

УДК 621.331

DOI: 10.22213/2410-9304-2022-4-90-97

Факторные модели оптимальных коэффициентов пропорционально-интегрального регулятора на основе имитационного моделирования системы векторного управления гибридного шагового двигателя

П. А. Санников, магистрант, ИжГТУ имени М. Т. Калашникова, Ижевск, Россия

П. В. Лекомцев, кандидат технических наук, доцент, ИжГТУ имени М. Т. Калашникова, Ижевск, Россия

В статье рассмотрено моделирование системы управления электроприводом на основе гибридного шагового двигателя (ГШД) с обратной связью. Реализована модель системы управления ГШД 34HS5435C-02B2, основанная на алгоритме векторного управления. Пропускная способность контура тока составила 1370 Гц, контура скорости – 350 Гц. Применение процедуры оптимизации при определении коэффициентов регуляторов позволило существенно улучшить характеристики динамической системы по сравнению с классическими методами расчета. Критерием оптимизации являлось время переходного процесса и величина перерегулирования при ступенчатом воздействии, а также нулевая статическая ошибка регулирования. Методом регрессионного анализа получены факторные модели оптимальных коэффициентов пропорционально-интегральных (ПИ) регуляторов в контуре скорости для рассматриваемого двигателя при разных моментах сопротивления нагрузки (T_L) и моментах инерции, приведенных к валу двигателя (J). Анализ полученных зависимостей показал, что на пропорциональный коэффициент (K_p) наибольшее влияние оказывает момент нагрузки T_L , на интегральный (K_i) – момент инерции J . Наибольшее значение $K_p = 3,049$ выявлено при $T_L = 10$ Нм, $J = 15 J_m$, наименьшее значение $K_p = 0,03$ при $T_L = 0$ Нм, $J = J_m$, в то время как наибольшее значение $K_i = 1036$ выявлено при $T_L = 10$ Нм, $J = 7,5 J_m$, а наименьшее $K_i = 0,12$ при $T_L = 0$ Нм, $J = J_m$ (J_m – момент инерции вала двигателя). Полученные зависимости можно применять в адаптивных системах управления гибридного шагового двигателя 34HS5435C-02B2, отвечающих требованиям максимальной точности и быстродействия.

Ключевые слова: гибридный шаговый двигатель, векторное управление, обратная связь, ПИ-регулятор, моделирование.

Введение

Гибридные шаговые двигатели (ГШД) широко распространены в промышленных решениях благодаря совокупности характеристик по сравнению с другими типами шаговых двигателей [1]. Чаще всего управление ГШД осуществляется без обратной связи последовательным переключением обмоток статора дискретными импульсами. Данная система управления помимо простоты обладает рядом существенных недостатков [2]. В последнее время при реализации сервоприводов на базе ГШД применяют датчики обратной связи с различными подходами к управлению [3, 4]. Наиболее известным является алгоритм векторного управления [5, 6], который подразумевает независимое регулирование токов во вращающейся системе координат dq и при котором переходные процессы ГШД становятся похожими на переходные процессы двигателя постоянного тока.

Параметры регулятора угловой скорости вращения вала ротора ГШД при векторном управлении во многом зависят от механических

характеристик самого двигателя, а также характера нагрузки.

В работе [7] представлен итеративный метод оптимизации параметров ПИД-регулятора. Приведено сравнение с классическими методами настройки, в результате итеративный метод показал лучшие показатели.

Алгоритм динамического изменения коэффициентов ПИ-регулятора в контуре токов dq при управлении синхронным двигателем с постоянными магнитами представлен в работе [8]. Основной идеей является подстраивание параметров регулятора в заданных пределах при изменении характера нагрузки. Данный алгоритм показал лучшую производительность в сравнении с неизменяемыми коэффициентами ПИ-регулятора.

В работе [9] разработан схожий алгоритм, примененный к векторной системе управления ГШД. Оптимизация коэффициентов ПИ-регулятора производится по ошибке между заданным и измеренным значением угловой скорости вала двигателя.

В данной работе представлена методика получения факторных моделей оптимальных коэффициентов ПИ-регулятора контура скорости в системе управления электроприводом при разных моментах сопротивления нагрузки и моментах инерции, приведенных к валу ГШД. Критерием оптимизации являлось время переходного процесса и величина перерегулирования при имитационном моделировании реакции системы управления на входное ступенчатое воздействие.

Целью настоящего исследования является повышение точности и быстродействия электропривода на основе ГШД.

Методика моделирования и полученные результаты

Математическая модель ГШД во вращающейся системе координат dq представлена следующими уравнениями [10]:

$$L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + pLi_q \omega + u_d, \quad (1)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - pLi_d \omega + u_q - K_m \omega, \quad (2)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = K_m i_q - B\omega - T_{dm} \sin(2p\theta) - T_L, \quad (3)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega, \quad (4)$$

где L – индуктивность обмотки двигателя; R – сопротивление обмотки; i_q, i_d – токи во вращающейся системе координат; u_q, u_d – напряжения во вращающейся системе координат; K_m – моментная конструктивная постоянная; ω – угловая скорость ротора; p – количество пар полюсов двигателя; θ – механический угол поворота ротора; J – суммарный момент инерции; B – коэффициент вязкого трения; T_{dm} – тормозящий момент; T_L – момент сопротивления нагрузки.

Данная математическая модель и система управления ГШД была реализована в программном продукте MATLAB&Simulink (рис. 1).

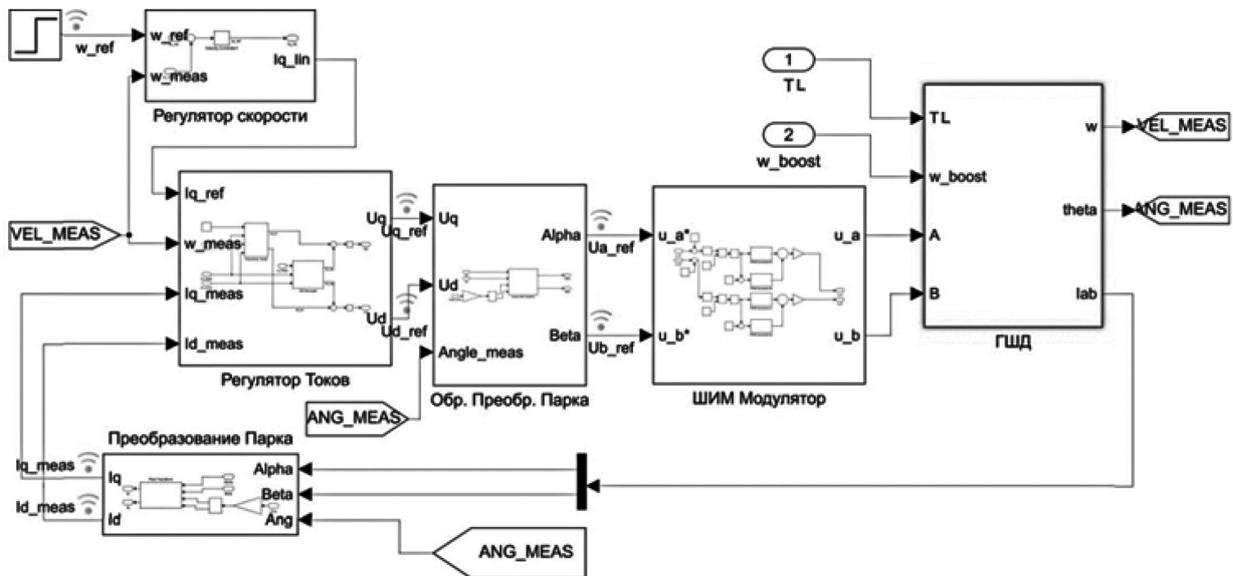


Рис. 1. Имитационная модель системы управления ГШД в Matlab&Simulink

Fig. 1. Matlab&Simulink simulation model of HSM control system

В качестве объекта управления выбран биполярный гибридный шаговый двигатель 34HS5435C-02B2 типоразмера NEMA34, технические характеристики которого представлены в табл. 1.

Таблица 1. Технические характеристики ГШД 34HS5435C-02B2

Table 1. 34HS5435C-02B2 stepper motor parameter values

Параметр	Значение
Индуктивность обмоток L , мГн	22,0
Сопротивление обмоток R , Ом	1,6
Номинальный ток I , А	3,5
Момент инерции J_m , кг·м ²	0,00036
Момент удержания T_h , Нм	10,5
Тормозящий момент T_{dm} , Нм	0,245

Выходной сигнал регулятора скорости поступает в регулятор токов. Из выражений (1), (2) видно, что токи i_q, i_d связаны между собой, также на ток i_q влияет противоЭДС двигателя. Компенсация этой связи представлена следующими выражениями [11]:

$$u_d^{dec} = -Lp\omega i_q, \tag{5}$$

$$u_q^{dec} = -Lp\omega i_d + K_m \omega. \tag{6}$$

Выходные сигналы регулятора токов поступают в ШИМ-модулятор после обратного преобразования Парка [12].

Для регулирования токов применены два ПИ-регулятора (рис. 2).

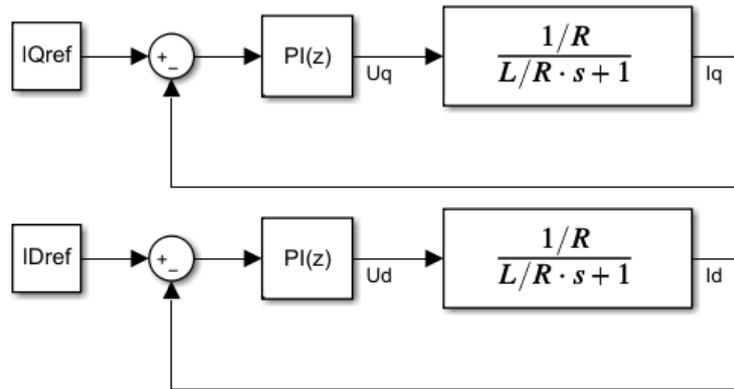


Рис. 2. Упрощенная схема регулирования токов во вращающейся системе координат dq без компенсирования зависимостей между i_d, i_q и противоЭДС

Fig. 2. Simplified current loops scheme without decoupling between i_d, i_q and back emf

Для получения коэффициентов ПИ-регуляторов использован инструмент Control System Designer в MATLAB&Simulink. Критериями оптимизации являлись величина перерегулирования ($S\% < 10\%$) и время переходного процесса ($t_r < 500$ мкс), отражающие реакцию системы на ступенчатое входное воздействие. В результате были получены передаточная

функция регуляторов и частотные характеристики контура регулирования токов (рис. 3):

$$C_i(s) = \frac{260,59(s + 30,84)}{s}. \tag{7}$$

Пропускная способность получившейся системы регулирования тока с обратной связью равна $\omega_{ci} = 1370$ Гц.

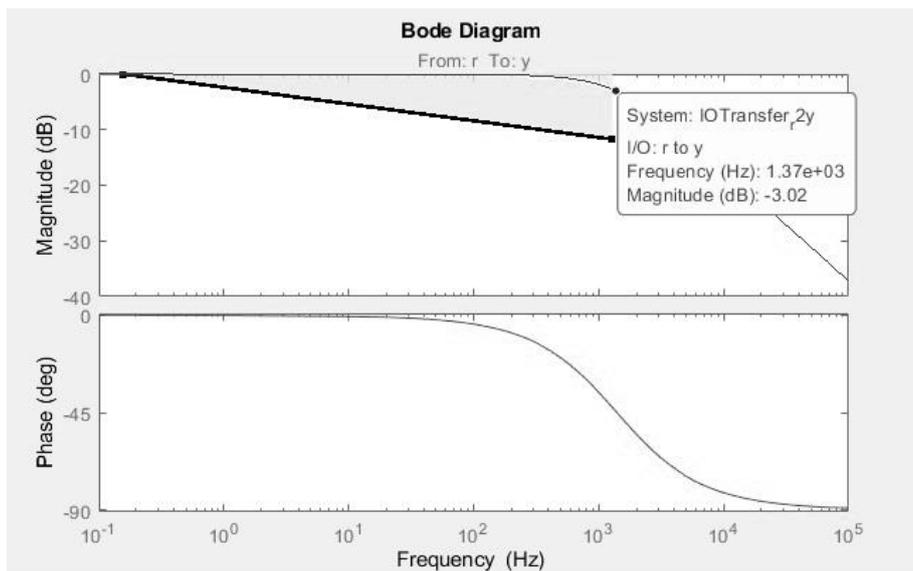


Рис. 3. ЛАФЧХ контура регулирования токов

Fig. 3. Current loops bode diagram

Из механической части математической модели ГШД (3) можно рассматривать влияние тормозящего момента T_{dm} как нелинейное возмущение и не учитывать при синтезе регулятора скорости. На рис. 4 представлена упрощенная

схема системы с регулятором скорости без контура регулирования тока i_d , поскольку он не оказывает влияния на создаваемый электромагнитный момент ГШД.

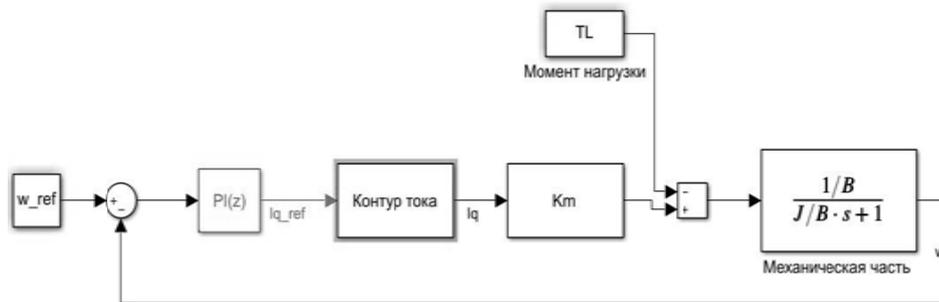


Рис. 4. Упрощенная схема контура скорости

Fig. 4. Simplified rotor speed loop scheme

Для регулирования скорости вращения вала двигателя использован ПИ-регулятор.

Коэффициенты регулятора скорости K_P и K_I зависят от механических параметров системы [13]. На рис. 5 представлены результаты моде-

лирования системы управления при разных моментах сопротивления нагрузки и моментах инерции ГШД с коэффициентами регулятора угловой скорости, которые были предварительно получены при $J = J_m$ и $T_L = 0$ Нм.

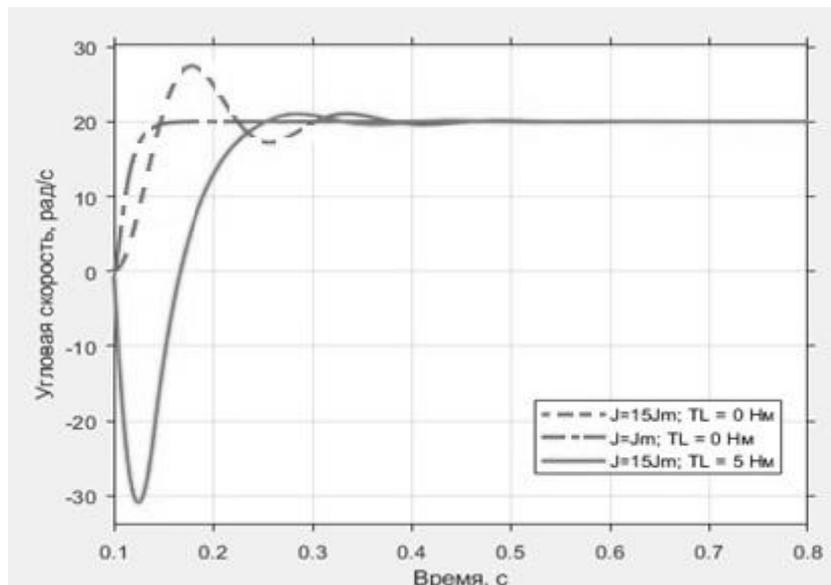


Рис. 5. График угловой скорости ротора ГШД при разных механических параметрах: штрихпунктирная линия – $J = J_m$; $T_L = 0$ Нм; штриховая линия – $J = 15J_m$, $T_L = 0$ Нм; сплошная линия – $J = 15J_m$, $T_L = 5$ Нм

Fig. 5. Speed acquisition with different mechanical parameters: $J = J_m$; $T_L = 0$ Nm (dot-dashed), $J = 15J_m$, $T_L = 0$ Nm (dashed), $J = 15J_m$, $T_L = 5$ Nm (solid)

Из результатов симуляции видно, что при увеличении момента инерции величина перерегулирования достигает $S\% = 40$ %. При наличии постоянного момента сопротивления нагрузки в начальный момент времени вал начинает вращаться в обратную сторону, тем самым время переходного процесса значительно увеличива-

ется. Следовательно, для построения систем управления, отвечающих требованиям максимальной точности и быстродействия, требуется настройка коэффициентов регулятора для различных условий эксплуатации объекта управления.

Нахождение оптимальных коэффициентов ПИ-регулятора скорости при различных механических параметрах системы проводилось в MATLAB (инструмент Control System Designer), далее по ним строились факторные модели второго порядка с использованием ортогонального композиционного плана [14].

Факторами моделей выбраны суммарный момент инерции (J) и момент сопротивления нагрузки двигателя (T_L) с интервалами варьирования, приведенными в табл. 2.

Таблица 2. Уровни варьируемых факторов

Table 2. Levels of factors

Уровни факторов	Факторы процесса	
	Момент инерции J , кгм ²	Момент сопротивления нагрузки T_L , Нм
Интервал варьирования	0,00250	5
Нижний уровень (-1)	0,00036 (J_m)	0
Основной уровень (0)	0,00290 ($7,5J_m$)	5
Верхний уровень (+1)	0,00540 ($15 J_m$)	10

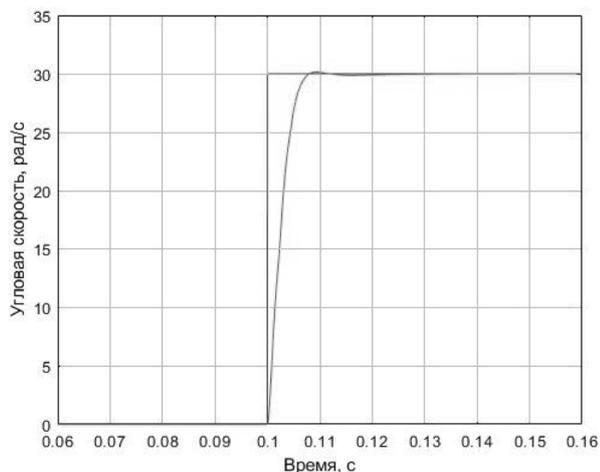
В точках спектра плана были получены оптимальные коэффициенты регулятора. Критериями оптимизации являлись время переходного

процесса, величина перерегулирования при ступенчатом воздействии на регулятор, а также нулевая статическая ошибка регулирования и пропускная способность контура, равная [15]:

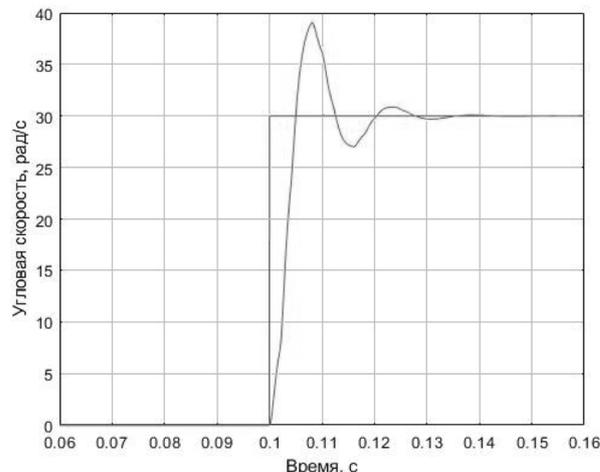
$$\omega_{\text{св}} = \frac{1}{4} \omega_{ci} \approx 350 \text{ Гц.} \quad (8)$$

Для верификации предложенной методики было проведено моделирование системы управления ГШД с оптимальными коэффициентами регулятора скорости и коэффициентами, полученными классическим методом Циглера – Никольса [16, 17]. Эксперимент проведен при следующих механических характеристиках системы: момент инерции $7,5J_m$, момент сопротивления нагрузки 5 Нм. Использованы следующие коэффициенты регулятора: коэффициенты, полученные оптимизатором $K_{PO} = 2,4833$ и $K_{IO} = 814,0020$; коэффициенты, полученные классическим методом $K_{PC} = 3,53$ и $K_{IC} = 784,33$.

На рис. 6 представлены результаты моделирования системы управления ГШД с оптимальными коэффициентами ПИ-регулятора угловой скорости и коэффициентами, полученными классическим методом Циглера – Никольса при задающем воздействии 30 рад/с в момент времени $T = 0,1$ с.



а



б

Рис. 6. Графики угловой скорости вала ротора при задающем воздействии 30 рад/с, моменте инерции $7,5J_m$, моменте сопротивления нагрузки 5 Нм: а – при оптимальных коэффициентах ПИ-регулятора скорости; б – при коэффициентах регулятора, полученных методом Циглера – Никольса

Fig. 6. Speed acquisition at reference value of 30 rad/s, load inertia of $7,5J_m$, load torque of 5 Nm: (a) – optimal PI regulator terms, (б) – Ziegler–Nichols method PI regulator terms

Из представленных выше результатов симуляции видно, что использование оптимизатора позволяет получить отклик на входное воздействие с малым временем переходного процесса без перерегулирования. В то время как второй

переходной процесс имеет абсолютную величину перерегулирования около $S_{\%} = 30$ %. Использование представленной методики позволило существенно улучшить характеристики динамической системы.

Методом регрессионного анализа получены следующие зависимости:

$$K_p = 0,2877 + 383,9J + 0,3856T_L + 34,65JT_L - 21280J^2 - 0,033T_L^2, \quad (9)$$

$$K_I = -147 + 2,342 \cdot 10^5 J + 126,8T_L + 5679JT_L - 4,218 \cdot 10^7 J^2 - 6,602T_L^2. \quad (10)$$

Графическое представление полученных зависимостей приведено на рис. 7.

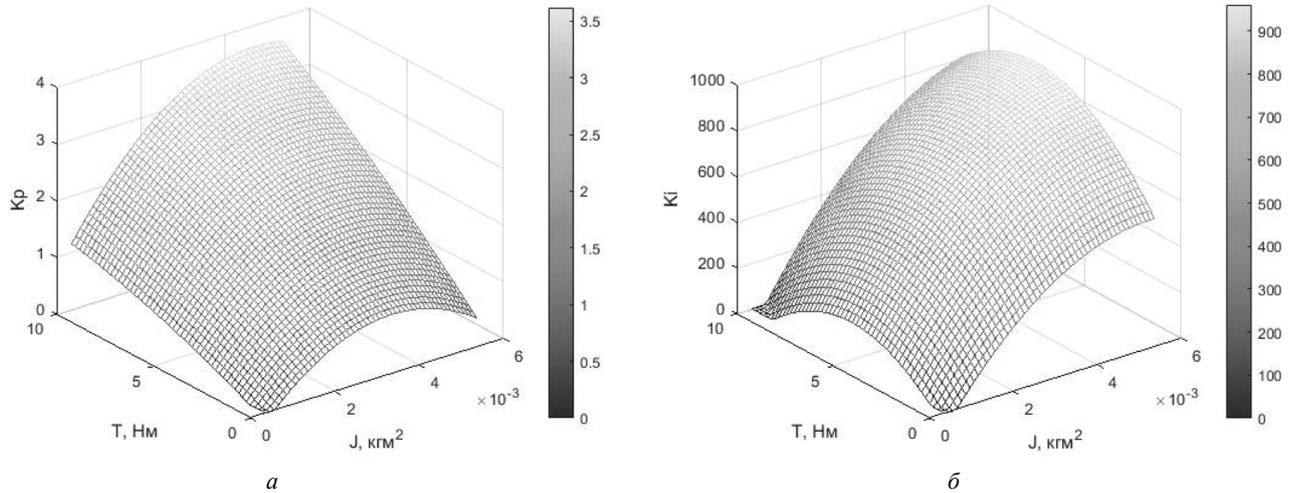


Рис. 7. Поверхности отклика: а – факторной модели коэффициента регулятора K_p ; б – факторной модели коэффициента регулятора K_I

Fig. 7. Response surfaces of: а – K_p term factorial model, б – K_I term factorial model

Из рис. 7 виден нелинейный характер изменения коэффициентов регулятора в зависимости от момента инерции и момента сопротивления нагрузки двигателя. На пропорциональный коэффициент (K_p) наибольшее влияние оказывает момент нагрузки (T_L), на интегральный (K_I) – момент инерции (J). Наибольшее значение $K_p = 3,049$ выявлено при $T_L = 10$ Нм, $J = 15 J_m$, наименьшее значение $K_p = 0,03$ при $T_L = 0$ Нм, $J = J_m$, в то время как наибольшее значение $K_I = 1036$ выявлено при $T_L = 10$ Нм, $J = 7,5 J_m$, а наименьшее $K_I = 0,12$ при $T_L = 0$ Нм, $J = J_m$.

Заключение

Путем имитационного моделирования электропривода получены факторные модели оптимальных коэффициентов пропорционально-интегрального (ПИ) регулятора в контуре скорости для ГШД 34HS5435C-02B2. Анализ полученных зависимостей показал, что на пропорциональный коэффициент (K_p) наибольшее влияние оказывает момент нагрузки (T_L), на интегральный (K_I) – момент инерции (J). Наибольшее значение $K_p = 3,049$ выявлено при $T_L = 10$ Нм, $J = 15 J_m$, наименьшее значение $K_p = 0,03$ при $T_L = 0$ Нм, $J = J_m$, в то время как наибольшее значение $K_I = 1036$ выявлено при $T_L = 10$ Нм, $J = 7,5 J_m$, а наименьшее $K_I = 0,12$ при $T_L = 0$ Нм, $J = J_m$.

Полученные зависимости можно применять в адаптивных системах управления электроприводом на базе рассматриваемого двигателя, отвечающих требованиям максимальной точности и быстродействия.

Библиографические ссылки

1. Lin O, Schagin A., Naung Y, Kyaw Z., Khaing Z., Modelling and control of an open-loop stepper motor in Matlab/Simulink, IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus). 2017, pp. 869–872. doi:10.1109/EIConRus.2017.7910693.

2. Санников П. А., Лекомцев П. В. Предпосылки к разработке системы управления шаговым электроприводом с обратной связью // Выставка инноваций – 2021 (весенняя сессия) : сборник материалов XXXI Республиканской выставки-сессии студенческих инновационных проектов и XL Научно-технической конференции молодежи АО «ИЭМЗ «Купол», Ижевск, 23 марта 2021 года. Ижевск : Изд-во УИР ИжГТУ имени М. Т. Калашникова, 2021. С. 142–146.

1. Normanyo E., Agyare O. R., Rashid R. A., Matlab Implementation of Position Control of a Hybrid Stepper Motor Using Fuzzy Logic Controller, IEEE AFRICON Conference : Powering Africa Sustainable Energy for All Agenda: The Role of ICT and Engineering, Accra, 2019. P. 9134047, DOI 10.1109/AFRICON46755.2019.9134047.

2. Takebayashi T., Cho D., Gokhale D., Tomov P., Stepping motor control system and method for controlling a stepping motor using closed and open loop controls, August 19 2007. US Patent App. 11/206,943.

3. Kim W., Yang C., Chung C. Design and implementation of simple field-oriented control for permanent magnet stepper motors without DQ transformation, IEEE Trans. Magnet., Vol. 47, No. 10, pp. 4231–4234, 2011.

4. Lekomtsev P. V. Discrete model of hybrid stepper motor by optimal state space control, IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, Sevastopol, 2020, P. 052022. DOI 10.1088/1757-899X/971/5/052022.

5. Lequin O., Gevers M., Mossberg M., Bosmans E., Triest L., Iterative feedback tuning of PID parameters: Comparison with classical tuning rules, Control Eng. Pract., Vol. 11, pp. 1023–1033, 2003.

6. Panda S. K., Lim J. M. S., Bash P. K., Lock K. S., Gain scheduled PI speed controller for PMSM drive, IEEE Industrial Electronics Society International Conference (IECON 97), pp. 925–930, New Orleans, LA, 9–14 November 1997.

7. Zaky M.S, Ismaeil E.M, Khater M.M. Gain scheduling adaptive proportional-integral controller for a field-oriented control of hybrid stepper motor drives. Electric Power Compon Syst. 2012; 40(7):777-791.

8. Kellermann, H., Hildinger, P., Brandenburg, G., and Heinzl, J., Field oriented position control of hybrid stepper motor control, Proc. EPE Conf., Vol. 3, pp. 908–913, September 1995.

9. Ruilope R.P., Modelling and Control of Stepper Motors for High Accuracy Positioning Systems Used in Radioactive Environments, Oct 2014.

10. Goryachev, O., Steepochkin V., Synthesis of an algorithm for controlling an electric servo drive with a hybrid stepper motor. Journal of Physics: Conference Series, 11 Moscow, 2021. P. 012017. DOI 10.1088/1742-6596/1958/1/012017.

11. Kien L., Hung H., Jae J., An Advanced Closed-Loop Control to Improve the Performance of Hybrid Stepper Motors. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016. doi: 10.1109/TPEL.2016.2623341.

12. Сидняев Н. И. Теория планирования эксперимента и анализ статистических данных. М. : Юрайт, 2012. 400 с.

13. Longchamp R., Commande Numrique De Systmes Dynamiques – Cours D'automatique, PPUR Presses polytechniques, 2006.

14. Hossen M. B., Ghosh B. C. Performance Analysis of a PMBLDC Motor Drive based on ANFIS Controller and PI Controller, 2019 International Conference on Electrical, Computer and Communication Engineering (ECCE), 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/ECACE.2019.8679434.

15. Firmansyah R. and Irmawanto R. Comparison Study of PI Controller Tuning Method to Regulate the DC Motor Speed, 2021 3rd International Conference on Research and Academic Community Services (ICRACOS), 2021, pp. 93-97, doi: 10.1109/ICRACOS53680.2021.9702007.

References

1. Lin O., Schagin A., Naung Y, Kyaw Z., Khaing Z., Modelling and control of an open-loop stepper motor in Matlab/Simulink, IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus). 2017, pp. 869-872. doi:10.1109/EIConRus.2017.7910693.

2. Sannikov, P. A., Lekomtsev, P. V., *Predposylki k razrabotke sistemy upravleniya shagovym elektropriivodom s obratnoi svyaz'yu* [Prerequisites for the development of closed loop stepper motor control system]. *Vystavka innovatsii - 2021 (vesennyya sessiya): Sbornik materialov XXXI Respublikanskoi vystavki-sessii studencheskikh innovatsionnykh projektov i XL Nauchno-tehnicheskoi konferentsii molodezhi AO «IEMZ «Kupol»* [Collection of materials of XXXI Republican session of student innovative projects and XL Scientific and Technical Conference of Youth «IEMZ «Kupol»]. Izhevsk, 2021., pp. 142–146 (in Russ.).

3. Normanyo E., Agyare O.R., Rashid R.A. Matlab Implementation of Position Control of a Hybrid Stepper Motor Using Fuzzy Logic Controller, IEEE AFRICON Conference : Powering Africa Sustainable Energy for All Agenda: The Role of ICT and Engineering, Accra, 2019. P. 9134047, DOI 10.1109/AFRICON46755.2019.9134047.

4. Takebayashi T., Cho D., Gokhale D., Tomov P. Stepping motor control system and method for controlling a stepping motor using closed and open loop controls, August 19 2007. US Patent App. 11/206,943.

5. Kim W., Yang C., Chung C., Design and implementation of simple field-oriented control for permanent magnet stepper motors without DQ transformation, IEEE Trans. Magnet., Vol. 47, No. 10, pp. 4231-4234, 2011.

6. Lekomtsev P.V. Discrete model of hybrid stepper motor by optimal state space control, IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, Sevastopol, 2020, P. 052022. DOI 10.1088/1757-899X/971/5/052022.

7. Lequin O., Gevers M., Mossberg M., Bosmans E., Triest L., Iterative feedback tuning of PID parameters: Comparison with classical tuning rules, Control Eng. Pract., Vol. 11, pp. 1023–1033, 2003.

8. Panda S. K., Lim J. M. S., Bash P. K., Lock K. S., Gain scheduled PI speed controller for PMSM drive,” IEEE Industrial Electronics Society International Conference (IECON 97), pp. 925–930, New Orleans, LA, 9–14 November 1997.

9. Zaky M.S, Ismaeil E.M, Khater M.M. Gain scheduling adaptive proportional-integral controller for a field-oriented control of hybrid stepper motor drives. Electric Power Compon Syst. 2012; 40(7):777-791.

10. Kellermann, H., Hildinger, P., Brandenburg, G., and Heinzl, J., Field oriented position control of hybrid stepper motor control, Proc. EPE Conf., Vol. 3, pp. 908–913, September 1995.

11. Ruilope R.P., Modelling and Control of Stepper Motors for High Accuracy Positioning Systems Used in Radioactive Environments, Oct 2014, pp 134-137.

12. Goryachev O., Steepochkin V. Synthesis of an algorithm for controlling an electric servo drive with

a hybrid stepper motor. Journal of Physics: Conference Series : 11 Moscow, 2021. P. 012017. DOI 10.1088/1742-6596/1958/1/012017.

13. Kien L., Hung H., Jae J., An Advanced Closed-Loop Control to Improve the Performance of Hybrid Stepper Motors. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016. doi:10.1109/TPEL.2016.2623341.

14. Sidnjaev N.I. *Teorija planirovanija jeksperimenta i analiz statisticheskikh dannyh* [Experimental planning theory and statistical data analysis]. Jurajt, 2012, p. 400 (in Russ.).

15. Longchamp R., *Commande Numrique De Systmes Dynamiques – Cours D'automatique*, PPUR Presses polytechniques, 2006, p. 438.

16. Hossen M. B., Ghosh B. C., Performance Analysis of a PMLD Motor Drive based on ANFIS Controller and PI Controller, 2019 International Conference on Electrical, Computer and Communication Engineering (ECCE), 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/ECACE.2019.8679434.

17. Firmansyah R. and Irmawanto R. Comparison Study of PI Controller Tuning Method to Regulate the DC Motor Speed, 2021 3rd International Conference on Research and Academic Community Services (ICRACOS), 2021, pp. 93-97, doi: 10.1109/ICRACOS53680.2021.9702007.

Factor Models of Proportional-Integral Controller Optimum Factors Based on Simulation Modelling of Hybrid Stepper Vector Control System

P. A. Sannikov, Master Degree Student, Kalashnikov ISTU, Izhevsk, Russia

P. V. Lekomtsev, PhD in Engineering, Assoc.Prof., Kalashnikov ISTU, Izhevsk, Russia

The article presents simulation modeling of the closed loop field-oriented control system of hybrid stepper. The bandwidth of the current loop was 1370 Hz, speed loop – 350 Hz. Using optimizer for determining regulator terms significantly improved the performance compared to classical methods. The focus of optimization was the settling time, value of overshooting on step response and steady-state error. The factor models of optimal proportional-integral gains for hybrid stepper 34HS5435C-02B2 are designed using regression analysis at different load torques and total inertia. Analyses of the obtained dependencies showed that the proportional gain (K_p) is most affected by the load torque (T_L), while the integral gain (K_I) by the inertia (J). The largest value of $K_p = 3,049$ is found with $T_L = 10 \text{ Nm}$, $J = 15J_m$, the smallest value of $K_p = 0.03$ for $T_L = 0 \text{ Nm}$, $J = J_m$, while the highest value $K_I = 1,036$ is found with $T_L = 10 \text{ Nm}$, $J = 7.5 J_m$, the smallest value of $K_I = 0.12$ for $T_L = 0 \text{ Nm}$, $J = J_m$ (where J_m is rotor inertia). This model can be used in adaptive control systems that meet the requirements of rapid and precision operations.

Keywords: hybrid stepper motor, field-oriented control, feedback control, PI controller, simulation.

Получено: 07.09.22

Образец цитирования

Санников П. А., Лекомцев П. В. Факторные модели оптимальных коэффициентов пропорционально-интегрального регулятора на основе имитационного моделирования системы векторного управления гибридного шагового двигателя // Интеллектуальные системы в производстве. 2022. Том 20, № 4. С. 90–97. DOI: 10.22213/2410-9304-2022-4-90-97.

For Citation

Sannikov P.A., Lekomtsev P.V. [Factorial models of optimal coefficients of a proportional-integral controller based on simulation modeling of a vector control system of a hybrid stepper motor]. *Intellectual'nye sistemy v proizvodstve*. 2022. Vol. 20, no. 4, pp. 90-97 (in Russ.). DOI: 10.22213/2410-9304-2022-4-90-97.