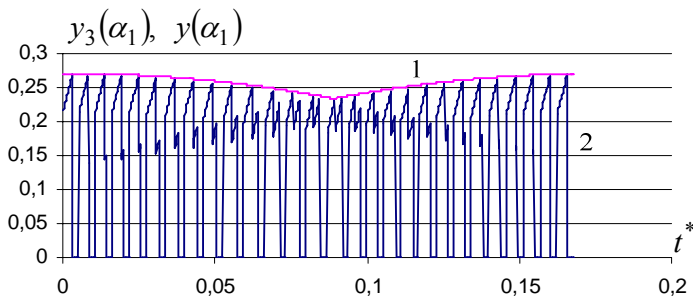


Рис. 1

На рис. 1 показаны кривые опорного сигнала задания тока $y_3(\alpha_1)$ (кривая 1), представленного двумя отрезками кривых $y_{31}(\alpha_1)$ и $y_{32}(\alpha_1)$, и переменной $y(\alpha_1)$ (кривая 2), соответствующей току в звене постоянного тока инвертора напряжения на интервале $0 < \alpha_1 < \pi/3$, где t^* – относительное время.

Рис. 1 иллюстрирует действие способа релейно-векторного управления, где можно отметить моменты равенства сигнала задания тока $y_3(\alpha_1)$ и переменной $y(\alpha_1)$ на интервале действия первого ненулевого вектора напряжения и импульсы переменной $y(\alpha_1)$, соответствующие второму ненулевому вектору напряжения.

На рис. 2 и 3 показаны кривые фазной переменной статора u_{RA} , соответствующие установившемуся номинальному режиму работы двигателя и режиму скачкообразного изменения задания тока, где кривая (рис. 2) подтверждает возможность формирования синусоидальных токов в статорных обмотках при использовании предложенного способа управления. Для оценки качества формирования тока статора

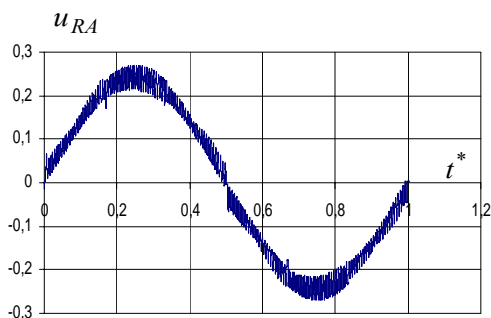


Рис. 2

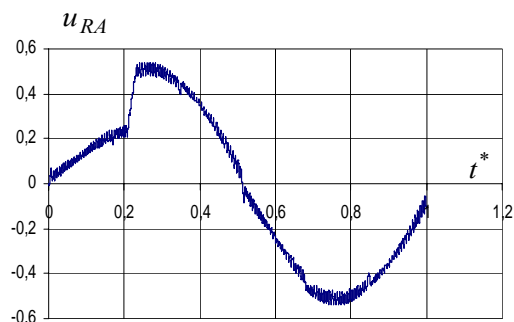


Рис. 3

в установившемся режиме работы двигателя в [1] был определен специальный параметр как отношение действующих значений рассчитанного и эк-

вивалентного по величині моменту двигача синусоїдального току, в нашому випадку для рис. 2 рівний 1,005, що підтверджує з високою точністю наближення розрахованої кривої до заданої синусоїдальної форми. Рис. 3 демонструє можливість регулювання струму статора БДПМ з предельним швидкодією.

Висновки. Таким чином, описаний підхід до релейно-векторного управління БДПМ дозволяє забезпечити регулювання струму, або, якщо це необхідно, обмеження струму статора. При цьому не потрібно реконструювати струми, а тільки порівняти поточне значення струму в ланці постійного струму з заданим значенням за допомогою двохпозиційного релейного регулятора без петлі гістерезису. При використанні мінімальних апаратних засобів в схемі автономного інвертора напруги реалізується алгоритм векторної ШИМ і забезпечується предельно швидкодія регулювання струму статора.

1. Акинин К.П. Формирование токов бесконтактных магнитоэлектрических двигателей // Праці ІЕД НАН України. – 2011. – №28. – С. 36–42.
2. Виноградов А.Б. Цифровая релейно-векторная система управления асинхронным электроприводом с улучшенными динамическими характеристиками // Электричество. – 2003. – №6. – С. 43–51.
3. Михальський В.М. Перетворювачі частоти і напруги з широтно-імпульсною модуляцією: Аналіз та наукове обґрунтування шляхів підвищення якості електроенергії / Дис. докт.техн.наук. – Київ, 2010. – 488 с.
4. Akinin K.P., Bondar E.S. Electromechanical system with a combined electric supply for temperature regulation in the refrigeration chamber of a refrigerated vehicle // Proc. of the 2nd Intern. Scientific and Technical conf. on Unconventional Electromechanical and Electrotechnical systems. Szczecin and Miedzyzdroje, Poland. – 1996. – Vol. 2. – Pp. 423–426.
5. Manuele Bertoluzzo, Guiseppa Buja, Roberto Menis. Direct torque control of an induction motor using a single current // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2006. – Vol. 53. – Pp. 778–784.
6. Thomas Michael Wolbank, Peter Erich Macheine. Current-controller With single DC link current measurement for inverter-fed AC machines based on an improved observer-structure // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2004. – Vol. 19. – Pp. 1562–1567.

РЕЛЕЙНО-ВЕКТОРНА СИСТЕМА КЕРУВАННЯ БЕЗКОНТАКТНИМИ ДВИГУНАМИ З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ З ДАВАЧЕМ СТРУМУ У КОЛІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

К.П.Акинін, канд.техн.наук

Інститут електродинаміки НАН України

пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна. e-mail: ak.k.p@yandex.ua

У статті запропоновано спосіб релейно-векторного керування статорними струмами безконтактних двигунів з постійними магнітами при використанні тільки одного датчика струму в колі постійного струму дволанкового перетворювача частоти. На підставі вимірної тривалості одного нульового стану інвертора напруги визначається тривалість іншого ненульового стану. Наведено приклади розрахунків струмів. Бібл. 6, табл. 1, рис. 3.

Ключові слова: електропривод, безконтактний двигун з постійними магнітами, релейно-векторна система керування, широтно-імпульсна модуляція.

RELAY VECTOR CONTROL SYSTEM OF PERMANENT MAGNET BRUSHLESS MOTORS WITH DC LINK CURRENT SENSOR

К.П.Акинін

Institute of Electrodynamics National Academy of Science of Ukraine,

pr. Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine. e-mail: ak.k.p@yandex.ua

The subject of this paper is the relay vector stator currents control system of permanent magnet brushless motors equipped with DC link current sensor in two-stage frequency converter scheme and two-position relay regulator without hysteresis loop in current control system. The time duration of one nonzero voltage vector during modulation period is fixed at the moment of equality of reference signal and DC link current sensor signal. The time duration of other nonzero voltage vector is calculated on the basis of first pulse duration in accordance with the inverter voltage vector position. The proposed relay vector control approach provides maximum possible speed of response of stator currents control. Examples of motor currents computation are given. References 6, table 1, figures 3.

Key words: electric drive, permanent magnet brushless motor, relay vector control system, pulse-width modulation.

1. Akinin K.P. Currents formation of brushless magnetoelectric motors // Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy. – 2011. – №28. – Pp. 36–42. (Rus)
2. Vinogradov A.B. Digital relay vector control system of an asynchronous drive with improved dynamic characteristics // Elektrichestvo. – 2003. – №6. – Pp. 43–51. (Rus)
3. Mikhalskyi V.M. Frequency and voltage converters with pulse-width modulation: Analysis, scientific substantiation of means to improve quality of electrical energy / Ph.D.thesis. – Kyiv, 2010. – 488 p. (Ukr)
4. Akinin K.P., Bondar E.S. Electromechanical system with a combined electric supply for temperature regulation in the refrigeration chamber of a refrigerated vehicle // Proceedings of the 2nd International Scientific and Technical conference on Unconventional Electromechanical and Electrotechnical systems. Szczecin and Miedzyzdroje, Poland. – 1996. – Vol.2. – Pp. 423–426.
5. Manuele Bertoluzzo, Guiseppa Buja, Roberto Menis. Direct torque control of an induction motor using a single current // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2006. – Vol. 53. – Pp. 778–784.
6. Thomas Michael Wolbank, Peter Erich Macheiner. Current-controller With single DC link current measurement for inverter-fed AC machines based on an improved observer-structure // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2004. – Vol.19. – Pp. 1562–1567.

Надійшла 16.08.2013

Остаточний варіант 06.11.2013