

ФОРМИРОВАНИЕ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ ПОЛОЖЕНИЯ РОТОРА БЕСКОНТАКТНОГО МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ДВИГАТЕЛЯ

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

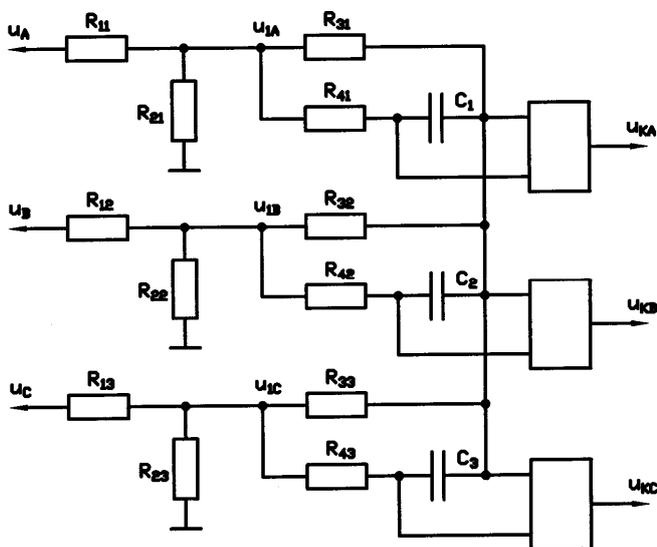
В теории и практике построения электроприводов на основе бесконтактных магнитоэлектрических двигателей (БМД) известны варианты так называемых бездатчиковых систем, в которых осуществляется косвенное определение положения ротора двигателя либо непрерывно [7], либо дискретно, соответственно определенным 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; ω – 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 β_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} : $P_{R2} = R_2 \cdot (I_{20}^2 + 0,5 \cdot I_{21}^2)$, где $I_{20} = I_{10}$, $I_{21} = \frac{U_{1m}}{R_2}$.

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 ω_N .

При построении регулируемого электропривода задается диапазон изменения частоты вращения от ω_{\min} до ω_{\max} . В одном случае параметры схемы могут быть рассчитаны для значения ω_{\max} , а при изменении текущего значения ω 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 ω .

Заданному расчетному значению ω_p ($\omega_p = \omega_N$ или $\omega_p = \omega_{\max}$) может соответствовать любое, но заранее определенное значение угла β_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 β_2 , определяемая значением текущей частоты вращения ω 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 β_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 β_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 β_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 « β_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	β_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 ω_p максимальному в заданном диапазоне значению ω_{\max} и расчета параметров схемы в соответствии с ω_p , в соответствии с (6), при задании ряда значений частоты вращения ω_{\max} , $\omega_{\max}/2$, $\omega_{\max}/4$, $\omega_{\max}/8$, $\omega_{\max}/16$ и $\omega_{\max}/32$ получен ряд значений β_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 ω 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

ω	β_1 , эл.град.	U_{\max} , В	R_4 , кОм	P_{R1} , Вт	P_{R2} , Вт
ω_{\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.