

Fractional Integral-Differentiating Control in Speed Loop of Switched Reluctance Motor

Busher V.V., Goroshko V.V.

Odessa National Polytechnic University, Odessa, Ukraine

Abstract. This paper deals with the feedback speed control of a switched reluctance motor using the fractional-order controller. Due to the polar-pole construction and pulsed power windings, at which saturation of the magnetic system occurs, standard PI or PID controllers based on motor description with differential equations of integer order have led to significant errors and inaccuracies in the dynamic and static modes. The purpose of the work is optimization of dynamic and static modes using fractional integral proportional controllers. The goal was achieved by solving the problem of identifying a switched reluctance motor based on the fractional order differential equations with a power of 0.7, parameters found by genetic algorithms. It allowed taking into account the nonlinear dependences of the magnetic flux and torque so that the object behaved like a linear one. Then it became possible to synthesize controllers with a fractional order of integration and differentiation based on standard methods of the theory of the automatic control. It was shown that the parameters of the model changed with voltage regulation. The behavior of a closed system was compared when tuning the speed loop to the technical optimum and fractional order of astaticism $1+\mu$, taking into account such changes in the control object. Significance of the results consisted in the fact that the fractional order controllers using a motor model based on a fractional-order differential equation ensured a high quality system (the minimum of the first matching time, the overshoot was no more than 2%), unattainable with classical PID controllers.

Keywords: switched reluctance motor, fraction calculus, controller with fraction order, parameter identification, fractional astaticism, genetic algorithm.

DOI: 10.5281/zenodo.3239166

Controlere cu ordine fracționată de integrare și diferențiere în conturul vitezei unui motor electronic-reactiv

Busher V.V., Goroshko V.V.

Universitatea Politehnică Națională din Odessa, Odessa, Ucraina

Rezumat. S-a studiat sistemul de control al vitezei unui motor electronic-reactiv, ce are ca particularitate saturația sistemului magnetic datorită structurii cu poli evidențiați și alimentării în impuls a înfășurărilor. Descrierea motorului utilizând ecuațiile diferențiale de ordin întreg și utilizarea controlorilor standard PID conduce la erori semnificative și la o precizie redusă a controlului. Scopul lucrării este optimizarea regimurilor dinamice și statice folosind controlere proporționale integrale fracționare. Realizarea obiectivului se atinge prin rezolvarea problemei identificării modelului motorului electronic-reactiv construit pe baza unor ecuații diferențiale de ordin fracționar, care permit să se țină seama de dependențele neliniare ale fluxului magnetic și ale cuplului, astfel încât obiectul să se comporte ca unul liniar. Apoi, devine posibilă sintetizarea regulatorilor cu o ordine fracționată de integrare și diferențiere bazată pe metode standard ale teoriei controlului automat. Ca urmare a studiilor, a fost obținut un model fracțional-aperiodic de ordinul 0.7, parametrii cărora au fost determinați folosind algoritmi genetici. Sunt date dependențele câștigului și ale constantei de timp cu mărimea tensiunii aplicate, care sunt utilizate pentru corectarea parametrilor controlerului în funcție de mărimea referinței vitezei. Se compară comportamentul unui sistem închis la setările conturului de viteză pentru modulul optimului și astaticism de ordinul $1+\mu$. Simularea a fost realizată cu sarcină de tip ventilator la diferite tensiuni aplicate și unghiuri constante de pornire și oprire ($7,5^\circ$ și respectiv $22,5^\circ$). Este important ca cei mai buni indicatori ai proceselor tranzitorii sunt asigurați de regulatori cu componente fracționate integrate atunci când se instalează un sistem cu o ordine fracționată de astaticism de 1.7.

Cuvinte-cheie: motor electronic-reactiv, calcul fracționat, controler cu ordine fracționată, identificare parametru, astaticism fracționat, algoritm genetic.

**Регуляторы с дробным порядком интегрирования и дифференцирования в контуре скорости
вентильно-реактивного двигателя
Бушер В. В., Горошко В. В.**

Одесский национальный политехнический университет, Одесса, Украина

Аннотация. Исследована система управления скоростью вентильно-реактивного двигателя, особенностью которого из-за явнополюсной конструкции и импульсного питания обмоток является насыщение магнитной системы. Описание двигателя с помощью дифференциальных уравнений целого порядка и применение стандартных ПИД-регуляторов приводит к возникновению существенных погрешностей и снижению точности управления. Цель работы – оптимизация динамических и статических режимов с помощью дробных интегрально-пропорциональных регуляторов. Достижение цели обеспечено за счет решения задачи идентификации вентильно-реактивного двигателя моделью, построенной на базе дифференциальных уравнений дробного порядка, которые позволяют учесть нелинейные зависимости магнитного потока и крутящего момента так, что объект ведет себя подобно линейному. Тогда становится возможным синтез регуляторов с дробным порядком интегрирования и дифференцирования на основании стандартных методов теории автоматического управления. В результате исследований получена дробно-апериодическая модель порядка 0.7, параметры которой определены с помощью генетических алгоритмов. Приведены зависимости коэффициента усиления и постоянной времени от величины приложенного напряжения, которые используются для коррекции параметров регулятора в зависимости от величины задания скорости. Сопоставлено поведение замкнутой системы при настройках контура скорости на модульный оптимум и астатизм порядка $1 + \mu$. Проведено моделирование с вентиляторной нагрузкой при разных приложенных напряжениях и постоянных углах включения и выключения (7.5° и 22.5° соответственно). Важно, что наилучшие показатели переходных процессов (минимальное время первого согласования, перерегулирование не более 2 %) обеспечивают регуляторы с дробно-интегральными составляющими при настройке системы с дробным порядком астатизма 1.7. Значимость результатов заключается в том, что синтез дробно-интегрирующих регуляторов с использованием динамической модели двигателя на базе дифференциального уравнения дробного порядка обеспечивает высокое качество системы, недостижимое с помощью классических ПИД-регуляторов.

Ключевые слова: вентильно-реактивный двигатель, дробное исчисление, регулятор с дробным порядком, идентификация параметров, дробный астатизм, генетический алгоритм.

ВВЕДЕНИЕ

Область применения вентильно-реактивных двигателей (ВРД) в последние годы существенно расширилась, о чем свидетельствует активный рост патентов, связанных с этим направлением исследований [1, 2]. Причины такой активности объясняются тем, что производство ВРД и используемые материалы оказываются дешевле даже производства асинхронных двигателей (в роторе нет обмоток, в статорной обмотке используется меди на 40-50 % меньше), технология изготовления проще. В среднем, при одинаковых электрических и массогабаритных характеристиках, ВРД имеет в 4 раза меньшую стоимость, более широкий диапазон скоростей вращения, более высокий диапазон рабочих температур, чем вентильные двигатели с постоянными магнитами [3]. Причиной данных достоинств является явнополюсная структура этих двигателей со стороны статора и ротора. Но это же одновременно становится недостатком, так как электромеханический

преобразователь работает в импульсном режиме, что приводит к акустическим шумам, а магнитное насыщение усложняет управление из-за нелинейных зависимостей [2].

Использование классических линейных PID-регуляторов не обеспечивает желаемое качество переходных процессов, так как дифференциальные уравнения, описывающие динамические процессы в ВРД, нелинейны и изменяются в зависимости от угла поворота и скорости вращения [4]. Поэтому необходимо усложнять структуру и подбирать параметры регуляторов.

Публикаций, связанных с управлением ВРД, достаточно много. Например, в контуре момента (тока) наиболее перспективными считаются методы TSF (torque shared function) и DITC (direct instantaneous torque control) [5 – 7]. В контуре скорости используются нелинейные PID-регуляторы [8], а также интеллектуальные методы контроля, такие как fuzzy-регуляторы [9], нейронные сети [10] и комбинации этих методов [11 – 13]. Однако данные методы трудоемки, требуются

определенные навыки для настройки систем управления.

В последние десятилетия все более активно применяют дробное исчисление в технике и в теории автоматического управления (ТАУ). Одной из причин является то, что дробный порядок дифференциальных уравнений точнее описывает некоторые физические процессы (акустика, электроника, термодинамика и многие другие) [14 – 16], особенно те, в математической модели которых присутствуют степенные зависимости. Также $PI^{\mu}D^{\nu}$ -регуляторы с дробным порядком интегрирования и дифференцирования дают возможность выбора дополнительных параметров γ и μ . Другим достоинством таких регуляторов является повышенный запас устойчивости по сравнению с целочисленными PID. Так как синтез регуляторов с дробной степенью схож с традиционными методами, то это упрощает поиск коэффициентов для отдельных составляющих этих регуляторов.

Однако есть трудности с реализацией дробных интегрально-дифференцирующих регуляторов в микропроцессорных системах, обусловленные необходимостью хранения максимально больших массивов данных и коэффициентов, и вычисления суммы их попарных произведений. Соответственно, существенно увеличиваются затраты процессорного времени и возрастают требования к объемам памяти и производительности процессоров. Но благодаря использованию новых методов аппроксимации [17 – 20], становится возможным применение таких регуляторов и для управления быстродействующими процессами и системами.

Цель работы – синтез системы управления вентильно-реактивным двигателем на базе дробных интегрально-пропорциональных регуляторов, обеспечивающих повышение качественных показателей работы в динамических и статических режимах.

Для достижения этой цели необходимо решить задачу идентификации вентильно-реактивного двигателя моделью, построенной на базе дифференциальных уравнений дробного порядка, которые позволят учесть нелинейные зависимости магнитного потока, крутящего момента, вентиляторный характер нагрузки.

Это позволит решить вторую задачу – синтезировать регуляторы с дробным

порядком интегрирования и дифференцирования на основании стандартных методов теории автоматического управления.

I. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КОНТУРА СКОРОСТИ ВЕНТИЛЬНО-РЕАКТИВНОГО ДВИГАТЕЛЯ

Для упрощения описания процесса преобразования энергии были сделаны следующие допущения в модели электродвигателя:

- фазы магнито-изолированы друг от друга;
- при определении суммарного момента, действующего на ротор, применяется принцип суперпозиции;
- идеализированы силовые ключи;
- внутреннее сопротивление источника равно нулю;
- снижением момента ротора от сопротивления воздуха пренебрегаем.

Данные допущения позволяют рассматривать каждую фазу по отдельности и развиваемый момент каждой из них суммировать с остальными. Дифференциальные уравнения для отдельной фазы:

$$\begin{cases} u_{ph} = i_{ph} R_{ph} + \frac{d\Psi_{ph}}{dt} \\ T_{ph} = T_s + T_{idle} + J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt} \\ \Psi_{ph} = f(i_{ph}, \Theta) \\ T_{ph} = f(i_{ph}, \Theta) \end{cases} \quad (1)$$

где $u_{ph}, i_{ph}, R_{ph}, \Psi_{ph}, T_{ph}$ – напряжение, ток, сопротивление, потокосцепление, момент фазы соответственно.

T_s – момент сопротивления на валу двигателя;

T_{idle} – момент холостого хода;

J_{Σ} – суммарный момент инерции, приведенный к валу;

Θ – угловое положение; ω – угловая частота вращения; t – время.

Так как $\Psi_{ph} = L_{ph} i_{ph}$ и нас интересует только контур момента, поэтому можно записать

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{ph}}{dt} = i_{ph}R_{ph} - u_{ph} \\ i_{ph} = \frac{\Psi_{ph}}{L_{ph}} \\ L_{ph} = f(i_{ph}, \Theta) \\ T_{ph} = f(i_{ph}, \Theta) \end{cases} \quad (2)$$

Зависимость момента $T_{ph} = f(i_{ph}, \Theta)$ и индуктивности $L_{ph} = f(i_{ph}, \Theta)$ от углового положения и тока фазы, получены методом конечных элементов в программе FEMM. В качестве исходных данных выступал двигатель с 8/6 полюсами в статоре и роторе, напряжением обмоток 24.2 V,

сопротивлением фазы 0.68Ω и моментом инерции ротора $7.3 \cdot 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$.

Исходя из системы уравнений (2), можно построить структурную схему для одной фазы, изображенную на рис. 1, а. По принципу суперпозиции, общая структурная схема модели ВРД составлена из четырех таких блоков (рис. 1, б). На входы $u_A \dots u_D$ подается напряжение в зависимости от угла поворота ротора полумостовым инвертором, а через блок «selector» определяется относительное угловое положение для каждой из фаз.

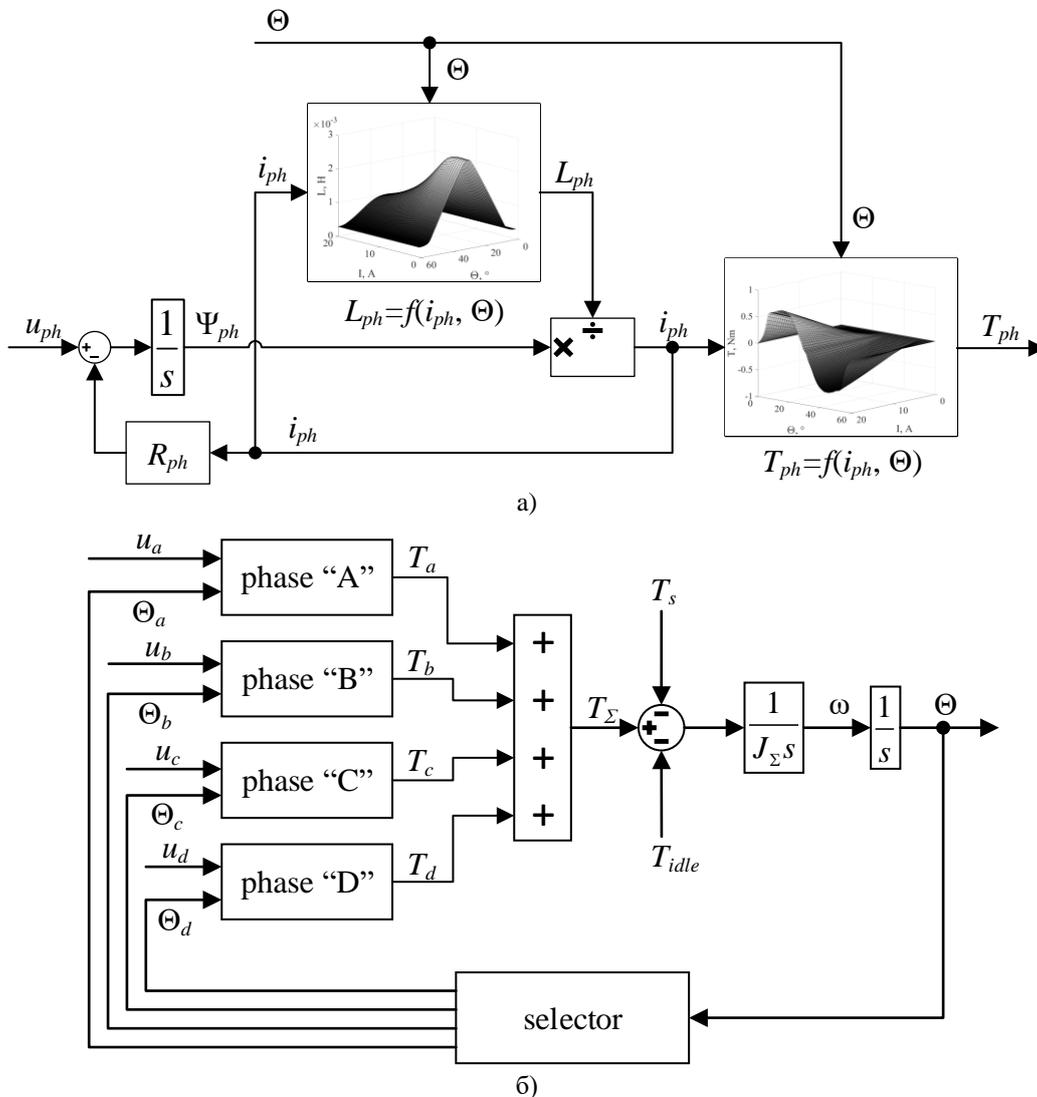


Рис. 1. Структурные схемы одной фазы (а) и вентильно-реактивного двигателя (б).¹

¹ Appendix 1

Очевидно, что модель включает в себя нелинейные зависимости, которые существенно усложняют процедуру синтеза регуляторов.

II. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ДРОБНО-ИНТЕГРАЛЬНОГО ИСЧИСЛЕНИЯ

Идея интеграла или производной дробного порядка зародилась еще в 17-м веке для устранения разрывов этого параметра. Математическое определение дают так называемые формы Римана-Лиувилля (RL-формы), Грюнвальда-Летникова (GL-формы), Капуто, Вейля, Эрдели-Кобера [21].

Так, например, для дробного дифференцирования в GL-форме необходимо выполнять расчет по формуле:

$${}_a D_t^\gamma f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{-\gamma} \sum_{j=0}^{\lfloor \frac{t-a}{h} \rfloor} (-1)^j \binom{\gamma}{j} f(t-jh) \quad (3)$$

где a, t – границы вычисления; $\gamma \in R$ – дробная степень.

Для дробного интегрирования RL-форма принимает следующий вид:

$${}_a I_t^\gamma f(t) = \frac{1}{\Gamma(\gamma)} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{1-\gamma}} d\tau \quad (4)$$

где $\Gamma()$ – гамма функция.

RL-форма для дробной производной записывается следующим образом:

$${}_a D_t^\gamma f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\lambda)} \frac{d^n}{dt^n} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\lambda-n+1}} d\tau \quad (5)$$

Основной особенностью решений дробно-дифференциальных уравнений является их тесная связь со степенными функциями и бесконечными рядами. А в математике такие же функции описывают хаотические динамические системы, фракталы в виде объектов с дробной пространственной размерностью, к которым относятся пористые мембраны и фильтры, электроды аккумуляторов и суперконденсаторов, эффекты «памяти» и многое другое [22]. А также очень хорошо описывается поведение нелинейных объектов со степенными или близкими к ним зависимостями, к которым, очевидно, можно отнести и ВРД.

Анализ и синтез систем дробного порядка методами ТАУ позволяет выполнять преобразование Лапласа, которое для дробного порядка [23] может быть определено следующим образом:

$$L\{D^\gamma f(t)\} = s^\gamma F(s) \quad (6)$$

Следовательно, система с одним входом и одним выходом может быть описана передаточной функцией дробного порядка:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_m s^{\beta_m} + \dots + b_1 s^{\beta_1} + b_0 s^{\beta_0}}{a_n s^{\gamma_n} + \dots + a_1 s^{\gamma_1} + a_0 s^{\gamma_0}} \quad (7)$$

где y, u – выходной и входной сигналы соответственно.

III. ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИЕЙ С ДРОБНЫМ ПОРЯДКОМ

Проведем моделирование с разными приложенными к двигателю напряжениями и вентиляторной нагрузкой. При этом углы включения и отключения равны $\alpha_{on} = 7.5^\circ$, $\alpha_{off} = 22.5^\circ$. На рис. 2 изображены переходные процессы скорости ВРД при напряжениях 6, 12, 18 и 24 V.

На основании полученных данных проведена идентификация объекта управления, как дробно-апериодического звена с передаточной функции и $\mu = 0.7$:

$$W_{co} = \frac{K}{a_0 s^{\mu} + 1} \quad (8)$$

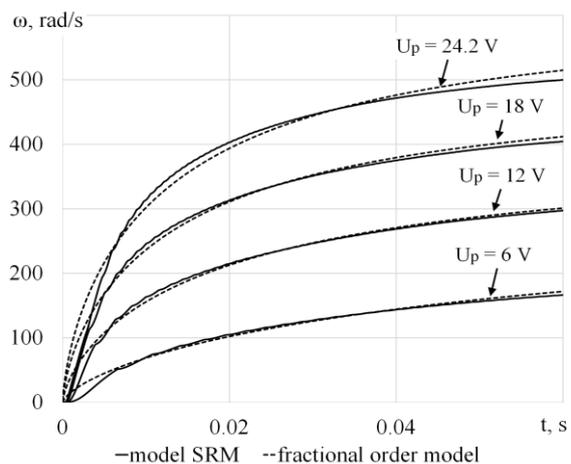


Рис. 2. Переходные процессы скорости с различными приложенными напряжениями. ²

Для определения неизвестных коэффициентов в (8) использован генетический алгоритм, в котором при селекции выбран турнирный метод, новые особи наследовали гены родителей путем равномерного скрещивания, вероятность мутации в хромосоме – 20 % [24, 25]. Оценкой приспособленности особи служила среднеквадратическая ошибка F . Результаты идентификации сведены в табл. 1.

Таблица 1.³

Результаты идентификации передаточной функции (8).⁴

Constant	u_{ph}, V			
	6	12	18	24.2
a_0	0.18	0.082	0.062	0.059
K	54.26	33.47	28.25	25.91

Как видно из рис. 2, переходные процессы в модели двигателя и рассчитанные по передаточной функции (8) достаточно близки, отличиями в начальные интервалы времени можно пренебречь (чтобы не усложнять модель дополнительными слагаемыми в знаменателе). Из табл. 2 можно заметить, что в передаточной функции (8) параметры (a_0, K) изменяются в зависимости от приложенного к обмоткам напряжения. Для компенсации этого при синтезе регуляторов будем также изменять их коэффициенты в зависимости от сигнала задания.

III. СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРОВ СКОРОСТИ

Найдем передаточную функцию регулятора скорости, включенного последовательно с преобразователем и двигателем (структурная схема контура изображена на рис. 3). Здесь $u_{ref}, u_{ss}, \Delta u_r, u_{reg}, u_m, \omega$ – сигналы задания скорости, обратной связи и ошибка, выходной сигнал регулятора, напряжение и скорость двигателя соответственно. Также

$$W_{sr}(s), \quad W_{ss}(s) = k_{ss}, \quad W_{conv}(s) = \frac{k_{conv}}{T_{\mu s} s + 1},$$

$$W_{co}(s) = \frac{K}{a_0 s^{\mu} + 1} \quad \text{– передаточные функции}$$

регулятора скорости, датчика скорости, преобразователя и объекта управления соответственно.

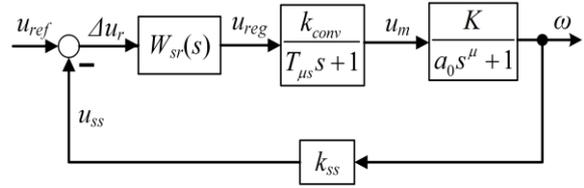


Рис. 3. Структурная схема замкнутого контура скорости.⁵

Исходя из настроек на модульный оптимум, передаточная функция регулятора будет следующей:

$$W_{op.s}^{mo}(s) = \frac{1}{2T_{\mu s} s (T_{\mu s} s + 1)} = W_{sr}^{mo}(s) \frac{k_{conv}}{(T_{\mu s} s + 1)} \frac{K}{(a_0 s^{\mu} + 1)} k_{ss} \quad (9)$$

откуда

$$W_{sr}^{mo}(s) = \frac{1}{2T_{\mu s} s (T_{\mu s} s + 1)} \frac{(T_{\mu s} s + 1)(a_0 s^{\mu} + 1)}{k_{ss} k_{conv} K} \quad (10)$$

После преобразований получим:

$$W_{sr}^{mo}(s) = K_1 s^{\mu-1} + K_2 s^{-1} \quad (11)$$

где коэффициенты

$$K_1 = \frac{a_0}{a T_{\mu s} k_{ss} k_{conv} K}, K_2 = \frac{1}{a T_{\mu s} k_{ss} k_{conv} K}, a = 2. \quad (12)$$

Также настроим систему управления на дробный астатизм порядка $1 + \mu$, $\mu \in (0; 1)$, при котором повышается не только статическая, но и динамическая точность контура. Передаточная функция разомкнутой системы должна быть следующей:

$$W_{op.s}^{fo}(s) = \frac{b T_{\mu s} s + 1}{a b T_{\mu s}^{\mu} s^{\mu}} \frac{1}{(T_{\mu s} s^{\mu} + 1)} = W_{sr}^{fo}(s) \frac{k_{conv}}{(T_{\mu s} s + 1)} \frac{K}{(a_0 s^{\mu_{co}} + 1)} k_{ss} \quad (13)$$

где значения a и b приближенно выбираются по следующим соотношениям:

$$\begin{cases} (ba) \approx \exp(-10.27 + 7.831\mu), \\ b \approx 7.336 + 0.792(ba) + 3.83 \ln(ba) \end{cases} \quad (14)$$

откуда

$$W_{sr}^{fo}(s) = K_1 s^{\mu_{co}+1-\mu} + K_2 s^{1-\mu} + K_3 s^{\mu_{co}-\mu} + K_4 s^{-\mu} \quad (15)$$

При $\mu_{co} = 0.7$ и $\mu = 1.7$ выражение упрощается:

$$W_{sr}^{fo}(s) = K_1 + K_2 s^{-\mu_{co}} + K_3 s^{-1} + K_4 s^{-1} s^{-\mu_{co}} \quad (16)$$

где коэффициенты

$$K_1 = \frac{bT_{\mu s} a_0}{abT_{\mu s}^{\mu} k_{conv} k_{ss} K}, K_2 = \frac{bT_{\mu s}}{abT_{\mu s}^{\mu} k_{conv} k_{ss} K} \quad (17)$$

$$K_3 = \frac{a_0}{abT_{\mu s}^{\mu} k_{conv} k_{ss} K}, K_4 = \frac{1}{abT_{\mu s}^{\mu} k_{conv} k_{ss} K}$$

На рис. 4 изображены результаты моделирования с передаточными функциями (11) и (16) при заданиях скорости 100, 200, 300, 400 и 500 rad/s.

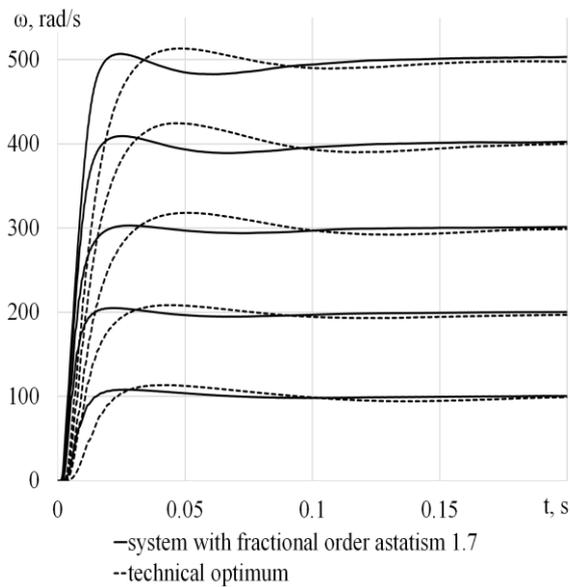


Рис. 4. Графики переходных процессов скорости с настройкой на технический оптимум (пунктир) и дробный порядок астатизма $1 + \mu$ (сплошная линия).⁶

Видно, что форма и качественные показатели переходных процессов системы сохраняются примерно одинаковыми при разных заданиях скорости в большом диапазоне регулирования, то есть система ведет себя подобно линейной – это подтверждает возможность применения методов дробно-интегрального исчисления для такого объекта управления, как ВРД. Если сравнивать настройки регулятора на модульный оптимум и дробный астатизм 1.7,

то именно второй вариант дает лучшее время первого согласования и меньшее перерегулирование. Для оптимизации переходного процесса необходимо изменять параметры регуляторов (11) или (16) в зависимости от задания скорости, причем достаточно учитывать три поддиапазона – 0...250, 250...350, 350...500 rad/s, пересчитывая коэффициенты в (12) или (17) с учетом зависимости параметров a_0 и K от сигнала задания (табл. 2).

Таблица 2.⁷
Зависимость параметров от сигнала задания.⁸

Constant	$\omega_{ref}, \text{ rad/s}$		
	0...250	250...350	350...500
a_0	0.177	0.0817	0.059
K	54.257	33.472	25.908

Также в целях проверки проведено моделирование реакции системы на ступенчатое изменение сигнала задания: $0 \rightarrow 150 \rightarrow 300 \rightarrow 450 \text{ rad/s}$ (рис. 5).

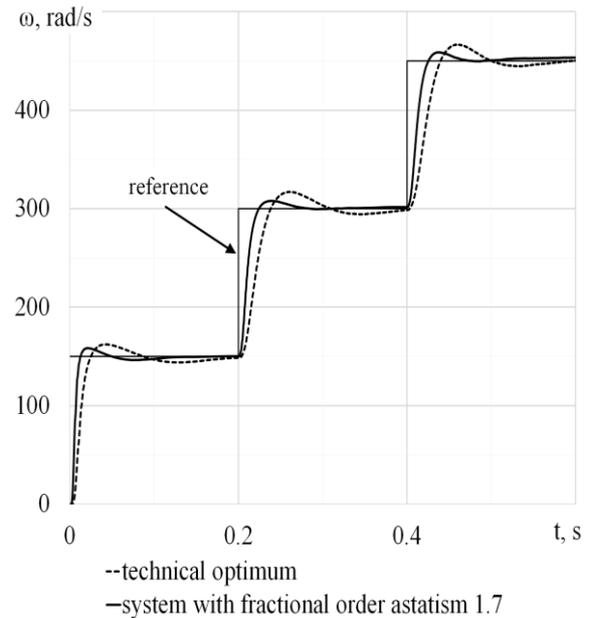


Рис. 5. Переходные процессы при ступенчатом изменении сигнала задания.⁹

Графики на рис. 5 подтверждают, что качественные показатели переходных процессов сохраняются и соответствуют эталонным (рис. 4). Лучшие результаты обеспечиваются при настройке контура с дробным порядком астатизма.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Проведено моделирование вентильно-реактивного двигателя при разных приложенных к обмоткам напряжениях и по полученным данным проведена динамическая аппроксимация ВРД передаточной функцией дробно-аперiodического звена

$$W_{co}(s) = \frac{K}{a_0 s^\mu + 1}.$$

2. Показано, что при разных напряжениях параметры аппроксимирующей функции изменяются, поэтому коэффициенты регуляторов необходимо пересчитывать в зависимости от задания скорости.

3. Показано, что наилучшие показатели переходных процессов (минимальное время первого согласования, перерегулирование не более 2 %) обеспечивают регуляторы с дробно-интегральными составляющими при настройке системы с дробным порядком астатизма $1 + \mu$ (1.7).

APPENDIX 1 (ПРИЛОЖЕНИЕ 1)

¹**Fig. 1.** Block diagram of one phase (a) and SRM (b).
²**Fig. 2.** Transients with different applied voltages.
^{3,4}**Table 1.** Results of identification of transfer functions (8).
⁵**Fig. 3.** Block diagram of the speed closed loop.
⁶**Fig. 4.** Transients of speed with tuning on technical optimum (dotted line) and fractional astaticism $1 + \mu$ (solid line).
^{7,8}**Table 2.** Dependence of parameters on the reference signal.
⁹**Fig. 5.** Transients at step of a reference signal.

Литература (References)

[1] Kuznetsov V., Kuz'michev V. Ventil'no-induktornye dvigateli: uchebnoe posobie [Switched reluctance motor: schoolbook]. Moscow, Publisher MEI, 2003. 70 p. (In Russian).
 [2] Miller T. J. E. *Electronic control of switched reluctance motors*. Glasgow, SPEED Laboratory, 2001. 272 p.
 [3] Savvinov P. V., Semenov A. S. Obzor ventil'no-reaktivnyh dvigatelej [Overview of Switched Reluctance]. *Sovremennyye naukoemkie tehnologii - Modern High Technologies*, 2003, no. 8. (In Russian). Available at: <https://top-technologies.ru/pdf/2013/8-2/169.pdf>. (accessed 11.03.2019)
 [4] Krishnan R. *Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design*. New York, CRC Press, 2001. 432 p.

[5] Srinivas Pratapgiri, Prasad Polaki, Venkata Narsimha Direct torque control of 4 phase 8/6 switched reluctance motor drive for constant torque load. *World Journal of Modelling and Simulation*, 2005, vol. 8, no. 3, pp. 185-193.
 [6] Inderka R. B., De Doncker R. W. DITC-direct instantaneous torque control of switched reluctance drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 3, issue 4, 2003. pp. 1046 – 1051.
 [7] Jay Dee, Zhen-Guo Lee, Jin-Woo Ahn Instantaneous Torque Control of SRM with a Logical Torque Sharing Method. *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2007, pp. 1784-1789. doi: 10.1109/PESC.2007.4342271
 [8] Cetin Elmas, Tuncay Yigit Genetic PI controller for a switched reluctance motor drive. *International XII Turkish Symposium on Artificial Intelligence and Neural Networks, TAINN*, 2003.
 [9] J. Xiu, C. Xia, "An application of adaptive fuzzy logic controller for switched reluctance motor drive," in *Proc. IEEE Fuzzy Syst. Knowl. Disc.*, 2007, pp. 154–158.
 [10] Salah Ali, Hany M. Hasanien, Yasser Galal Speed Control of Switched Reluctance Motor Using Artificial Neural Network Controller. *Computational Intelligence and Information Technology: First International Conference, CIIT, Pune, India*, 2011. pp.6-14.
 [11] Xia Changliang, Wang Mingchao Single Neuron PID Control for Switched Reluctance Motors Based on RBF Neural Network. *Proceedings of the CSEE*, vol. 25, no.15, 2005. pp. 161-165.
 [12] Xiu Jie, Xia Changliang GA-Based Adaptive Fuzzy Logic Controller for Switched Reluctance Motor. *Transactions of China Electrotechnical Society*, vol. 22, no.11, 2007. pp. 69-73.
 [13] Hari Prabhu. M, Mahendran. S, Rangarajan. V Fuzzy Logic Based PI Closed Loop Control of Switched Reluctance Motor Drives Using Z-Source Inverter. *International Journal of Engineering Research & Technology*, vol. 2 issue 9, 2013. pp. 2330–2340.
 [14] Novikov V. V, Wojciechowski K. W., Komkova O. A., Thiel T. Anomalous relaxation in dielectrics. Equations with fractional derivatives. *Materials Science-Poland*, vol. 23, no. 4, 2005. pp. 977-984.
 [15] Tarasov V. E. *Fractional Dynamics. Applications of Fractional Calculus to Dynamics of Particles, Fields and Media*. Berlin, Higher Education Press, Beijing and Springer-Verlag, 2010. 505 p. doi: 10.1007/978-3-642-14003-7
 [16] Hilfer R. *Applications of Fractional Calculus in Physics*. New York World Scientific, 2000. 472 p. doi: 10.1142/3779

- [17] Das S., Pan I. *Fractional Order Signal Processing*. Springer Briefs in Applied Sciences and Technology, 2012. 116 p. doi: 10.1007/978-3-642-23117-9
- [18] Busher V. V., Aldairi A. synthesis and technical realization of the control systems with the digital fractional integral-differentiating regulators. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, vol. 4, no. 2, 2018. pp. 63-71. doi: 10.15587/1729-4061.2018.139892
- [19] Marushchak Ya. Yu., Kopchak B. L. Pobudova regulatoriv drobovogo poriadku dlia elektromekhanichnikh system [Controllers Construction of Fractional Order in Electromechanical Systems]. *Elektrotekhnichni ta komp'uterni sistemi – Electromechanical and Computer System*, no. 25, 2017. pp. 26–33. (In Ukrainian) Available at: http://nbuv.gov.ua/UJRN/etks_2017_25_6 (accessed 11.03.2019)
- [20] Chen Y. Q., Moore K. L. Discretization Schemes for Fractional-Order Differentiators and Integrators. *IEEE Transactions on Circuits and Systems. I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 49, no. 3, 2002. pp. 363–367.
- [21] Petráš I. *Fractional Derivatives, Fractional Integrals, and Fractional Differential Equations in Matlab, Engineering Education and Research Using MATLAB*. InTech, 2011. doi: 10.5772/19412
- [22] Uchaikin V. V. *Fractional Derivatives for Physicists and Engineers*. Berlin, Higher Education Press, 2013. 385 p. doi: 10.1007/978-3-642-33911-0
- [23] Podlubny I. *Fractional Differential Equations: An Introduction to Fractional Derivatives*. San Diego, Academic Press, 1999. 340 p.
- [24] David A. Coley. *An Introduction to Genetic Algorithms for Scientists and Engineers*. New Jersey, Word Scientific, 1999. 244 p. doi: 10.1142/3904
- [25] Mitsuo Gen, Runwei Cheng *Genetic Algorithms and Engineering Optimization*. New York, John Wiley and Sons, 2000. 511 p. doi: 10.1002/9780470172261

Сведения об авторах.



Бушер Виктор Владимирович, доктор технических наук, профессор кафедры Электромеханических систем с компьютерным управлением Одесского национального политехнического университета.
E-mail: victor.v.bousher@gmail.com



Горошко Василий Владимирович, аспирант кафедры Электромеханических систем с компьютерным управлением Одесского национального политехнического университета.
E-mail: vas.goroshko@gmail.com