

## ФОРМИРОВАНИЕ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ ПОЛОЖЕНИЯ РОТОРА БЕСКОНТАКТНОГО МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ДВИГАТЕЛЯ

*Розглянуто схему формування дискретних сигналів положення ротора безконтактного магнітоелектричного двигуна. Сформульовано рекомендації щодо вибору її параметрів.*

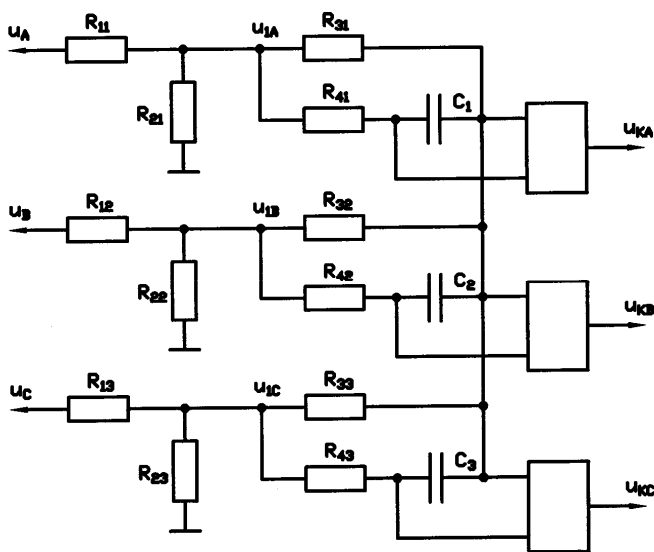
В теории и практике построения электроприводов на основе бесконтактных магнитоэлектрических двигателей (БМД) известны варианты так называемых бездатчиковых систем, в которых осуществляется косвенное определение положения ротора двигателя либо непрерывно [7], либо дискретно, соответственно определенным значениям угла поворота вала [2, 3]. Из-за простоты практической реализации представляют интерес системы дискретных систем датчиков ЭДС статора, поскольку в таком случае не требуется непрерывное измерение, а только определение полярности сигналов.

Известны трехфазные системы датчиков [4, 5], в которых на входы компараторов подаются сигналы от трех фаз и средней точки обмотки двигателя. Недостатком таких систем является необходимость соединения двигателя со схемой управления с помощью четырех проводников, что усложняет конструкцию электропривода и снижает его надежность.

Известен вариант трехпроводного подключения двигателя к схеме управления [8], при котором на каждый из двух входов компараторов подается пара фазных напряжений статора. Недостатком такой системы является опасность нарушения симметрии выходных

сигналов компараторов при наличии помех, несинусоидальных искажений токов статора и глубоком регулировании частоты вращения двигателя.

Надежное формирование дискретных сигналов, определяющих положение ротора БМД в широких диапазонах изменения частоты вращения двигателя и заданного значения напряжения питания, достигается в системе электропривода на основе БМД, описанной в [6]. Вариант практического исполнения системы дискретных датчиков ЭДС статора БМД представлен схемой, показанной на рисунке, где  $u_A, u_B, u_C$  – фазные напряжения статора БМД;



$u_{KA}, u_{KB}, u_{KC}$  – выходные сигналы компараторов. Данная схема преобразования сигналов (в дальнейшем – схема) обеспечивает выполнение функций фильтрации сигналов, согласования амплитуд входных сигналов компараторов с допустимым значением, формирования опорного сигнала, соответствующего напряжению средней точки обмотки двигателя. Поскольку данная трехфазная схема симметрична, в дальнейшем полагаем, что  $R_{11} = R_{12} = R_{13} = R_1$ ;  $R_{21} = R_{22} = R_{23} = R_2$ ;  $R_{31} = R_{32} = R_{33} = R_3$ ;  $R_{41} = R_{42} = R_{43} = R_4$ ;  $C_1 = C_2 = C_3 = C$ .

Для случая формирования синусоидальных статорных токов на основании дискретных сигналов датчика положения [1] опишем входные напряжения  $u_A$ ,  $u_B$  и  $u_C$  схемы, пренебрегая при этом высшими гармониками, а также полагая, что эти напряжения представляют собой трехфазную симметричную систему переменных величин:

$$\begin{aligned} u_A(\alpha) &= U_m + U_m \cdot \sin \alpha; \\ u_B(\alpha) &= U_m + U_m \cdot \sin(\alpha - 2 \cdot \pi/3); \\ u_C(\alpha) &= U_m + U_m \cdot \sin(\alpha + 2 \cdot \pi/3), \end{aligned}$$

где  $\alpha = \omega \cdot t$  – угол поворота вала;  $\omega$  – электрическая частота вращения двигателя;  $U_m$  – амплитуда входного сигнала, причем  $U_m \leq U_d/2$ , а  $U_d$  – величина напряжения питания силового преобразователя электропривода.

Тогда для фазы  $A$  схемы можно описать напряжение на резистивном делителе:

$$u_{1A}(\alpha) = U_{0m} + U_{1m} \cdot \sin(\alpha + \beta_1),$$

где  $U_{0m} = \frac{U_m \cdot R_2}{R_1 + R_2}$ ;  $U_{1m} = \frac{U_m \cdot k_3}{R_1 \cdot \sqrt{k_1^2 + k_2^2}}$ ;  $\beta_1 = -\arctg \frac{k_2}{k_1}$ ;  $k_1 = (R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3) \times$   
 $\times (R_4^2 + X_C^2) + R_1 \cdot R_2 \cdot R_3 \cdot R_4$ ;  $k_2 = R_1 \cdot R_2 \cdot R_3 \cdot X_C$ ;  $k_3 = R_1 \cdot R_2 \cdot R_3 \cdot (R_4^2 + X_C^2)$ ;  $X_C = \frac{1}{\omega \cdot C}$ ,

и напряжение на конденсаторе  $C_1$

$$u_{CA}(\alpha) = U_{Cm} \cdot \sin(\alpha + \beta_2),$$

где амплитуда напряжения –  $U_{Cm} = \frac{U_{1m} \cdot X_C}{\sqrt{R_4^2 + X_C^2}}$ , а также фазовый сдвиг напряжения на конденсаторе относительно входного напряжения –

$$\beta_2 = -\arctg \frac{k_2 \cdot X_C + k_1 \cdot R_4}{k_1 \cdot X_C - k_2 \cdot R_4}. \quad (1)$$

Выходные сигналы компараторов описываются выражениями

$$\begin{aligned} u_{KA}(\alpha) &= \text{sign}[\sin(\alpha + \beta_2)]; \\ u_{KB}(\alpha) &= \text{sign}[\sin(\alpha + \beta_2 - 2 \cdot \pi/3)]; \\ u_{KC}(\alpha) &= \text{sign}[\sin(\alpha + \beta_2 + 2 \cdot \pi/3)]. \end{aligned}$$

При выборе значений параметров элементов схемы необходимо учитывать ряд особенностей и ограничений.

Поскольку величина напряжения питания  $U_d$  силовой части схемы электропривода может лежать приблизительно в пределах от 5 до 300 В, значения активных сопротивлений схемы должны выбираться таким образом, чтобы амплитуды входных сигналов, подаваемых на входы компараторов, не превышали величину напряжения  $U_s$  источника питания системы управления, которая может составлять 5...15 В.

Величина мощности, рассеиваемой резисторами  $R_{11}$ ,  $R_{12}$  и  $R_{13}$ , при больших значениях напряжения питания  $U_d$  может оказаться значительной, поэтому должна ограничиваться. С другой стороны, токи через резисторы  $R_{41}$ ,  $R_{42}$  и  $R_{43}$  не должны быть слишком малы из-за помехоустойчивости работы компараторов.

Можно ограничить мощность  $P_{R1}$  резисторов  $R_{11}$ ,  $R_{12}$  и  $R_{13}$  стандартным номиналом 0,5 Вт. Для того чтобы цепи резисторов  $R_{31}$ ,  $R_{32}$  и  $R_{33}$  не оказывали значительное влияние на сигналы  $u_{1A}$ ,  $u_{1B}$  и  $u_{1C}$ , величина  $R_3$  должна превышать величину  $R_2$ . Для того чтобы влияние цепей резисторов  $R_{41}$ ,  $R_{42}$  и  $R_{43}$  не сказывалось на работе остальной схемы, величина  $R_4$  также должна значительно превышать величину  $R_3$ . На практике максимальная величина сопротивления резистора  $R_4$  ограничивается значениями одной или нескольких сотен килоом.

Таким образом, можно сформулировать условия выбора параметров элементов схемы:

$$R_2 \ll R_3 \ll R_4; \quad (2)$$

$$P_{R1} \leq 0,5 Bm; \quad (3)$$

$$U_{0m} + U_{1m} = U_{\max} \leq U_s. \quad (4)$$

Пренебрегая цепями резисторов  $R_{41}$ ,  $R_{42}$  и  $R_{43}$ , перепишем условие (4) в виде

$$U_m \cdot \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_1 \cdot (R_2 + R_3) + R_2 \cdot R_3} \right) = U_s,$$

откуда можно определить значение сопротивления  $R_1$ :

$$R_1 = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4 \cdot a \cdot c}}{2 \cdot a}, \quad (5)$$

где  $a = U_s \cdot (R_2 + R_3)$ ;  $b = (U_s - U_m) \cdot (R_2^2 + 2 \cdot R_2 \cdot R_3)$ ;  $c = (U_s - 2 \cdot U_m) \cdot R_2^2 \cdot R_3$ .

Пренебрегая также цепями резисторов  $R_{31}$ ,  $R_{32}$  и  $R_{33}$ , можно получить более простое, но приближенное соотношение для определения  $R_1$ :

$$R_1 = \frac{(2 \cdot U_m - U_s) \cdot R_2}{U_s}.$$

Учитывая, что токи через резисторы  $R_{11}$ ,  $R_{12}$  и  $R_{13}$  имеют постоянную и переменную составляющие, мощность  $P_{R1}$  может быть определена в соответствии с выражением  $P_{R1} = R_1 \cdot (I_{10}^2 + 0,5 \cdot I_{11}^2)$ , где  $I_{10}$  и  $I_{11}$  – постоянная составляющая и амплитуда переменной составляющей тока через резистор  $R_{11}$  соответственно:  $I_{10} = \frac{U_m}{R_1 + R_2}$ . Поскольку, как будет показано далее, при выполнении условия (2) величина  $\beta_1$  невелика, амплитуда переменной составляющей тока может быть определена приближенно  $I_{11} \approx \frac{U_m - U_{1m}}{R_1}$ .

Таким же образом определяется мощность  $P_{R2}$  резистора  $R_{21}$ :

$$P_{R2} = R_2 \cdot (I_{20}^2 + 0,5 \cdot I_{21}^2), \quad \text{где } I_{20} = I_{10}, \quad I_{21} = \frac{U_{1m}}{R_2}.$$

При построении электропривода на основе БМД могут решаться несколько вариантов задачи.

В случае разработки нерегулируемого электропривода параметры схемы настраиваются на номинальное значение электрической частоты вращения  $\omega_N$ .

При построении регулируемого электропривода задается диапазон изменения частоты вращения от  $\omega_{\min}$  до  $\omega_{\max}$ . В одном случае параметры схемы могут быть рассчитаны для значения  $\omega_{\max}$ , а при изменении текущего значения  $\omega$  в заданном диапазоне фазовый сдвиг управляющего воздействия силового преобразователя может корректироваться программными средствами. Или же, в другом случае, параметры схемы могут подстраиваться в соответствии с изменяющимся значением  $\omega$ .

Заданному расчетному значению  $\omega_p$  ( $\omega_p = \omega_N$  или  $\omega_p = \omega_{\max}$ ) может соответствовать любое, но заранее определенное значение угла  $\beta_2$ , причем начало формирования силовым преобразователем следующей полуволны одного из трех выходных напряжений отсчитывается относительно момента последнего изменения одного из дискретных выходных сигналов компараторов. Таким образом, величина  $\beta_2$ , определяемая значением текущей частоты вращения  $\omega$  и параметрами схемы, не может превышать  $\pi/3$  и в то же время не может быть относительно маленькой, поскольку при этом схема будет иметь

неудовлетворительные фильтрующие свойства. При практической реализации электроприводов можно рекомендовать расчетное значение фазового сдвига  $\beta_p$  напряжения на конденсаторе относительно входного напряжения рассматриваемой схемы, приблизительно равное  $\pi/6$ .

Учитывая изложенное выше, определим последовательность действий при выборе параметров рассматриваемой схемы.

В соответствии с условием (2) задаем расчетные значения  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  и  $\beta_p$ . В соответствии с выражением (5) при заданных значениях  $U_d$  и  $U_S$  определяем  $R_1$ , округляя при этом полученное расчетное значение активного сопротивления до ближайшего большего типового, и проверяем выполнение условия (3). Если последнее условие не выполняется, увеличиваем значение  $R_1$  до тех пор, пока данное условие не выполнится. При этом величина  $U_{0m} + U_{1m} = U_{\max}$  может оказаться существенно ниже допустимого значения  $U_S$ , поэтому может потребоваться увеличение величины  $R_2$  при условии соблюдения условия (4).

Поскольку справедливо соотношение  $\beta_2 = \beta_1 + \beta_3$ , где

$$\beta_3 = -\arctg \frac{R_4}{X_C}, \quad (6)$$

то при пренебрежении относительно малой величиной  $\beta_1$ , величина емкости конденсаторов определяется приближенно:

$$C = \frac{\operatorname{tg}(\beta_p)}{R_4 \cdot \omega_p} \quad (7)$$

или более точно, путем решения уравнения (1).

Рассмотрим пример расчета схемы при заданных значениях параметров:  $R_2 = 1$  кОм,  $R_3 = 10$  кОм,  $R_4 = 100$  кОм,  $U_S = 15$  В,  $\omega_p = 4188,78$  рад/с и  $\beta_p = \pi/6$ . В соответствии с выражением (7) имеем  $C = 0,001378$  мкФ. В табл. 1 приведены результаты расчета параметров схемы, полученные в соответствии с изложенной выше последовательностью действий, для ряда типовых значений напряжения питания  $U_d$ . Данные, приведенные в колонке « $\beta_1$ », подтверждают утверждение о малости величины данного фазового сдвига. При этом мощность  $P_{R2}$  не превышает значения 0,082 Вт.

Таблица 1

$U_d$ , В	$\beta_1$ , эл.град.	$U_{\max}$ , В	$R_1$ , кОм	$P_{R1}$ , Вт	$R_2$ , кОм
24	0,091	14,54	0,62	0,053	1
36	0,140	13,98	1,5	0,120	1
48	0,159	14,51	2,2	0,189	1
100	0,194	14,55	5,6	0,487	1
200	0,418	13,77	27	0,480	2,2
350	0,717	13,45	91	0,465	4,3

Для случая принятия условия равенства расчетной величины  $\omega_p$  максимальному в заданном диапазоне значению  $\omega_{\max}$  и расчета параметров схемы в соответствии с  $\omega_p$ , в соответствии с (6), при задании ряда значений частоты вращения  $\omega_{\max}$ ,  $\omega_{\max}/2$ ,  $\omega_{\max}/4$ ,  $\omega_{\max}/8$ ,  $\omega_{\max}/16$  и  $\omega_{\max}/32$  получен ряд значений  $\beta_3$ : 30,0; 16,1; 8,21; 4,13; 2,07; 1,03, выраженных в электрических градусах.

Рассмотрим случай подстройки параметров схемы соответственно изменяющемуся значению частоты вращения  $\omega$  при выполнении условия  $\beta_3 = \pi/6 = \text{const}$ . При  $U_d = 24$  В,

$U_S = 15$  В и  $\omega_P = \omega_{\max} = 4188,78$  рад/с полагаем:  $R_2 = 360$  Ом,  $R_3 = 2$  кОм,  $R_4 = 10$  кОм и  $\beta_P = \pi/6$ . В соответствии с (5) и (7) имеем  $R_1 = 220$  Ом и  $C = 0,01378$  мкФ. В табл. 2 приведены результаты расчета интересующих нас параметров схемы, где в качестве подстраиваемого параметра схемы выбрана величина активного сопротивления  $R_4$ , определяемая по формуле  $R_4 = \frac{tg(\beta_P)}{C \cdot \omega}$ .

Таблица 2

$\omega$	$\beta_1$ , эл.град.	$U_{\max}$ , В	$R_4$ , кОм	$P_{R1}$ , Вт	$P_{R2}$ , Вт
$\omega_{\max}$	0,3161	14,40	10	0,1521	0,2212
$\omega_{\max}/2$	0,1583	14,41	20	0,1519	0,2214
$\omega_{\max}/4$	0,0792	14,41	40	0,1518	0,2215
$\omega_{\max}/8$	0,0396	14,42	80	0,1517	0,2216
$\omega_{\max}/16$	0,0198	14,42	160	0,1517	0,2216
$\omega_{\max}/32$	0,0099	14,42	320	0,1516	0,2216
$\omega_{\max}/64$	0,0050	14,42	640	0,1516	0,2216

Указанный в примерах расчета диапазон изменения частоты вращения соответствует режимам работы двигателя с одной парой полюсов. Максимальная величина электрической частоты вращения ограничивается механической прочностью двигателя и в зависимости от числа пар полюсов может достигать 15000 рад/с. Устойчивая работа двигателя в области минимальных значений этого параметра определяется величиной электромеханической постоянной времени двигателя, характером и диапазоном изменения момента нагрузки.

Использование данной схемы преобразования сигналов с учетом описанной последовательности выбора ее параметров позволяет обеспечить работоспособность электропривода при регулировании частоты вращения двигателя в сравнительно широком диапазоне ее изменения. При этом достигаются достаточно высокие эксплуатационные характеристики и относительно низкая стоимость электропривода.

*Рассмотрена схема формирования дискретных сигналов положения ротора бесконтактного магнитоэлектрического двигателя. Сформулированы рекомендации к выбору ее параметров.*

*A forming scheme of discrete signals of permanent magnet brushless motor rotor position are considered. Demands for the calculation of scheme parameters are formulated.*

1. Акинин К.П. Управление бесконтактными магнитоэлектрическими двигателями на основании дискретных сигналов датчика положения // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ. – 2008. – №21. – С. 46–49.
2. Акинин К.П. Условия работы бесконтактного магнитоэлектрического двигателя с дискретными датчиками ЭДС // Техн. електродинаміка. Темат. вип. «Проблеми сучасної електротехніки». – 2006. – Ч.2. – С. 38–39.
3. Воронин С.Г. Управление коммутацией вентильного двигателя по сигналам ЭДС вращения // Электричество – 2000. – №9. – С. 53–59.
4. Макаручук О.В. Особливості роботи вентильного двигуна з постійними магнітами без давача положення ротора // Техн. електродинаміка. – 2006. – №3. – С. 30–34.
5. А.с. 1283927 СССР, МКИ Н02Р 6/02 / Вентильный электропривод: А.Н. Корабельников, С.Г. Воронин, А.Ю. Мурзин, В.А. Шмуклер. - №3899734/24-07; Заявл.23.05.85; Опубл. 15.01.87, Бюл. №2.
6. Пат. 75007, Україна, МПК Н02Р 6/00. Вентильний електропривід для бортової системи автотранспорту / К.П. Акинін, О.Є. Антонов, В.М. Бабиченко, В.Г. Кіреєв. – Заявл. 21.02.2005; Опубл. 15.02.2006. Бюл. № 2.
7. Md. Enamul Haque, Limin Zhong, Muhammed Fazlur Rahmani A sensorless initial rotor position estimation scheme for a direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive // IEEE Transaction on Power Electronics. Nov. 2003. – Vol.18. – P.1376–1383.
8. Cheng-Hu Chen, Ming-Yang Cheng A new cost effective sensorless commutation method for brushless DC motor without phase shift circuit and neutral voltage // IEEE Transaction on Power Electronics. March. 2007. – Vol. 22. – P.644–653.