

ИССЛЕДОВАНИЕ ВАРИАНТОВ УПРАВЛЕНИЯ СИНХРОННЫМ БЕСКОЛЛЕКТОРНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ ПОСРЕДСТВОМ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Представлены результаты математического моделирования синхронного бесколлекторного маломощного электродвигателя при различных алгоритмах управления, позволяющие анализировать переходные процессы и характер установившегося движения двигателя при разных вариантах управления, что дает возможность выбирать метод управления им на начальном этапе разработки. Моделирование выполнялось при различных моментах инерции ведомой части устройства и различной величине и характере изменения внешней нагрузки.

Ключевые слова: математическое моделирование, электродвигатель, система управления, синхронный двигатель, датчик положения ротора.

В современной промышленности широкое распространение получили синхронные бесколлекторные двигатели. Синхронный двигатель представляет собой электрическую машину, частота вращения ротора которой равна частоте вращения магнитного поля. Статор такого двигателя содержит трехфазную обмотку и по конструкции подобен статору асинхронной машины. В электрических машинах небольшой мощности (до 100 Вт) на роторе расположены постоянные магниты. Чаще всего применяется статор с тремя обмотками, соединёнными звездой. Вращающий момент в двигателе создается в результате взаимодействия магнитных потоков, созданных магнитами ротора и токами в статоре, которые создаются преобразователем, выполненным в виде мостовой схемы [1].

Токи в статоре могут формироваться как непрерывными [2–11], так и импульсными способами [10–16].

Наибольшее распространение получили импульсные способы формирования фазных токов, основывающиеся на использовании широтно-импульсной модуляции [12–16]. Система управления, работающая с преобразователем, рассчитывает длительность импульсов ШИМ и реализует алгоритм включения обмоток статора.

Рассмотрим некоторые системы управления, подходящие для выполнения задачи регулирования скорости синхронного бесколлекторного электродвигателя при различных величинах и характере изменения нагрузки, а именно системы с обратной связью по скорости, рассчитываемой по времени между фронтами датчиков положения ротора, системы, рассчитывающие скорость по току, измеряемому в цепи фазных обмоток, а также системы, рассчитывающие скорость по времени между фронтами датчиков положения ротора, но выполняющие расчёт коэффициентов регулятора при получении каждого нового значения скорости.

Каждый из перечисленных вариантов управления имеет свои достоинства и недостатки. Для определения целесообразности применения той или иной системы управления выполним моделирование работы привода при рассматриваемых вариантах систем управления и коэффициентах регулятора. Математическое моделирование позволяет определить переходные процессы и характер установившегося движения привода при разных вариантах управления, различных моментах инерции и различной величине и характере изменения внешней нагрузки.

При моделировании электродвигатель рассматривался в составе привода, имеющего редуктор с передаточным отношением 1/800. Привод применяется в устройстве раскрытия крупногабаритных конструкций тросикового типа. В таких устройствах, за счёт изменения геометрии во время раскрытия, изменяются момент инерции, приведённый к валу привода, и величина момента сопротивления на этом валу. При моделировании системы управления момент сопротивления на валу привода будем рассматривать в виде постоянной, синусоидальной, суммы постоянной и синусоидальной составляющих, момент инерции в диапазоне от 0 до 6×10^3 кг·м², что позволит проанализировать и оценить правильность выбора той или иной системы управления.

Управление приводом выполняется путем изменения длительности управляющих импульсов, постоянных по амплитуде и частоте (широтно-импульсная модуляция), при этом рассчитывается длительность импульсов управления. Рассмотрим следующие варианты расчета длительности управляющих импульсов.

Вариант управления № 1. Контур управления замыкается по скорости. Значение скорости рассчитывается по приходу очередного импульса с датчика положения ротора (ДПР):

$$\omega = \alpha/t,$$

где ω — рассчитанная скорость двигателя; α — угол поворота двигателя между соседними импульсами с ДПР (в системе управления с тремя ДПР угол равен 15°); t — время между соседними импульсами с ДПР.

Рассчитаем длительность управляющих импульсов. При расчете используется пропорциональная, интегральная и дифференциальная составляющие ошибки (PID-регулятор):

$$y = k_p x + k_i \int x dt + k_d \frac{dx}{dt},$$

где y — длительность управляющих импульсов на текущем шаге управления; x — ошибка отработки заданной скорости; k_p , k_i , k_d — коэффициенты пропорциональной, дифференциальной и интегральной составляющих.

Учитывая, что пересчет длительности импульсов выполняется с постоянным шагом (Δt) и после приведения к виду, удобному для реализации в вычислительном устройстве, формула для вычисления длительности импульсов принимает вид:

$$\tau_i = k1 \cdot Err_i + k2 \cdot Err_{i-1} + k3 \cdot Err_{i-2} + \tau_{i-1},$$

где τ_i , τ_{i-1} — значения длительности управляющих импульсов на текущем и предыдущем шагах управления; $k1$, $k2$, $k3$ — коэффициенты регулятора; Err_i , Err_{i-1} , Err_{i-2} — значение ошибки по скорости на текущем, предыдущем и предпредыдущем шагах управления.

Коэффициенты регулятора определяются через коэффициенты $k1$, $k2$, $k3$ по следующим выражениям:

$$k1 = k_p + k_i \Delta t + \frac{k_d}{\Delta t};$$

$$k2 = 2k_p \frac{k_d}{\Delta t}; \quad k3 = \frac{k_d}{\Delta t},$$

где Δt — шаг выполнения расчёта длительности импульсов управления.

Вариант управления № 2. Контур управления также замыкается по скорости, но скорость рассчитывается по току, измеряемому в цепи фазных обмоток:

$$\omega = (U - I \cdot R)/C_e,$$

где ω — рассчитанная скорость двигателя; U — среднее управляющее напряжение за цикл счета; C_e — электрическая постоянная двигателя (коэффициент пропорциональности между угловой скоростью и ЭДС, наводимой в обмотках; I — среднее значение тока за цикл счета; R — сопротивление обмоток статора.

Среднее управляющее напряжение за цикл счета можно рассчитать по формуле:

$$U = U_0 \cdot \tau/T,$$

где U_0 — напряжение питания преобразователя; τ — длительность управляющих импульсов; T — период ШИМ.

Вариант управления № 3. Контур управления замыкается по скорости. Скорость рассчитывается

по приходу очередного импульса с ДПР, тогда же выполняется пересчет коэффициентов регулятора (коэффициенты зависят от шага квантования по времени) и расчет длительности импульсов.

Исходя из вышеперечисленных вариантов управления, реализовано программное обеспечение для расчета и анализа поведения привода в различных условиях эксплуатации. С целью оптимизации процесса моделирование с различными параметрами и видами нагрузки программное обеспечение реализовано в среде программирования «C++ Builder». При реализации математической модели преобразователя и двигателя обычно предполагают линейный режим работы магнитной системы бесколлекторного двигателя постоянного тока (БДПТ), отсутствие потерь в магнитопроводе, наличие неизменного по развертке рабочего зазора, а также еще целый ряд допущений [10, 17].

Реализация математической модели привода в программном обеспечении включает в себя: алгоритм численного интегрирования уравнений динамического и электрического баланса; уравнения динамического и электрического баланса двигателя, записанные в форме Коши, и выражения для расчета правых частей этих уравнений, в том числе: алгоритмы управления (расчет длительности импульсов); выражения для расчета возмущающих моментов (постоянный, экспоненциальный, синусоидальный характер и их комбинации); модель ДПР; модель ШИМ; алгоритм расчета текущей скорости по ДПР и по току.

Программное обеспечение выполняет следующие функции: ввод параметров привода; задание вида алгоритма управления; ввод или автоматический расчет коэффициентов алгоритмов управления; задание режима моделирования (время моделирования, шаг интегрирования); расчет и вывод на экран в виде графиков переходных процессов отработки заданной скорости при действии внешнего момента различной величины и характера изменения; вывод на экран в виде графиков значений тока, ЭДС, длительности импульсов, момента привода и внешнего момента.

Результаты моделирования приведены в табл. 1–4. Знак «+» означает, что ошибка по скорости в установившемся режиме меньше 5%, знак «-» — что требование по точности не выполняется. Цифра в процентах показывает амплитуду колебаний относительно заданного значения. Заданная скорость для отработки на двигателе составляет 14 рад/с.

Первый вариант управления с коэффициентами ПИД-регулятора:

$$k_p = 2,53 \cdot 10^{-5} \text{ с}^2; \quad k_d = 2,3 \cdot 10^{-7} \text{ с}^3; \quad k_i = 5 \cdot 10^{-7} \text{ с}.$$

Коэффициенты выбраны по методике из справочника «Системы управления с цифровыми регуляторами» (В. И. Гостев) [18] и должны обеспечить для объекта регулирования с заданными параметрами наилучшее быстродействие. При расчете коэффициентов момент инерции нагрузки принимался $1 \times 10^3 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$. Результаты моделирования приведены в табл. 1.

Параметр, приведённый в табл. 1–4, $M_{вн.} = M_{\text{Exp}} + \text{SIN}$ — означает, что внешний момент задавался как сумма экспоненциальной и синусоидальной составляющих. Экспоненциальная составляющая нарастала до 50 Н·м за 2 с, а синусоидальная имела амплитуду 80 Н·м и частоту 1,5 Гц. Параметр $M_{вн.} = \text{SIN}$ — означает, что внешний момент

Результаты моделирования первого варианта управления с коэффициентами
 ПИД регулятора: $k_p = 2,53 \times 10^{-5} \text{ с}^2$; $k_d = 2,3 \times 10^{-7} \text{ с}^3$; $k_i = 5 \times 10^{-7} \text{ с}$

Нагрузка	$J_n =$ $= 0,0 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$	$J_n =$ $= 0,2 \times 10^3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$	$J_n =$ $= 0,5 \times 10^3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$	$J_n =$ $= 1,0 \times 10^3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$	$J_n =$ $= 3,0 \times 10^3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$	$J_n =$ $= 6,0 \times 10^3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$
Мвн. = 0,0	–	–	– 40 %	–	+	+
Мвн. лин. нарастает за 2 с до 130 Н·м, до минус 130 Н·м	–	–	– 7 %	+	+	+
Мвн. = +130 Н·м	–	–	– 7 %	+	+	+
Мвн. = –130 Н·м	–	–	+	+	+	+
Мвн. = Exp + SIN	–	–	–	– 30 %	+	+
Мвн. = SIN	–	–	–	– 20 %	+	+

Таблица 2

Результаты моделирования первого варианта управления с коэффициентами
 ПИД регулятора: $k_p = 1 \times 10^{-6} \text{ с}^2$; $k_d = 2,8 \times 10^{-8} \text{ с}^3$; $k_i = 3,5 \times 10^{-8} \text{ с}$

Нагрузка	$J_n =$ $= 0,0 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$	$J_n =$ $= 0,2 \times 10^3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$	$J_n =$ $= 0,5 \times 10^3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$	$J_n =$ $= 1,0 \times 10^3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$	$J_n =$ $= 3,0 \times 10^3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$	$J_n =$ $= 6,0 \times 10^3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$
Мвн. = 0,0	+ рис. 1	+	+	+	+	+
Мвн. лин. нарастает за 2 с до 130 Н·м, до минус 130 Н·м	+	+ рис. 2	+	+	+	+ рис. 3
Мвн. = +130 Н·м	+	+	+	+	+	+
Мвн. = –130 Н·м	+	+	+	+	+	+
Мвн. = Exp + SIN	– 25 % рис. 4	– 25 %	– 30 %	– 35 %	– 20 %	– 10 % рис. 5
Мвн. = SIN	– 60 %	– 70 %	– 80 %	– 70 % рис. 6	– 30 %	– 15 %

изменялся по синусоидальному закону с амплитудой 130 Н·м и частотой 1,5 Гц.

Также рассмотрим первый вариант управления с коэффициентами ПИД-регулятора:

$$k_p = 1 \cdot 10^{-6} \text{ с}^2; \quad k_d = 2,8 \cdot 10^{-8} \text{ с}^3; \quad k_i = 3,5 \cdot 10^{-8} \text{ с}.$$

При расчете коэффициентов ПИД-регулятора момент инерции нагрузки принимался равным $0,1 \times 10^3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$, после чего коэффициенты регулятора корректировались по результатам моделирования. Как видно из табл. 2, они дают хороший результат при любых значениях моментов инерции нагрузки, если внешний момент постоянен или медленно изменяется.

Второй вариант управления с коэффициентами ПИД-регулятора:

$$k_p = 4,2 \cdot 10^{-7} \text{ с}^2; \quad k_d = 1 \cdot 10^{-8} \text{ с}^3; \quad k_i = 5,5 \cdot 10^{-8} \text{ с}.$$

При расчете коэффициентов ПИД-регулятора момент инерции нагрузки принимался $0,1 \times 10^3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$, после чего коэффициенты корректировались по результатам моделирования. При моделировании не учитывался разброс электромеханических параметров двигателя, что скажется при работе изготовленного привода и может ухудшить качество переходного процесса и точность отработки заданной скорости. Результаты моделирования приведены в табл. 3.

Результаты моделирования второго варианта управления с коэффициентами
 ПИД регулятора: $k_p = 4,2 \times 10^{-7} \text{ с}^2$; $k_d = 1 \times 10^{-8} \text{ с}^3$; $k_i = 5,5 \times 10^{-8} \text{ с}$

Нагрузка	$J_H = 0,0 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$	$J_H = 0,2 \times 10^3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$	$J_H = 0,5 \times 10^3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$	$J_H = 1,0 \times 10^3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$	$J_H = 3,0 \times 10^3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$	$J_H = 6,0 \times 10^3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$
Мвн. = 0,0	+	+	+	+	+	+
Мвн. лин. нарастает за 2 с до 130 Н·м, до минус 130 Н·м	+	+	+	+	+	+
Мвн. = +130 Н·м	+	+	+	+	+	+
Мвн. = -130 Н·м при $C_e = 0,35$ при $C_e = 0,4$	- +	- +	- +	- +	- +	- +
Мвн. = Exp + SIN	- 15 %	- 10 %	- 10 %	- 10 %	- 10 %	- 10 %
Мвн. = SIN	- 15 %	- 15 %	- 15 %	- 15 %	- 15 %	- 15 %

Таблица 4

Результаты моделирования третьего варианта управления

Нагрузка	$J_H = 0,0 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$	$J_H = 0,2 \times 10^3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$	$J_H = 0,5 \times 10^3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$	$J_H = 1,0 \times 10^3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$	$J_H = 3,0 \times 10^3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$	$J_H = 6,0 \times 10^3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$
Мвн. = 0,0	+	+	+	+	+	+
Мвн. лин. нарастает за 2 с до 130 Н·м до минус 130 Н·м	+	+	+	+	+	+
Мвн. = +130 Н·м	+	+	+	+	+	+
Мвн. = -130 Н·м	+	+	+	+	+	+
Мвн. = Exp + SIN	- 25 %	- 30 %	- 30 %	- >100%	- 50 %	- 15 %

В третьем варианте управления коэффициенты — переменные. Коэффициенты выбраны по методике из справочника «Системы управления с цифровыми регуляторами» (В. И. Гостев). При расчете коэффициентов момент инерции нагрузки принимался $0,1 \times 10^3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$. По приходу очередного импульса с ДПР коэффициенты регулятора пересчитывались с учетом нового значения интервала времени между соседними импульсами. Этот вариант сложен для реализации в ПО, так как требует пересчет коэффициентов по приходу очередного импульса с ДПР, причем при расчете должны вычисляться функции вида e^x , где «x» зависит от времени между срабатываниями датчиков положения ротора. Результаты моделирования третьего варианта управления приведены в табл. 4.

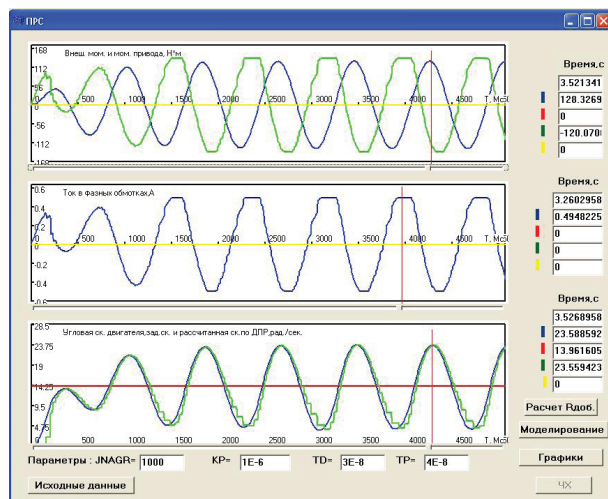
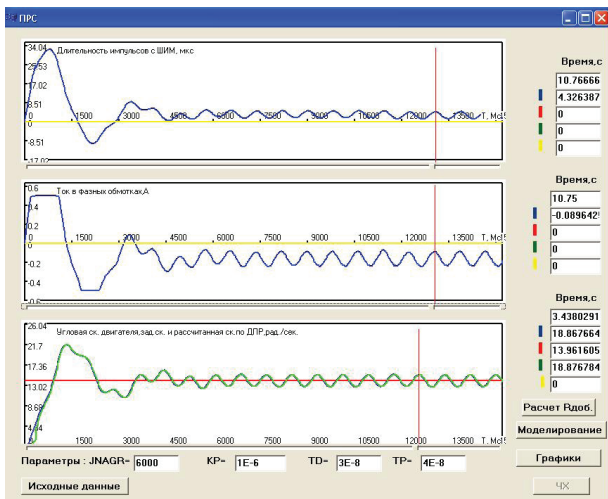
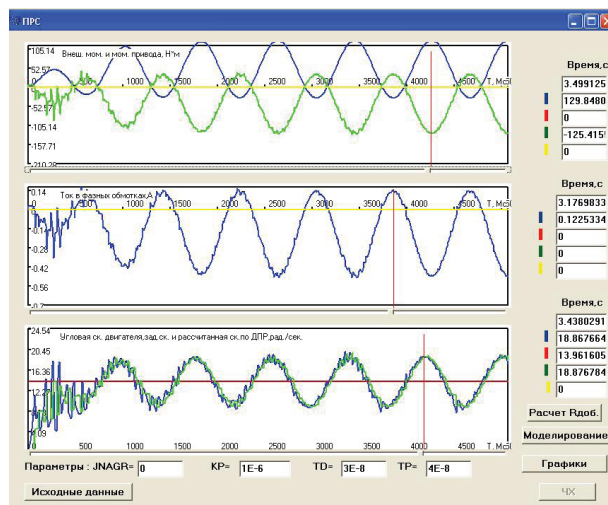
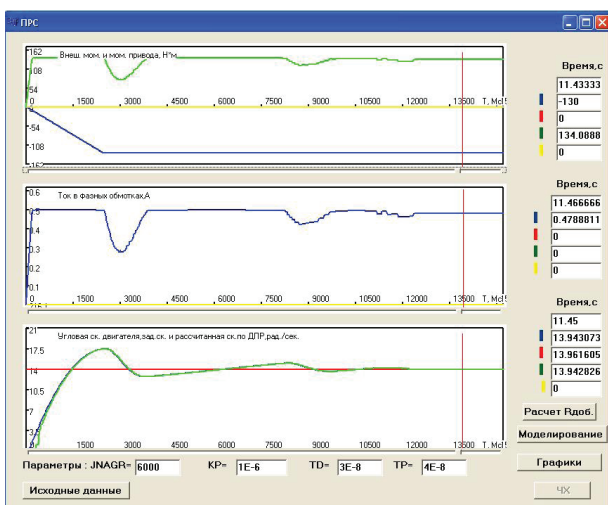
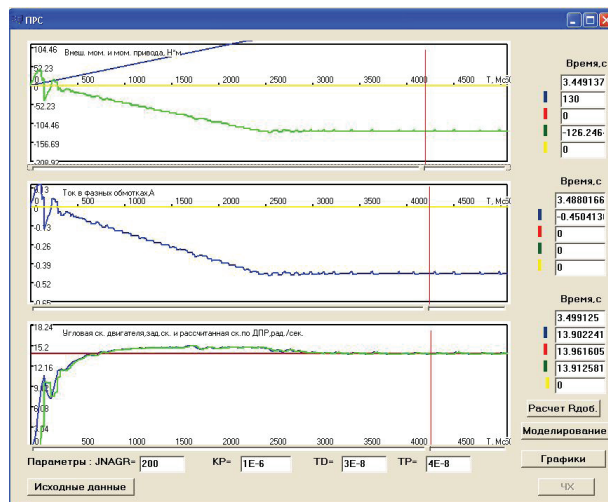
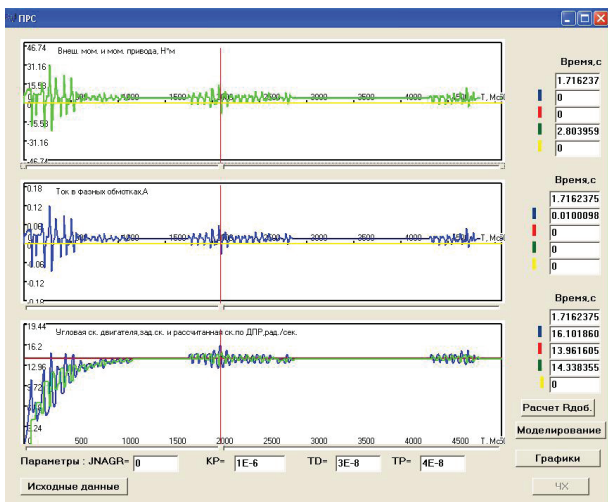
Наиболее приемлемым является вариант управления № 1 с коэффициентами ПИД-регулятора:

$$k_p = 1 \cdot 10^{-6} \text{ с}^2; \quad k_d = 2,8 \cdot 10^{-8} \text{ с}^3; \quad k_i = 3,5 \cdot 10^{-8} \text{ с}.$$

Он обеспечивает отработку скорости с точностью 5 % при воздействии постоянного момента на валу привода при моменте инерции в диапазоне от 0 до $6 \times 10^3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$. Так же этот вариант имеет приемлемые результаты при внешнем моменте, имеющем экспоненциальную составляющую 50 Н·м и синусоидальную с амплитудой 80 Н·м частотой 1,5 Гц. Ошибка по скорости при этом обусловлена действием внешнего момента и по частоте совпадает с частотой внешнего момента.

Этот вариант управления прост при реализации в ПО блока электроники по сравнению с вариантами 2 и 3.

На рис. 1–6 показаны графики переходных процессов, полученные в результате моделирования. Графики отображают переходные процессы



при медленном нарастании момента от 0 до максимального, а также поведение привода при воздействии синусоидальной нагрузки. В табл. 2 у соответствующего варианта моделирования указаны номера рисунков.

В результате с помощью методов математического моделирования установлен оптимальный вариант системы управления для поддержания заданной скорости, при различной величине и характере внешней нагрузки. В качестве дальнейшего улучше-

ния системы управления можно рассмотреть разработку алгоритма управления с замыканием системы не только по угловой скорости, но и по ускорению для гашения внешнего момента. При этом возникают трудности вычисления ускорения — замыкание по ДПР не позволяет сделать это с необходимым мелким шагом, а для вычисления ускорения по току потребуется двигатель со стабильными характеристиками, что влечет за собой повышение точности изготовления, отбраковку деталей и как следствие значительное увеличение себестоимости. При этом предстоит определить реальные разбросы параметров двигателя и влияние разброса каждого из параметров двигателя на характеристики переходного процесса. Также можно продолжить работы над алгоритмом с переменным шагом — разработать методику расчета оптимальных коэффициентов регулятора для этого случая.

Библиографический список

1. Кузовкин В. А., Филатов В. В., Чумаева М. В. Моделирование бесконтактного электродвигателя постоянного тока в среде MULTISIM // Вестник МГТУ «Станкин». 2012. № 1 (18). С. 88–93.
2. Kröger G. Kollektorlose Gleichstrommotoren // Archiv für technischen Messen (ATM), April 1968. P. 79–82.
3. Бельский Ю. М., Зеленков Г. С., Микеров А. Г. Опыт разработки и применения бесконтактных моментных приводов. Л.: ЛДНТП, 1987. 28 с.
4. Столов Л. И., Афанасьев А. Ю. Моментные двигатели постоянного тока. М.: Энергоатомиздат, 1989. 224 с. ISBN 5-283-00497-X.
5. Кенио Т., Нагамори С. Двигатели постоянного тока с постоянными магнитами / пер. с англ. А. Ю. Черкашина. М.: Энергоатомиздат. 1989. 184 с. ISBN 5-283-02464-4.
6. Боровиков М. А., Доманов В. И., Нашатыркин В. Е. Следящий вентильный электропривод с вычислителями координат по сигналам датчика положения ротора // Электричество. 1990. № 10. С. 76–80.
7. Цаценкин В. К. Безредукторный автоматизированный электропривод с вентильными двигателями. М.: Изд-во МЭИ, 1991. 240 с. ISBN 5-7046-0022-0.
8. Соловьев В. А. Вентильный электродвигатель с обратной связью по токам фазных обмоток // Электричество. 1995. № 1. С. 56–61.
9. Микросхемы для управления электродвигателями-2: справ. / сост. Казначеев В. А. М.: ДОДЭКА, 2010. 288 с. ISBN 978-5-87835-057-0.
10. Овчинников И. Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе (малая и средняя мощность). СПб.: КОРОНА-Век, 2007. 336 с.
11. Shen J., Qin X.; Wang Y. High-speed permanent magnet electrical machines applications, key issues and challenges // Ces Transactions On Electrical Machines And Systems. 2018. Vol. 2 (1). P. 23–33. DOI: 10.23919/TEMS.2018.8326449.
12. Розно Ю. Н., Соболев Л. Б. Исследование электрических процессов в бесколлекторных двигателях постоянного тока // Электронная техника в автоматике: сб. ст. 1985. Вып. 16. С. 191–211.
13. Косулин В. Д., Михайлов Г. Б., Омельченко В. В. [и др.]. Вентильные электродвигатели малой мощности для промышленных роботов. Л.: Энергоатомиздат, 1988. 184 с. ISBN 5-283-04399-1.
14. Padmaraja Yedamale. Brushless DC Motor Control Using PIC18FXX31 MCUs (AN 899). Microchip Technology Inc., 2004. 26 p.
15. Kun X., Lu J., Bi C. [et al.]. Dynamic commutation torque-ripple reduction for brushless DC motor based on quasi-Z-source net // IET Electric Power Applications. 2016. Vol. 10 (9). P. 819–826. DOI: 10.1049/iet-epa.2016.0219.
16. Сизякин А., Румянцев А. Без датчика положения ротора: решение компании IR для управления вентильными двигателями // Новости электроники. 2011. № 10. С. 22–28.
17. Москаленко В. В. Современные системы автоматизированного электропривода. М.: Высшая школа, 2010. 208 с.
18. Гостев В. И. Системы управления с цифровыми регуляторами: Справочник. Киев: Тэхника, 1990. 280 с. ISBN 5-335-00369-3.

МАЧУЛИН Павел Сергеевич, аспирант кафедры «Автоматизация и робототехника».
Адрес для переписки: vvpavlin@mail.ru

Для цитирования

Мачулин П. С. Исследование вариантов управления синхронным бесколлекторным двигателем посредством математического моделирования // Омский научный вестник. 2018. № 6 (162). С. 247–252. DOI: 10.25206/1813-8225-2018-162-247-252.

Статья поступила в редакцию 23.10.2018 г.
© П. С. Мачулин