

ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ ТОРМОЗНЫХ РЕЖИМОВ БЕСКОНТАКТНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ В ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

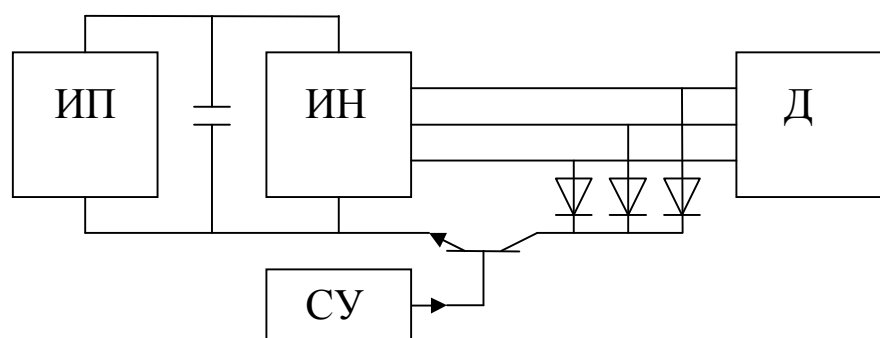
Запропоновано схему реалізації гальмівного режиму безконтактного магнітоелектричного двигуна. Наведено математичну модель гальмівного пристрою. Виконано приклад розрахунку моментних характеристик двигуна у режимі гальмування.

Для управления бесконтактными двигателями различных конструкций в электроприводах малой мощности, как правило, используются силовые преобразователи частоты, выполненные по двухзвенной схеме и составленные из неуправляемого выпрямителя, батареи фильтрующих конденсаторов и транзисторного инвертора напряжения [3]. В таком случае при торможении двигателя энергия накапливается в батарее конденсаторов, включенной в звено постоянного тока преобразователя. Для предотвращения перенапряжения и рассеяния энергии используется тормозной резистор, подключаемый посредством транзисторного ключа параллельно входу инвертора напряжения. Включение ключа осуществляется по команде компаратора напряжения питания в звене постоянного тока. Благодаря своей простоте такая схема получила широкое распространение.

Схема торможения может быть упрощена, если вместо резистора и транзисторного ключа использовать биполярный транзистор, работающий в режиме источника тока и, таким образом, совмещающий функции двух элементов.

Еще один шаг при модернизации схемы торможения двигателя может быть сделан, если коллектор тормозного биполярного транзистора отделить от звена постоянного тока преобразователя частоты посредством трех вспомогательных диодов, как это показано на рисунке, где ИП – источник питания; ИН – инвертор напряжения; Д – двигатель; СУ – система управления. В этом случае нет необходимости контролировать напряжение, а задание тормозного момента двигателя осуществляется путем задания тока коллектора биполярного транзистора, работающего в режиме управляемого источника тока.

Естественно, при включении тормозного транзистора инвертор напряжения отключается, а токи в обмотках двигателя формируются благодаря действию фазных ЭДС статора и замыкаются через цепи трехфазного мостового выпрямителя, образованного тремя вспомо-



гательными диодами и тремя обратными диодами нижней группы транзисторов инвертора напряжения, и биполярный транзистор.

Исследуем моментные характеристики бесконтактного магнитоэлектрического двигателя, работающего в тормозном режиме при разных значениях тока коллектора транзистора.

В соответствии с [4] представим математическую модель биполярного транзистора, работающего в режиме управляемого источника тока, в виде

$$i_K = i_{T1} + i_{T2} = i_{T1} + u_{KE} / R_T, \quad (1)$$

где i_k – ток коллектора биполярного транзистора; u_{KE} – напряжение на переходе «коллектор – эмиттер»; i_{T1} – ток эквивалентного источника тока модели; i_{T2} – ток ветви, параллельной источнику тока i_{T1} и содержащей активное сопротивление R_T для учета реальных свойств источника тока.

Тогда с учетом математической модели бесконтактного магнитоэлектрического двигателя, приведенной в [2], расчетная модель системы «бесконтактный магнитоэлектрический двигатель – трехфазный мостовой выпрямитель – биполярный транзистор» может быть записана в матричной форме:

$$[A] \cdot \frac{d}{dt} [i] = [B]. \quad (2)$$

Для обеспечения устойчивости процесса численного интегрирования дифференциальных уравнений модели (2) диоды трехфазного выпрямителя и цепь, содержащая активное сопротивление R_T в модели биполярного транзистора, необходимо представить ветвями, состоящими из последовательно соединенных активных сопротивлений и индуктивностей [1, 5]. В таком случае определим матрицы для модели (2):

$$[A] = \begin{bmatrix} L_A & -L_A - L_{V2} & 0 & L_{V1} & -L_{V2} \\ 2 \cdot L_A & L_A + L_{V3} & -L_{V3} & L_{V1} + L_{V3} & L_{V3} \\ 0 & L_{V2} & L_T & 0 & L_{V2} + L_{V5} \\ -L_{V4} & -L_{V2} & 0 & L_{V1} + L_{V4} & -L_{V2} - L_{V5} \\ -L_{V4} - L_{V6} & L_{V3} & -L_{V3} - L_{V6} & L_{V1} + L_{V3} + L_{V4} + L_{V6} & L_{V3} + L_{V6} \end{bmatrix}$$

;

$$[i] = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_{T2} \\ i_{V1} \\ i_{V5} \end{bmatrix}; \quad [B] = \begin{bmatrix} e_A - e_B - R_A \cdot (i_A - i_B) - R_{V1} \cdot i_{V1} + R_{V2} \cdot i_{V2} \\ e_A - e_C - R_A \cdot (i_A - i_C) - R_{V1} \cdot i_{V1} + R_{V3} \cdot i_{V3} \\ -R_{V2} \cdot i_{V2} - R_T \cdot i_{T2} - R_{V5} \cdot i_{V5} \\ -R_{V1} \cdot i_{V1} + R_{V2} \cdot i_{V2} + R_{V5} \cdot i_{V5} - R_{V4} \cdot i_{V4} \\ -R_{V1} \cdot i_{V1} + R_{V3} \cdot i_{V3} + R_{V6} \cdot i_{V6} - R_{V4} \cdot i_{V4} \end{bmatrix},$$

где $e_A = (\omega_{\max} / \omega) \cdot E_m \cdot \sin(\omega \cdot t)$; $e_B = (\omega_{\max} / \omega) \cdot E_m \cdot \sin(\omega \cdot t - 2 \cdot \pi / 3)$; $e_C = (\omega_{\max} / \omega) \cdot E_m \cdot \sin(\omega \cdot t + 2 \cdot \pi / 3)$; $i_A, i_B, i_C, e_A, e_B, e_C$ – фазные токи и ЭДС статора; ω_{\max}, ω – максимальная и текущая электрические частоты вращения двигателя; E_m – амплитуда ЭДС статора при ω_{\max} ; R_A, L_A – активное сопротивление и индуктивность обмотки статора двигателя; L_T – индуктивность модели биполярного транзистора; i_{Vi}, R_{Vi}, L_{Vi} – токи через диоды трехфазного выпрямителя, активные сопротивления и индуктивности эквивалентных схем диодов при $i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$, причем $L_A / R_A \gg L_{Vi} / R_{Vi}$ и $L_A / R_A \gg L_T / R_T$.

Определим также зависимые токи в ветвях схемы устройства торможения: $i_C = -i_A - i_B$; $i_{V2} = i_B + i_{V5}$; $i_{V3} = i_{T1} + i_{T2} - i_{V1} - i_B - i_{V5}$; $i_{V4} = i_{V1} - i_A$; $i_{V6} = i_{T1} + i_{T2} - i_{V1} + i_A - i_{V5}$.

Момент бесконтактного магнитоэлектрического двигателя определяется в соответствии с выражением $M = (i_A \cdot e_A + i_B \cdot e_B + i_C \cdot e_C) / \omega$.

Для примера расчета моментных характеристик двигателя в режиме торможения используем данные бесконтактного магнитоэлектрического двигателя мощностью 200 Вт с одной парой полюсов, для которого $\omega_{\max} = 1256 \text{ с}^{-1}$, $E_m = 15 \text{ В}$, $R_A = 0,14 \text{ Ом}$, $L_A = 0,00006 \text{ Гн}$. При моделировании диодов трехфазного мостового выпрямителя были ис-

пользованы параметры полупроводниковых приборов типа 16СТQ080 для верхней группы ключей и обратных диодов транзисторов IRF540N для нижней группы. Для модели биполярного транзистора полагаем $R_T = 400 \text{ Ом}$.

$i_{T1}, \text{ A}$	ω	$M, \text{ Н} \cdot \text{ м}$	$k_m = M/I_K$
0,5	ω_{\max}	0,01102	0,01973
	$\omega_{\max}/2$	0,01041	0,01973
	$\omega_{\max}/4$	0,01010	0,01971
	$\omega_{\max}/8$	0,00990	0,01961
1,0	ω_{\max}	0,02085	0,01971
	$\omega_{\max}/2$	0,02026	0,01971
	$\omega_{\max}/4$	0,01994	0,01970
	$\omega_{\max}/8$	0,01967	0,01959
2,0	ω_{\max}	0,04045	0,01966
	$\omega_{\max}/2$	0,03988	0,01968
	$\omega_{\max}/4$	0,03955	0,01966
	$\omega_{\max}/8$	0,03905	0,01949

В таблице приведены расчетные значения момента двигателя M и коэффициента $k_m = M/I_K$ в зависимости от ω и i_{T1} . Данные, приведенные в таблице, демонстрируют возможности стабилизации момента бесконтактного магнитоэлектрического двигателя в режиме торможения с помощью предложенной схемы. Непостоянство коэффициента k_m объясняется влиянием внутреннего активного сопротивления источника тока, а также коммутацией тока в фазах статора двигателя. Стабилизация тока и момента двигателя невозможна в диапазоне малых значений частоты вращения из-за влияния падений напряжения на диодах трехфазного мостового выпрямителя и ограниченности диапазона реализации режима управляемого источника тока посредством биполярного транзистора. Последнее обстоятельство не является недостатком, поскольку рассеяние энергии посредством биполярного транзистора при торможении необходимо именно на верхнем интервале диапазона изменения частоты вращения двигателя. Значения параметров биполярного транзистора – тока i_K и напряжения u_{KE} – должны быть ограничены безопасной областью статического режима работы транзистора.

Предложена схема реализации тормозного режима бесконтактного магнитоэлектрического двигателя. Представлена математическая модель устройства торможения. Выполнен пример расчета моментных характеристик двигателя в режиме торможения.

Braking scheme of permanent magnet brushless motor is proposed. Mathematical model of the braking scheme is presented. The computation of braking torque motor characteristics is made.

1. Акинин К.П., Исаков В.Н. Источники тока на базе индуктивно-емкостных преобразователей в асинхронном электроприводе – Киев, 1994. – 36 с. – (Препр. /АН Украины, Ин-т электродинамики; №760).
2. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем. – СПб.: КОРОНА-принт, 2001. – 302 с.
3. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводе: Навч. посібник / М.Г. Попович, О.Ю. Лозинський, В.Б. Клепиков та ін.; За ред. М.Г. Поповича, О.Ю. Лозинського. – К.: Либідь, 2005. – 680 с.
4. Електроніка і мікросхемотехніка: У 4-х т./ В.І. Сенько, М.В. Панасенко, Є.В. Сенько та ін.; – К.: ТОВ «Видавництво «Обереги», 2000. Т.1. Елементна база електронних пристроїв. – 300 с.
5. Плахтына Е.Г. Математическое моделирование электромашино-вентильных систем. – Львов: Вища шк., 1986. – 164 с.