

УДК629.374.7

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2024.68.037>

ВПЛИВ ПУЛЬСАЦІЙ ІМПУЛЬСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА НА ПОХИБКУ СЛІДКУВАННЯ ЗА ШВИДКІСТЮ БОРТОВОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА

О.А. Рослік*, В.А. Скугарєв**

Національний університет «Чернігівська політехніка»,
вул. Шевченка, 95, Чернігів, 14030, Україна
e-mail: aleksey.roslik93@gmail.com

Проведено аналіз похибки слідування з урахуванням пульсацій напруги живлення електродвигуна. Представлено результати розрахунку сталої похибки слідування з урахуванням впливу пульсацій, що є наслідком процесу широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). Процес ШІМ представлено еквівалентною АІМ певної кількості прямокутних функцій ряду Уолша-Фур'є. Закон зміни амплітуд цих функцій у процесі ШІМ лінійний або кусково-лінійний із постійним коефіцієнтом підсилення на кінцевому інтервалі. Це дало можливість використати математичний апарат модифікованого Z-перетворення для аналізу впливу пульсацій ШІП на похибку слідування. Бібл. 7, рис. 2.

Ключові слова: слідувальний електропривод, широтно-імпульсна модуляція, похибка слідування.

Вступ. Постановка проблеми. Бортові системи [1] слідувального електропривода застосовують для слідування за законом зміни швидкості робочого органу бортового механізму літального апарату, який задано на вході системи. Цей процес повинен проходити швидко, плавно, з мінімальним відхиленням від закону зміни керувального сигналу. Для виконання цих вимог систему слідувального електропривода будують згідно з принципом підпорядкованого регулювання. Регулятори їхніх контурів забезпечують мінімальне відхилення закону зміни параметра, що регулюється, від закону зміни сигналу завдання на вході системи. Такі відхилення можливі під впливом збурень за управлінням та за навантаженням. Але в системі слідувального електропривода існують внутрішні фактори, які теж впливають на процес слідування. Насамперед це пульсації живлячої напруги на виході імпульсного перетворювача, що циркулюють замкненими контурами системи і впливають на похибку слідування. Існує актуальна проблема оцінки впливу пульсацій на головний показник слідувального електропривода – похибку слідування.

Аналіз основних досліджень і публікацій. Силова ланка системи слідувального електропривода – це перетворювач електроенергії з широтно-імпульсною або частотно-імпульсною модуляцією. На його виході в електроприводах постійного струму формується постійна напруга в сукупності зі спектром гармонічних складових (пульсацій). На вході системи слідування задається закон, згідно з яким формується закон зміни вихідного параметра, що регулюється (кут оберту, швидкість, лінійне переміщення). Для досягнення мінімального відхилення між законами зміни цих сигналів система підпорядкованого регулювання формує необхідні закони у своїх контурах за допомогою регуляторів. Основними факторами, які впливають на похибку слідування є збурювальні впливи, а також пульсації перетворювача. У відомих публікаціях [2], [3], присвячених аналізу систем слідувального електропривода, основна увага приділяється впливу змін керувального та збурювального впливів на їхні динамічні та статичні показники, без оцінки впливу на них пульсацій живлячої напруги. Причина ігнорування впливу пульсацій на головні показники системи слідування – відсутність математичного апарату для аналізу систем із широтно-імпульсною та частотно-імпульсною модуляцією. Тому в роботах [4-6] силовий дискретний перетворювач зі складним процесом імпульсної модуляції вважається неперервною ланкою з постійним коефіцієнтом передачі, або ж неперервною ланкою запізнення, яке складає половину періоду комутації. Такий підхід дає задовільні результати в системах слідування з обмеженою смугою пропускання, тобто для грубих систем. На борту літальних апаратів існує актуальна проблема точного слідування за законом, що заданий. Метою цього дослідження є аналіз похибки



слідкування електропривода з урахуванням впливу пульсації ШПІ постійної напруги, а також розробка рекомендацій стосовно врахування цих пульсацій у разі реалізації регулятора головного контуру системи слідкувального електропривода із забезпеченням у ньому процесів кінцевої тривалості без перерегулювання.

Викладення основного матеріалу. На рис. 1 подано вихідну структурну схему системи підпорядкованого керування (а) та перетворену (б) схему з метою аналізу впливу пульсацій ШПІ на похибку слідкування за швидкістю.

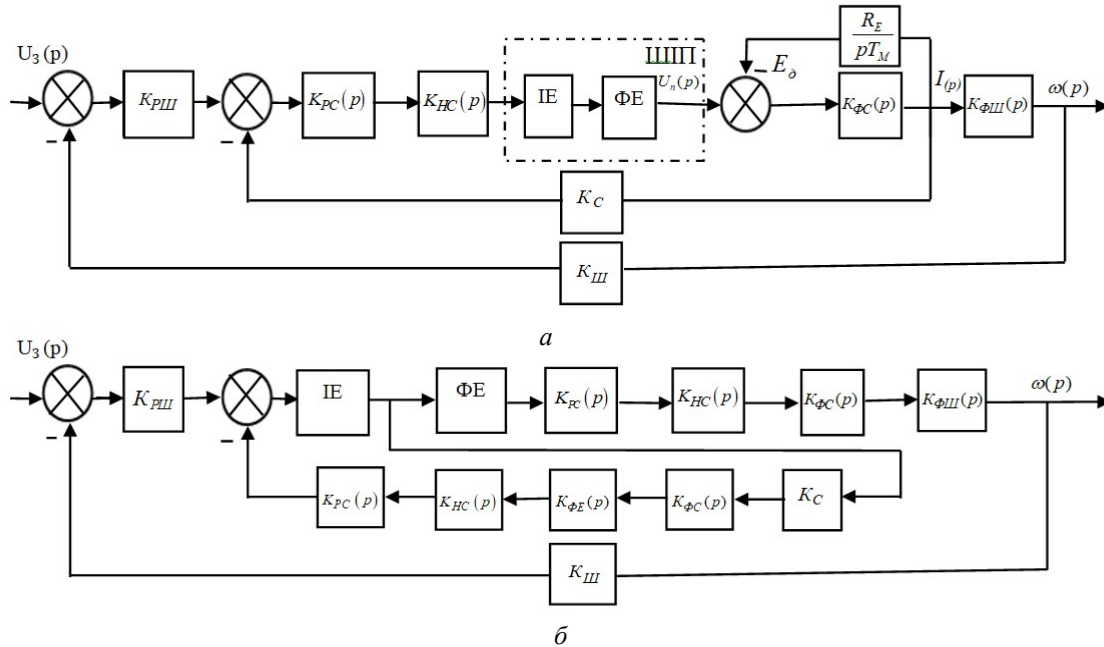


Рис. 1. Вихідна структурна схема (а) та перетворена схема (б) системи автоматичного регулювання

На структурних схемах системи автоматичного регулювання позначено: E_o – проти-ЕРС двигуна; ШПІ – широтно-імпульсний перетворювач; $K_{PШ}$ – коефіцієнт передачі пропорційного регулятора контуру швидкості; $K_C, K_{Ш}$ – коефіцієнти передачі давачів струму та швидкості;

$K_{PC}(p) = \frac{(pT_E + 1)R_E}{pT_C K_{n0} K_C}$ – передавальна функція регулятора контуру струму, де $T_E = \frac{L}{R_E}$, L – індуктивність обмотки електродвигуна, R_E – опір головної ланки живлення, $T_C = b_c T_\mu$ – стала часу інтегрування контуру струму, де b_c – коефіцієнт, що представляє собою відношення сталої часу інтегрування контуру струму до некомпенсованої сталої часу, задає рівень демпфірування коливань струму під час відпрацювання стрибка завдання на вході, у випадку налагодження системи на технічний оптимум $b_c = 2$; T_μ – некомпенсована стала часу контуру струму, яка залежить від параметрів фільтрів на вході регулятора, давача струму та частоти; K_{n0} – коефіцієнт передачі ШПІ за постійною складовою;

$K_{HC}(p) = \frac{1}{pT_\mu + 1}$ – передавальна функція некомпенсованої ланки; $K_{\Phi C}(p) = \frac{1}{R_E(pT_E + 1)}$ – пере-

давальна функція ланки формування струму; $K_{\Phi Ш}(p) = \frac{\pi R_E}{pT_M C_{E\Phi} 30}$ – передавальна функція

ланки формування швидкості, де T_M – механічна стала часу; $U_3(p) = \frac{\alpha}{p^2}$ – зображення сигнала

завдання за лінійним законом зміни швидкості; α – тангенс кута нахилу лінії, що задає закон зміни швидкості.

У роботі [7] показано, що процес широтно-імпульсної модуляції в зоні кінцевої довжини можна замінити еквівалентною амплітудно-імпульсною модуляцією імпульсу кінцевої тривалості на виході перетворювача, яка має вигляд:

$$K_n(p) = NK_i^{weli} \frac{e^{-\frac{i}{N}pT} - e^{-\frac{i+1}{N}pT}}{p}.$$

Це передавальна функція формуючого елемента ШПІ для $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ зон модуляції, де: N – кількість функцій Уолша, що апроксимують процес широтно-імпульсної модуляції в кінцевій зоні, K_i^{weli} – коефіцієнт підсилення амплітуди відповідної функції Уолша (Walsh) в i -ї зоні модуляції, який за модуляції прямокутного імпульсу для всіх зон модуляції дорівнює одиниці [7]. На рис. 1 б зворотний зв'язок за протиЕРС не враховано. Його впливом нехтуємо, приймаючи припущення, що зворотний зв'язок за проти ЕРС є обурювальною дією для контуру регулювання струму та за відповідного налаштування регуляторів.

Аналіз похибки слідкування з урахуванням пульсацій напруги живлення електродвигуна. У процесі широтно-імпульсної модуляції цієї напруги, окрім постійної складової, на виході ШПІ формується нескінченний ряд гармонік, які в межах смуги пропускання системи слідкування суттєво впливають на її динамічні та статичні характеристики. Вплив пульсацій на динамічні показники найбільш помітний у слідкувальних електроприводах, які знаходять застосування в системах бортової автоматики. Виконаємо аналіз похибки слідкування в такому електроприводі з урахуванням впливу на неї пульсацій напруги живлення електродвигуна. Для цього перетворимо схему, зображену на рис. 1 а, в схему, показану на рис. 1 б. Передаточна функція ланцюга зворотного зв'язку, що охоплює імпульсний елемент, з урахуванням передаточних функцій окремих ланок, має вигляд:

$$K_1(p) = NK_i^{weli} \frac{e^{-\frac{i}{N}pT} - e^{-\frac{i+1}{N}pT}}{p} \times \frac{K_C}{pT_C(pT_\mu + 1)}.$$

Переходячи до відносної комплексної змінної $q = pT$, отримуємо:

$$K_1(q) = K_{01} \frac{e^{-\frac{i}{N}q} - e^{-\frac{i+1}{N}q}}{q^2(q + \beta)}, \quad (1)$$

де: $\beta = \frac{T}{T_\mu}$, $K_{01} = \frac{NT^2 K_i^{weli} K_C}{T_C T_\mu}$. Тут K_i^{weli} – коефіцієнт підсилення амплітуди конкретної функції Уолша в процесі ШІМ в i -й зоні.

У (1) полюси $q_{1,2} = 0$, $q_3 = -\beta$, лишки для них: $A_1 = \frac{1}{\beta}$, $A_2 = -\frac{1}{\beta^2}$, $A_3 = \frac{1}{\beta^2}$.

Дискретна передавальна функція ланцюга, що охоплює імпульсний елемент, є модифіковане Z-перетворення (1):

$$W_1^*(z, \varepsilon) = K_{01} \left[\frac{A_1}{(z-1)N} + A_1 \left(\varepsilon - \frac{i}{N} \right) - \frac{A_1(N-1)}{N(z-1)} + A_2 + A_3 \frac{z - e^{-\beta \left(\varepsilon - \frac{i}{N} \right)}}{z - e^{-\beta}} e^{-\beta \left(\varepsilon - \frac{i}{N} \right)} \right], \quad (2)$$

$$\frac{i}{N} \leq \varepsilon \leq \frac{i+1}{N}.$$

Аналогічно отримаємо дискретну передавальну функцію ланцюга, що охоплює імпульсний елемент, на інтервалі $\frac{i+1}{N} \leq \varepsilon \leq 1$

$$W_{11}^*(z, \varepsilon) = K_{01} \left[\frac{A_1}{(z-1)N} + \frac{A_3 z \left(1 - e^{-\frac{\beta}{N}} \right)}{z - e^{-\beta}} e^{-\beta \left(\varepsilon - \frac{i}{N} \right)} \right]. \quad (3)$$

У момент спрацювання імпульсного елемента дискретна передавальна функція $W_I^*(z,1) = z^{-1} \lim_{\varepsilon \rightarrow 1} W_I^*(z,\varepsilon)$; з урахуванням (3) маємо:

$$W_{11}^*(z,1) = K_{01} \left[\frac{A_1}{(z-1)N} + \frac{A_3 z \left(1 - e^{-\frac{\beta}{N}}\right)}{z - e^{-\beta}} e^{-\beta \left(\frac{N-i}{N}\right)} \right]. \quad (4)$$

Дискретна передавальна функція замкненого контуру струму в момент спрацювання імпульсного елемента: $W_{3C}^*(z,1) = \frac{1}{1 + W_I^*(z,1)}$.

Ураховуючи (4), отримуємо

$$W_{3C}^*(z,1) = \frac{N(z-1)(z - e^{-\beta})}{N(z-1)(z - e^{-\beta}) + K_{01} \left[A_1(z - e^{-\beta}) + A_3 N \left(1 - e^{-\frac{\beta}{N}}\right) \times e^{-\beta \left(\frac{N-i}{N}\right)} \right]}. \quad (5)$$

Знайдемо дискретну передавальну функцію ланцюга формування швидкості. Як видно з рис. 1 б, передавальна функція його приведеної неперервної частини для відносного значення комплексної змінної

$$K_{ПНЧ}(q) = K_{02} \left(e^{-\frac{i}{N}q} - e^{-\frac{i+1}{N}q} \right) \times \frac{1}{q^3(q + \beta)}, \quad (6)$$

де $K_{02} = \frac{TK_{PШ} \times K_{Ш} \times T^3 NK_i^{wali} R_E}{30T_M \times T_C \times T_\mu \times C_{EФ}}$.

Для кратних нульових полюсів $q_1 = q_2 = q_3 = 0$ та для полюса $q_4 = -\beta$ лишки мають такі значення: $B_1 = \frac{1}{\beta}$, $B_2 = -\frac{1}{\beta^2}$, $B_3 = \frac{1}{\beta^3}$, $B_4 = -\frac{1}{\beta^3}$.

У результаті процедури Z-перетворення (6) для $\frac{i+1}{N} \leq \varepsilon \leq 1$ маємо:

$$W_2^*(z,\varepsilon) = K_{02} z \left\{ \frac{\left[N + (\varepsilon N - 0,5 - i)(z-1) \right] (z - e^{-\beta}) B_1 + B_2 N (z - e^{-\beta})(z-1) + B_4 \left(1 - e^{-\frac{\beta}{N}}\right) e^{-\beta \left(\frac{\varepsilon - i}{N}\right)} N^2 (z-1)^2}{N^2 (z-1)(z - e^{-\beta})} \right\}. \quad (7)$$

Для моменту спрацювання імпульсного елемента $W_2^*(z,1) = z^{-1} \lim_{\varepsilon \rightarrow 1} W_2^*(z,\varepsilon)$. З урахуванням (7), маємо

$$W_2^*(z,1) = K_{02} \frac{B_1 N (z - e^{-\beta}) + (z-1) \sum_1^3 a_k}{N^2 (z-1)^2 (z - e^{-\beta})}, \quad \text{де } a_1 = B_1 (N - 0,5 - i)(z - e^{-\beta}),$$

$$a_2 = B_2 N (z - e^{-\beta}), \quad a_3 = B_4 \left(1 - e^{-\frac{\beta}{N}}\right) N^2 e^{-\beta \left(1 - \frac{i}{N}\right)} (z-1).$$

Дискретна передавальна функція розімкненого контуру швидкості для моменту спрацювання імпульсивного елемента така: $W_{PШ}^*(z,1) = W_2^*(z,1) \times W_{3C}^*(z,1)$. З урахуванням (5), (7),

$$\text{маємо } W_{PШ}^*(z,1) = \frac{K_{02} \left[B_1 N (z - e^{-\beta}) + (z-1) \sum_1^3 a_k \right]}{N^2 (z-1)^2 \left[(z-1)(z - e^{-\beta}) + K_{01} (A_1 (z - e^{-\beta}) + b_1 (z-1)) \right]}, \quad \text{де } b_1 = A_3 N \left(1 - e^{-\frac{\beta}{N}}\right) e^{-\beta}.$$

Дискретна передавальна функція за помилкою:

$$W_{IM}^*(z,1) = \frac{1}{1 + W_{PШ}^*(z,1)} = \frac{N^2 (z-1) \left\{ (z-1)(z - e^{-\beta}) + K_{01} A_1 \left[(z - e^{-\beta}) + b_1 (z-1) \right] \right\}}{N^2 (z-1) \left\{ (z-1)(z - e^{-\beta}) + K_{01} \left[A_1 (z - e^{-\beta}) + b_1 (z-1) \right] \right\} + K_{02} \left[B_1 N (z - e^{-\beta}) + (z-1) \sum_1^3 a_k \right]}. \quad (8)$$

Знайдемо стале значення помилки слідкування за зміни завдання за лінійним законом $U_3(t) = \alpha n$, де $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ – номер періоду слідкування Z-зображення помилки слідкування:

$$\Delta^*(z, 1) = U_3(z, 1) \times W_{ПМ}(z, 1), \tag{9}$$

де $U_3^*(z, 1) = \frac{\alpha z}{(z-1)^2}$ – Z-зображення лінійної функції закону слідкування.

Стале значення помилки слідкування в момент спрацювання імпульсного елемента отримуємо, використовуючи теорему про кінцеве значення градчастої функції, яка справедлива для прямих різниць градчастої функції: $\Delta_{cm}^*(n, 1) = \lim_{z \rightarrow 1} (z-1) \times \Delta^*(z, 1)$.

З урахуванням (8), (9) маємо: $\Delta_{cm}^*(n, 1) = \frac{\alpha K_{01} A_1 (1 - e^{-\beta}) N^2}{NK_{02} B_1 (1 - e^{-\beta})}$. Оскільки $A_1 = B_1$, то остато-

чно отримуємо: $\Delta_{cm}^*(n, 1) = \frac{\alpha K_{01} N}{K_{02}}$.

З урахуванням значень K_{01}, K_{02} переходимо від відносного часу $\bar{t} = \frac{t}{T}$ до його абсолютного значення. Маємо:

$$\Delta_{cm}^*(n, 1) = \frac{30\alpha K_c T_M C_{E\Phi}}{\pi K_{PШ} K_u R_E \times \gamma}, \tag{10}$$

де $\gamma = \frac{1}{N}$ – відносна довжина зони ШІМ у сталому режимі. З (10) видно, що, коли $\gamma = 1$, то це відповідає результату аналізу похибки слідкування за постійною складовою. За зменшення γ помилка слідкування зростає і, коли кількість функцій Уолша $N \rightarrow \infty$, то $\gamma \rightarrow 0$, що призводить до відомого результату, коли ШІМ відбувається в межах імпульсу нульової довжини з нескінченно великою амплітудою (δ -функція). На рис. 2 зображено результати розрахунку за формулою (10) сталої похибки слідкування з урахуванням впливу пульсацій, що є наслідком процесу ШІМ. Розрахунок виконано для безколекторного двигуна постійного струму БМД-Гф1, що має такі параметри: $U = 15\text{В}$, $M = 0,152 \text{ нм}$, $\omega = 200 \frac{1}{\text{сек}}$, $C_{E\Phi} = 7,5 \cdot 10^{-3} \frac{\text{ВхВ}}{\text{об}}$, коефіцієнти системи: $K_{Ш} = 10 \frac{\text{В}}{\text{об}}$, $K_C = 80 \text{ Ом}$, $K_{PШ} = 5$.

З рис. 2 видно, що збільшення тангенса кута нахилу прямої лінійного закону слідкування та зменшення довжини зони ШІМ призводить до значного підвищення похибки слідкування. Якщо ШІМ відбувається в межах періоду, то похибка слідкування відповідає результату її розрахунку за постійною складовою. Під час аналізу похибки слідкування за постійною складовою не можна завершити перехідний процес за кінцевий час без перерегулювання. На відміну від цього аналіз з урахуванням ШІМ вихідної напруги, перетворювача дає змогу отримати перехідний процес за кінцевої тривалості без перерегулювання. Для цього необхідно синтезувати регулятор контуру швидкості за критерієм швидкодії, що вимагає окремого аналізу.

Результати дослідження обмежені випадком детермінованого вхідного лінійного сигналу. Методику, що запропоновано, можна поширити на інші форми вхідних детермінованих сигналів.

Висновок. За результатами аналізу, що проведено, встановлено вплив пульсацій ШІП та параметрів лінійного слідкувального сигналу на сталу похибку слід-

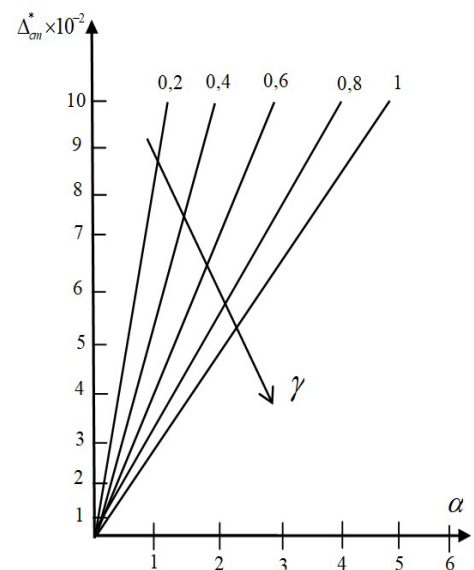


Рис. 2. Результати розрахунку сталої похибки слідкування з урахуванням впливу пульсацій

кування за швидкістю. На основі отриманих результатів у системі електропривода можна забезпечити мінімальну похибку слідування за швидкістю в разі її налаштуванні на процесі кінцевої тривалості.

1. Moir L. Military Avionics Systems, L. Moir, A. Seabridge. John Wiley Sons, Ltd: 2006. -520 p.
2. Guo X., Zeng S., Zhong R. and Hua W. High-Precision Injection Current Sampling Scheme for Direct Drive Low-Speed Position Sensorless Control of Switched Reluctance Machine, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, DOI: <https://orcid.org/10.1109/TIE.2024.3366219>
3. Fornaro E., Cardone M. and Dannier A. Hybrid Electric Aircraft Model Based on ECMS Control, 2022 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), Sorrento, Italy, 2022. Pp. 865–870. DOI: <https://orcid.org/10.1109/SPEEDAM53979.2022.9842154>
4. Guo F., Ma Z., Diao F., Zhao Y. and Wheeler P. Hybrid Virtual Coordinate-Driven CBPWM Strategy of Three-Level T-Type NPC Converters for Electric Aircraft Propulsion Applications, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, March 2024. Vol. 71. No. 3. Pp. 2309–2319. DOI: <https://orcid.org/10.1109/TIE.2023.3266552>
5. Revko A.S. and Yershov R.D. Control Rapidity Optimization Technique of DC-Motor Driven by Quasi-Resonant Converter Using Pontryagin's Maximum Principle, 2018 IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), Kyiv, Ukraine, 2018. Pp. 705–710. DOI: <https://orcid.org/10.1109/ELNANO.2018.8477491>
6. Xu J., Guo S., Guo H. and Tian X. Fault-Tolerant Current Control of Six-Phase Permanent Magnet Motor With Multifrequency Quasi-Proportional-Resonant Control and Feedforward Compensation for Aerospace Drives, in IEEE Transactions on Power Electronics, Jan. 2023. Vol. 38. No. 1. Pp. 283–293. DOI: <https://orcid.org/10.1109/TPEL.2022.3202929>
7. Вентильные преобразователи в системах точной стабилизации: моногр. А.И. Денисов, В.М. Зволинский, Ю.В. Руденко. Киев: Наук.думка, 1997. 249 с.

INFLUENCE OF PULSATIONS OF THE PULSE CONVERTER ON THE ERROR OF FOLLOWING THE SPEED OF THE ON-BOARD ELECTRIC DRIVE

O.A. Roslik, V.A. Skuhariiev

Chernihiv Polytechnic National University,
str. Shevchenka, 95, Chernihiv, 14035, Ukraine
e-mail: aleksey.roslik93@gmail.com

An analysis of the tracking error was performed without taking into account the pulsations of the electric motor supply voltage and taking into account the pulsations of the electric motor supply voltage. The results of the calculation of the constant tracking error are presented, taking into account the influence of pulsations, which is a consequence of the pulse width modulation (PWM) process. Ref. 7, fig. 2.

Keywords: tracking electric drive, pulse width modulation, tracking error.

1. Moir L. Military Avionics Systems. L. Moir, A. Seabridge. John Wiley Sons, Ltd: 2006. 520 p.
2. Guo X., Zeng S., Zhong R. and Hua W. High-Precision Injection Current Sampling Scheme for Direct Drive Low-Speed Position Sensorless Control of Switched Reluctance Machine, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, DOI: <https://orcid.org/10.1109/TIE.2024.3366219>
3. Fornaro E., Cardone M. and Dannier A. Hybrid Electric Aircraft Model Based on ECMS Control. 2022 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), Sorrento, Italy, 2022. Pp. 865–870. DOI: <https://orcid.org/10.1109/SPEEDAM53979.2022.9842154>
4. Guo F., Ma Z., Diao F., Zhao Y. and Wheeler P. Hybrid Virtual Coordinate-Driven CBPWM Strategy of Three-Level T-Type NPC Converters for Electric Aircraft Propulsion Applications, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, March 2024. Vol. 71. No. 3. Pp. 2309–2319. DOI: <https://orcid.org/10.1109/TIE.2023.3266552>
5. Revko A.S. and Yershov R.D. Control Rapidity Optimization Technique of DC-Motor Driven by Quasi-Resonant Converter Using Pontryagin's Maximum Principle, 2018 IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), Kyiv, Ukraine, 2018. Pp. 705–710. DOI: <https://orcid.org/10.1109/ELNANO.2018.8477491>
6. Xu J., Guo S., Guo H. and Tian X. Fault-Tolerant Current Control of Six-Phase Permanent Magnet Motor With Multifrequency Quasi-Proportional-Resonant Control and Feedforward Compensation for Aerospace Drives, in IEEE Transactions on Power Electronics, Jan. 2023. Vol. 38. No. 1. Pp. 283–293. DOI: <https://orcid.org/10.1109/TPEL.2022.3202929>
7. Denysov A.I., Zvolinskyi V.M., Rudenko Yu.V. Valve converters in precision stabilization systems. Kyiv: Naukova Dumka, 1997. 249 p. (Rus)

Надійшла: 13.05.2024

Прийнята: 05.07.2024

Submitted: 13.05.2024

Accepted: 05.07.2024