Розвиток, бойове застосування та озброєння авіації

УДК 629.374.17

DOI: 10.30748/nitps.2020.39.05

Ю.О. Денисов¹, А.С. Ревко², О.О. Бурсала¹

¹ Державний науково-дослідний інститут випробувань і сертифікації озброєння та військової техніки, Чернігів

² Національний університет “Чернігівська політехніка”, Чернігів

КОМПЕНСАЦІЯ ПУЛЬСАЦІЙ НАПРУГИ ТА СТРУМУ В СИСТЕМАХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ ГВИНТІВ КВАДРОКОПТЕРУ

Запропоновано засіб компенсації пульсацій струму, напруги живлення та проти-е.р.с. безколекторного двигуна постійного струму для систем електроприводів гвинтів квадрокоптеру. Отримано умову компенсації пульсацій за результатами контролю їх похідних, що призводить до зниження втрат потужності в електродвигуні та підвищує час використання енергетичного ресурсу акумулятора. Знайдено умови субгармонійної стійкості контуру струму системи електроприводу з ланцюгами компенсації пульсацій.

Ключові слова: квадрокоптер, пульсації, втрати потужності, модифіковане Z-перетворення, компенсація, субгармонійна стійкість.

Вступ

Постановка проблеми. Системи електроприводів гвинтів квадрокоптеру звичайно виконують на основі безколекторних двигунів постійного струму (БДПС), які працюють в імпульсному режимі, тому що в їх складі присутні автономні інвертори напруги (АІН). Наслідком присутності дискретних ланок в системах електроприводів гвинтів квадрокоптеру є пульсації напруги живлення, проти-е.р.с БДПС та його струму. Вони негативно впливають на к.к.д. електродвигуна, на якість динамічних характеристик системи електроприводу та на тривалість використання енергетичного ресурсу бортового акумулятора.

Існує актуальна проблема щодо необхідності розробки методів зменшення негативного впливу пульсацій БДПС на енергетичні та динамічні показники систем електроприводів гвинтів квадрокоптеру.

Окремі аспекти проблеми покращення енергетичних та динамічних показників електроприводів на основі БДПС, що використовують на борту літальних апаратів, досліджено в роботах [1–3]. Аналогічні питання розглянуто в роботі [4] стосовно електроприводу системи орієнтації наносупутника. Підвищення регульовальних та моментних характеристик електроприводів з БДПС для цивільного та спеціального призначень висвітлено в роботах [8–11]. Але в відомих роботах проблему негативного впливу пульсацій БДПС на енергетику та динаміку електроприводу взагалі не розглянуто і, як наслідок, не запропоновано засобів зменшення цього впливу.

Метою даної роботи є вирішення цієї проблеми шляхом компенсації пульсацій струму БДПС засобами

управління, які пропонується реалізувати в контурі струму системи електроприводу гвинта квадрокоптеру.

Актуальність вирішення цієї проблеми зростає, тому що сучасна тенденція удосконалення літальних апаратів передбачає відмову від використання на їх борту пневматичних та гідравлічних систем управління. Кінцевою метою є створення електричного літака [2], що призводить до збільшення на його борту кількості БДПС, а отже, і до загострення проблеми негативного впливу їх пульсацій на основні характеристики бортових систем.

Виклад основного матеріалу

1. Структурна схема контуру струму електроприводу гвинта квадрокоптеру

В роботі [3] запропонована триконтурна структурна схема електроприводу гвинта квадрокоптеру, в якій напруга живлення БДПС, що надходить від АІН, регулюється засобом широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) за синусоїдальним законом. Суттєвий недолік такого засобу регулювання напруги живлення БДПС в замкненій системі полягає в тому, що на синусоїдальну модулюючу функцію в перехідних режимах накладається сигнал зворотного зв'язку (помилка регулювання) і викривлює її. Наслідком цього є підвищення амплітуд вищих гармонік на виході автономного інвертора напруги (АІН), що призводить до збільшення втрат потужності в електродвигуні. Пропонується відмовитися від регулювання швидкості БДПС за рахунок ШІМ напруги його живлення і використати для цього амплітудний

засіб, включивши на вхід АІН квазірезонансний імпульсний перетворювач, що перемикається при нульовому струмі (КРІП-ПНС). Таке рішення дозволяє усунути викривлення синусоїдального закону ШІМ напруги, що живить електродвигун, і зменшити втрати потужності в ньому. Оскільки КРІП-ПНС працює у мегагерцовому частотному діапазоні з перемиканням транзистора при нульовому струмі, то його наявність не буде суттєво впливати на масога-

баритні і енергетичні показники системи електроприводу.

На рис. 1 надана структурна схема контуру струму для триконтурної системи стабілізації польоту квадрокоптеру. Вона відрізняється від аналогічної схеми в [3] тим, що в схемі рис. 1 живлення БДПС відбувається від КРІП-ПНС, який представлений імпульсним елементом (ІЕ) та фіксатором нульового порядку з періодом T_0 .

Рис. 1. Структурна схема контуру струму

Таке представлення КРІП-ПНС пояснюється тим, що постійна складова напруги на його виході змінюється дискретно з постійною частотою. З цією ж частотою дискретні значення сигналу похибки регулювання змінюють частоту комутації транзистора КРІП-ПНС, який є ланкою з частотно-імпульсною модуляцією першого роду (ЧІМ-І). Постійна складова напруги на його виході змінюється з постійним періодом T_0 . На рис. 1 позначені:

$$K_{\Phi}(p) = \frac{1 - e^{-pT_0}}{p}, \quad K_{PC}(p) = K_C \frac{1 + pT_C}{pT_C},$$

$$K_{\Phi C}(p) = \frac{1}{R(1 + pT_e)}, \quad K_E(p) = \frac{R}{pT_M} - \text{пере-}$$

датні функції: формуючого елемента, регулятора струму, ланцюга формування струму, ланцюга формування проти-е.р.с. відповідно;

K_{cy}, K_c, K_i - коефіцієнти передачі: системи управління, давача струму, імпульсного елемента, який дорівнює одиниці;

$$\frac{1}{C_{EB}} = \frac{\Psi_M}{\sqrt{2}B_0} - \text{коефіцієнт передачі ланцюга}$$

формування кутової швидкості ω ,

де Ψ_M - максимальне зчеплення магнітного потоку,

B_0 - коефіцієнт фазної е.р.с. трифазного мостового випрямляча;

$U_{PШ}$ - вихідний сигнал контуру швидкості;

T_M, T_e - електромеханічна та електрична по-

стійні БДПС;

R - активний опір обмотки електродвигуна;

T_{pc} - постійна інтегрування регулятора струму;

U_{Π}, U_C - напруги на виході перетворювача та на вході ланцюга, що формує струм;

$E(p)$ - зображення проти-е.р.с. БДПС.

Зображення напруги на виході ланцюга, що формує струм: $U_C(p) = U_{\Pi}(p) - E(p)$.

Якщо задовольнити умову $pU_{\Pi}(p) - pE(p) = 0$, то $pU_C(p) = 0$. Виконання цієї умови дозволяє усунути вплив пульсацій напруги на динаміку процесів в контурі струму. Для цього в контурі струму, рис. 1, включені ланцюги диференціювання напруги живлення ДФ1 (з давачем напруги ДН1) та проти-е.р.с. ДФ2 (з давачем напруги ДН2). Різниця вихідних сигналів ланцюгів диференціювання надходить на вхід підсилювача ФР, що формує сигнал розбіжності. Його вихідний сигнал сумується з сигналом, який надходить від давача струму. Ця сума подається на елемент порівняння контуру струму, що компенсує вплив пульсацій напруги живлення та проти-е.р.с. на динаміку його процесів.

2. Умови компенсації пульсацій струму

З структурної схеми рис. 1 маємо:

$$U_{\Pi}(p) = \left[\left[U_{\Pi}(p) \cdot K_C K_{\Phi C}(p) - E(p) K_C K_{\Phi C}(p) \right] + K_{\Phi P} \left[U_{\Pi}(p) \cdot K_{H1} pT_d - E(p) pT_d K_{H2} \right] \right] \cdot K_{ПП}(p), \quad (1)$$

де $K_{III}(p) = \frac{(1 + pT_e)(1 - e^{-pT_0})}{p^2 T_C}$ – передатна функція ланцюга прямої передачі;

$K_{\Phi P}$ – коефіцієнт підсилення формувача різниці похідних;

T_d – постійна диференціювання;

K_H, K_{H2} – коефіцієнти передачі давачів на пруги.

З (1) отримуємо:

$$U_{II}(p) = \left\{ \left[K_C K_{\Phi C}(p) + K_{H1} p T_d K_{\Phi P} \right] K_{III}(p) - 1 \right\} = E(p) \left[p T_d K_{\Phi P} K_{H2} + K_C K_{\Phi C}(p) \right] \cdot K_{III}(p). \quad (2)$$

Умову компенсації пульсацій напруги живлення та проти-е.р.с. отримаємо помноженням виразу (2) на оператор p . Очевидно, що $p U_{II}(p) = p E(p)$, якщо $p T_d K_{\Phi P} (K_{H1} - K_{H2}) K_{III}(p) = 1$, тобто якщо модуль:

$$|j\omega T_d K_{\Phi P} (K_{H1} - K_{H2}) K_{III}(p)| = 1, \quad (3)$$

де ω – поточна кутова частота сигналу на вході формулюючого елемента. Його смуга пропускання

$\omega_{II} \leq \frac{\omega_0}{2}$, де $\omega_0 \leq \frac{2\pi}{T_0}$ – кутова частота імпульсного

елемента. У відповідності до теореми Котельникова для невикривленої передачі безперервного сигналу дискретними вибірками необхідно, щоб $\omega_0 \leq 2\omega$.

Якщо знайти модуль (3), то можна отримати таку умову компенсації пульсацій:

$$K_{II} \sqrt{(1 + (\omega_0 n)^2 T_e^2)} \frac{2\pi \sin \pi n}{\omega_0 \pi n} = 1, \quad (4)$$

$$\text{де } K_{II} = \frac{T_d K_{\Phi P} (K_{H1} - K_{H2})}{T_C}, \quad n = \frac{\omega}{\omega_0}.$$

Умова (4) дозволяє знайти параметри ланцюга компенсації:

$$K_{\Phi P} \bar{T}_d = \frac{\bar{T}_C \omega_0 n}{2\sqrt{1 + (\omega_0 n)^2 T_e^2} (K_{H1} - K_{H2}) \sin \pi n}, \quad (5)$$

$$\text{де } \bar{T}_d = \frac{T_d}{T_0}, \bar{T}_C = \frac{T_C}{T_0}.$$

На основі виразу (5) побудовано залежності $\bar{T}_d K_{\Phi P} = f(\bar{T}_C)$, які представлені на рис. 2 для $\omega_0 = 800\pi$; $\Delta K_H = K_{H1} - K_{H2} = 0,8$, $T_e = 0,015$ с, $T_C = 0,25 \cdot 10^{-2}$ с.

З рис. 2 видно, що параметри ланцюгів компенсації залежать від співвідношення між частотою сигналу на вході формулюючого елемента та частотою його комутації, що потребує їх налагодження в процесі практичної реалізації.

Рис. 2. Залежності параметрів ланцюгів компенсації

3. Дискретна передатна функція замкненого контуру струму з ланцюгами компенсації пульсацій

Щоб знайти передатну функцію замкненого контуру струму, перетворимо структурну схему, рис. 1, шляхом переносу ланцюгів компенсації на її вихід. Результат перетворення представлено на рис. 3, де

$$K_I(p) = \frac{p T_d K_{H1} C_{EB}}{K_{\delta}(p)}, K_{\delta}(p) = \frac{1}{p^2 T_M T_e + p T_M + 1} -$$

передатна функція БДПС;

$$K_{II}(p) = C_{EB} p T_d K_{H2}; K_{III}(p) = \frac{K_C p T_M C_{EB}}{R}.$$

Передатна функція ланцюга зворотного зв'язку структурної схеми контуру струму, що отримана в результаті перетворення схеми, рис. 1 має такий вигляд:

$$K_{ПС}(p) = K_I(p) - K_{II}(p) + K_{III}(p).$$

З урахуванням її складових після відповідних перетворень маємо:

$$K_{ПС}(p) = p C_{EB} \times \frac{R T_d K_{\Phi P} [K_{H1} (p^2 T_M T_e + p T_M + 1) - K_{H2}] + K_C T_M}{R}.$$

Передатна функція приведеної безперервної частини схеми, рис. 3.

$$K_{ПБЧ}(p) = K_{ПС}(p) K_{PC}(p) K_{CY} K_q(p) \frac{1}{C_{EB}} \frac{1 - e^{-pT_0}}{p}.$$

Після підстановки відповідних передатних функцій та перетворень маємо:

$$K_{ПБЧ}(p) = \frac{T_d K_{\Phi P} R [K_{H1} (p^2 T_M T_e + p T_M + 1) - K_{H2}] + K_C T_M}{R T_C T_M T_e (p - p_1)(p - p_2)} \times \frac{(1 + p T_e)(1 - e^{-pT_0})}{p},$$

$$\text{де } p_{1,2} = -\frac{1}{2T_e} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4T_e}{T_M}} \right).$$

Переходячи до відносної комплексної змінної $q = pT_0$, отримуємо:

Рис. 3. Перетворена структурна схема

$$K_{ПБЧ}(q) = K_0 \times \frac{T_d K_{ФР} R \left[K_{H1} (q^2 \overline{T_M T_e} + q \overline{T_M} + 1) - K_{H2} \right] + K_C T_M}{RT_e (q - q_1)(q - q_2)} \times (6) \times \frac{(1 + q \overline{T_e})(1 - e^{-q})}{q},$$

де

$$K_0 = \frac{T_0^2}{T_H T_C}, \overline{T_C} = \frac{T_e}{T_0}, \overline{T_M} = \frac{T_M}{T_0}, q = T_0 p_1, q_2 = T_0 p_2.$$

Представимо (6) у наступному вигляді :

$$K_{ПБЧ}(p) = K_0 \left(\frac{A_0}{q} + \frac{A_1}{q - q_1} + \frac{A_2}{q - q_2} \right) (1 - e^{-q}), \quad (7)$$

$$\text{де } A_0 = \frac{T_d K_{ФР} R [K_{H1} - K_{H2}] + K_C T_M}{q_1 q_2 RT_e},$$

$$A_{1,2} =$$

$$= \frac{T_d K_{ФР} R [q_{1,2}^2 \overline{T_M T_e} + q_{1,2} \overline{T_M} + 1] [K_{H1} - K_{H2}] + K_C T_M}{q_{1,2} (q_{1,2} - q_{2,1}) RT_e} \times (1 + q_{1,2} \overline{T_e}).$$

Дискретну передатну функцію розімкненого контуру струму з ланцюгами компенсації пульсацій знайдемо в результаті модифікованого Z-перетворення (7).

$$W_{PC}^*(Z, -0) = \lim_{\varepsilon \rightarrow 1} Z^{-1} W_{PC}^*(Z, \varepsilon) \quad (8)$$

$$W_{PC}^*(z, \varepsilon) = Z_M \left\{ K_{ПБЧ}(q) \right\} = K_0 \times \left[A_0 + A_1 e^{-q_1 \varepsilon} \frac{Z - 1}{Z - e^{-q}} + A_2 \frac{e^{-q_2 \varepsilon}}{Z - e^{-q_2}} \right] \times \left[\frac{z - 1}{z - e^{-q_2}} \right],$$

$$\text{де } \varepsilon = \frac{\Delta t}{T_0}, 0 \leq \varepsilon \leq 1.$$

Значення дискретної передатної функції розімкненого контуру струму в момент спрацювання імпульсного елементу:

$$W_{PC}^*(Z, -0) = \lim_{\varepsilon \rightarrow 1} Z^{-1} W_{PC}^*(Z, \varepsilon).$$

З врахуванням (8) маємо:

$$W_{PC}^*(Z, -0) = K_0 \frac{Z^2 a_2 + Z a_1 + a_0}{Z^3 - Z^2 (e^{-q_1} + e^{-q_2}) + Z e^{-q_1 - q_2}}, \quad (9)$$

де

$$a_2 = A_0 + A_1 e^{-q_1} + A_2 e^{-q_2};$$

$$a_1 = A_0 (e^{-q_1} + e^{-q_2}) + A_1 e^{-q_1} (1 + e^{-q_2}) + A_2 e^{-q_2} (1 + e^{-q_1});$$

$$a_0 = (A_0 + A_1 + A_2) e^{-q_1 - q_2}.$$

4. Стійкість контуру струму з ланцюгами компенсації пульсацій на основній субгармоніці

В системах електроприводу з БДПС існує значна вірогідність втрати стійкості на субгармоніках, частоти яких в ціле чи дрібне число разів нижче, ніж частота основної гармоніки. Основна субгармоніка має частоту, вдвічі меншу за частоту основної гармоніки. Вона провокує пульсаційну нестійкість, інакше – нестійкість “у малому”. При подальшому розвитку коливального процесу його амплітуда зростає, що може призвести до появи більш низьких субгармонік. Тому аналіз субгармонійної стійкості систем силової електроніки часто обмежують лише основною субгармонікою [12].

Поява субгармонік в системах регулювання спричинена фазовою асиметрією каналів управління АПН, що обумовлено наявністю похибки встанов-

лення давачів положення ротору, а також амплітудною асиметрією, яка є наслідком розбіжності параметрів силових транзисторів, діодів АІН та обмоток електродвигуна. Означені причини призводять до появи субгармонік, які практично не фільтруються ланками системи регулювання.

Вони надходять на вхід контуру струму через давач струму і ланцюги компенсації пульсацій і можуть призвести до його субгармонійної нестійкості. Виникає необхідність забезпечення значень параметрів ланок контуру струму, при яких відсутні умови появи субгармонійних автоколивань.

Знайдемо умови, які забезпечують стійкість контуру струму з ланцюгами компенсації пульсацій, використовуючи його характеристичне рівняння:

$1 + W_{PC}^* = (Z, -0) = 0$. З врахуванням (9) маємо:

$$Z^3 - Z^2(e^{-q_1} + e^{-q_2}) + ze^{-q_1 - q_2} + K_0(Z^2 a_2 - Z a_1 + a_0) = 0.$$

Оскільки $Z = e^{j\omega_0} = \cos \omega_0 + j \sin \omega_0$, а частота основної субгармоніки $\omega_{CB} = \frac{\omega_0}{2} = \pi$, то на цій частоті $Z = -1$.

На частоті основної субгармоніки характеристичне рівняння має вигляд:

$$K_0(a_2 + a_1 + a_0) = 1 + e^{-q_1} + e^{-q_2} + e^{-q_1 - q_2}, \quad (10)$$

де $a_2 + a_1 + a_0 = A_0 B_1 + A_1 B_1 + A_2 B_2$;

$$B_0 = 1 + e^{-q_1} + e^{-q_2} + e^{-q_1 - q_2};$$

$$B_1 = 2(e^{-q_1} + e^{-q_1 - q_2});$$

$$B_2 = 2(e^{-q_2} + e^{-q_2 - q_1}).$$

Представимо відрахування передатної функції приведеної безперервної частини у такому вигляді:

$$A_0 = K_{\Phi P} T_d b_{01} + K_C b_{02},$$

$$\text{де } b_{01} = \frac{K_{H1} - K_{H2}}{T_e q_1 q_2}, b_{02} = \frac{T_M}{R T_e q_1 q_2};$$

$$A_1 = K_{\Phi P} T_d b_{11} + K_C b_{12},$$

$$\text{де } b_{11} = \frac{(q_1^2 \overline{T_M T_e} + q_1 \overline{T_M} + 1) K_{H1} - K_{H2}}{q_1 (q_1 - q_2) T_e},$$

$$b_{12} = \frac{T_M (1 + q_1 \overline{T_e})}{R T_e q_1 (q_1 - q_2)};$$

$$A_2 = K_{\Phi P} T_d b_{21} + K_C b_{22},$$

$$\text{де } b_{21} = \frac{(q_2 \overline{T_M T_e} + q_2 \overline{T_M} + 1) K_{H1} - K_{H2}}{q_2 (q_2 - q_1) T_e},$$

$$b_{22} = \frac{T_M (1 + q_2 \overline{T_e})}{R T_e q_2 (q_2 - q_1)}.$$

Використовуючи в рівнянні (10) наведені вище значення відрахувань, де добуток $K_{\Phi P} T_d$ відповідає умові компенсації пульсації (5), отримуємо:

$$\frac{K_c T_0}{T_c} \leq \frac{\pi n \sum_{k=0}^2 b_{k1} B_k - B_0 \overline{T_M} \sqrt{1 + (\omega_0 n)^2 T_e^2} \Delta K_H \sin \pi n}{\sum_{k=0}^2 b_{k2} B_k \sqrt{1 + (\omega_0 n)^2 T_e^2} \Delta K_H \sin \pi n}, \quad (11)$$

де $\Delta K_H = K_1 - K_2$, $n = 0, 5$ для основної субгармоніки.

За формулою (11) розраховано область стійкості контуру струму на основній субгармоніці для $T_0 = 0,25 \cdot 10^{-2} \text{ с}$, $T_e = 0,015 \text{ с}$, $T_M = 0,8 \text{ с}$, $R = 1 \text{ Ом}$. Результати розрахунку представлені на рис. 4 для значень параметрів системи, наведених у табл. 1.

Таблиця 1

Параметри системи

$\overline{T_e}$	$\overline{T_M}$	q_1	q_2	b_{01}	b_{02}	b_{11}
6	32	-0,0415	-0,12	13387	1070	1938

b_{12}	b_{21}	b_{22}	B_0	B_1	B_2
-116	-6667	149	3,69	3,61	3,48

При побудові кривої рис. 4 враховано, що давачі напруги каналів диференціювання, рис. 1, є високоомними дільниками напруги, коефіцієнти передачі яких не перевищують одиниці.

З рис. 4 видно, що при зростанні різниці коефіцієнтів підсилення давачів напруги ланцюгів компенсації пульсацій область субгармонійної стійкості зменшується. При відомих значеннях коефіцієнтів передачі давачів струму системи управління КРІП-ПНС можна оцінити величину постійної інтегрування контуру струму, яка задовольняє умовам стійкості контуру струму на основній субгармоніці.

Рис. 4. Область субгармонійної стійкості

Висновки

1. Запропоновано спосіб компенсації пульсацій в системі електроприводу гвинта квадрокоптеру за

результатом контролю різниці похідних напруги живлення та проти-е.р.с. електродвигуна. Для реалізації умов компенсації в ланцюг зворотного зв'язку контуру струму включені ланки диференціювання напруги живлення та проти-е.р.с. електродвигуна. Їх різниця сумується з сигналом від давача струму, що компенсує вплив пульсацій на динамічні та енергетичні показники системи електроприводу.

2. Умова компенсації негативного впливу пульсацій струму електродвигуна на енергетичні та дина-

мічні показники системи електроприводу гвинта квадрокоптеру виконується, якщо модуль добутку передавальних функцій ланцюга прямої передачі контуру струму та ланцюгів зворотного зв'язку дорівнює одиниці.

3. Встановлено зв'язок між постійною інтегрування регулятора контуру струму та різницею коефіцієнтів передачі давачів напруги ланцюгів компенсації пульсації з умови забезпечення стійкості на основній субгармонії.

Список літератури

1. Денисов А.И. Совершенствование систем бортового электропитания и запуска газотурбинных двигателей вертолетов / А.И. Денисов, Е.А. Бурсала, К.В. Башинский // Системи озброєння і військова техніка. – 2016. - № 4(48). – С. 10-15.
2. Электрический самолет: от идеи до реализации / А.А. Левин, И.И. Алексеев, С.А. Харитонов, А.К. Ковалев. – Москва: Машиностроение, 2010. – 289 с.
3. Денисов Ю.О. Оптимізація енергодинамічних процесів у системі керування приводом стабілізації польоту безпілотного літального апарату / Ю.О. Денисов, О.Л. Шаповалов, О.В. Серeda, Є.В. Куц // Технічні науки та технології. – Чернігів: ЧНТУ, 2018. - № 3(13). – С. 169-175.
4. Антонов А.Е. Особенности построения электромеханической системы ориентации наноспутника на основе бесконтактного магнитоэлектрического двигателя / А.Е. Антонов, К.П. Акинин, В.Т. Киреев // Технічна електродинаміка. – 2017. – № 4. – С. 36-40.
5. Singh B. Single-phase Power Factor Controller Topologies for Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives / B. Singh, S. Singh // IET Power Electronic. – 2010. - Vol. 3, Iss. 2. - P. 147-175.
6. Вентильные электрические двигатели и электропривод на их основе / И.Е. Овчинников. – Санкт-Петербург: Корона-Век, 2012. – 336 с.
7. Ku M. A novel sensorless starting method of BLDC motor for large inertia system / M. Ku, Y. Li // Proc. IEEE Electron. Mech. Eng. Inf. Technol. – 2011. – P. 3449-3452.
8. A novel starting method of the surface permanent-magnet BLDC motors without position sensor for reciprocating compressor / K.W. Lee, D.K. Kim, B.T. Kim, B.I. Kwon // IEEE Trans. Ind. Appl. Jan./Feb. – 2008. – Vol. 44, No. 1. – P. 85-92.
9. Fang J. Precise accelerated torque control for small inductance brushless DC motor / J. Fang, X. Zhou, G. Liu // IEEE Trans. Power Electron. – Mar. 2013. – Vol. 28, No. 3. – P. 1400-1412.
10. Melkov D. Comparison of method for setting the PID parameters of the oscillations disturbance variable / D. Melkov // Young Scientists. – 2016. – Vol. 4. - P. 72-76.
11. Gao J. Direct self-control for BDLC motor drives based on three-dimensional coordinate system / J. Gao, Y. Hu // IEEE Trans. Ind. Electron. Aug. – 2010. - Vol. 57, No. 8. - P. 2836-2844.
12. Системи перетворювальної техніки / Ю.О. Денисов. – Чернігів: Чернігів. нац. технол. ун-т, 2014. – 170 с.

References

1. Denisov, A.I., Bursala, E.A. and Bashinskiy, K.V. (2016), "Sovershenstvovanie sistemy bortovogo elektropitaniia i zapuska gazoturbinnnykh dvigatelei vertoletov" [Improvement of the on-board power supply systems and start gas turbine engines of helicopters], *Systems of Arms and Military Equipment*, No. 4(48), pp. 10-15.
2. Levin, A.A., Alekseev, I.I., Haritonov, S.A. and Kovalev, A.K. (2010), "Elektricheskiy samolet ot idei do realizatsii" [Electric aircraft from idea to implementation], Engineering, Moscow, 289 p.
3. Denisov, Y.O., Shapovalov, O.L., Sereda, O.V. and Kutc, E.V. (2018), "Optymyzatsiya enerhodynamichnykh protsesiv u systemi keruvannya pryvodom stabilizatsii polyotu bezpilnogo litalnogo aparatu" [Optimization of energy dynamical processes in the control system of the drive for stabilizing the flight of the remotely piloted aircraft], *Technical sciences and technologies: scientific journal of Chernihiv National University of Technology*, No. 3(13), Chernihiv, pp. 187-196.
4. Antonov, A.E., Akinin, K.P. and Kireev, V.T. (2017), "Osobennosti postroeniya elektromekhanicheskoi sistemy orientatsii nanospudnika na osnove beskontaktnogo magnitoelektricheskogo dvigatelja" [Features of construction of electromechanical orientation system of nanosatellite based on contactless magnetoelectric motor], *Technical electrodynamics*, No. 4, pp. 36-40.
5. Singh, B. and Singh, S. (2010), Single-phase Power Factor Controller Topologies for Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives, *IET Power Electronic*, Vol. 3, No. 2, pp. 147-175.
6. Ovchinnikov, I.E. (2017), "Ventilnye elektricheskie dvigateli i elektroprivod na ikh osnove" [Valve electric motors and electric drive based on them], Korona-Vek, Sankt-Peterburg, 336 p.
7. Ku, M. and Li, Y. (2011), A novel sensorless starting method of BLDC motor for large inertia system, *Proc. IEEE Electron. Mech. Eng. Inf. Technol.*, pp. 3449-3452.
8. Lee, K.W., Kim, D.K., Kim, B.T. and Kwon, B.I. (2008), A novel starting method of the surface permanent-magnet BLDC motors without position sensor for reciprocating compressor, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 44, No. 1, pp. 85-92.
9. Fang, J., Zhou, X. and Liu, G. (2013), Precise accelerated torque control for small inductance brushless DC motor, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 3, pp. 1400-1412.
10. Melkov, D. (2016), Comparison of method for setting the PID parameters of the oscillations disturbance variable, *Young Scientists*, Vol. 4, pp. 72-76.
11. Gao, J. and Hu, Y. (2010), Direct self-control for BDLC motor drives based on three-dimensional coordinate system, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 57, No. 8, pp. 2836-2844.
12. Denisov, Y.O. (2014), "Sistemy peretvoryvalnoy tekhniki" [Transformation technology systems], Chernihiv National University of Technology, Chernihiv, 170 p.

Відомості про авторів:

Денисов Юрій Олександрович
доктор технічних наук професор
провідний науковий співробітник
Державного науково-дослідного інституту випробувань
і сертифікації озброєння та військової техніки,
Чернігів, Україна
<https://orcid.org/0000-0003-2293-7964>

Ревко Анатолій Сергійович
кандидат технічних наук доцент
старший науковий співробітник
Національного університету “Чернігівська політехніка”,
Чернігів, Україна
<https://orcid.org/0000-0001-6818-2961>

Бурсала Олена Олександрівна
старший науковий співробітник
Державного науково-дослідного інституту випробувань
і сертифікації озброєння та військової техніки,
Чернігів, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-1829-1980>

Information about the authors:

Yuri Denisov
Doctor of Technical Sciences Professor
Lead Research
of State Scientific Research Institute for Testing
and Certification of Arms and Military Equipment,
Chernigiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0003-2293-7964>

Anatoliy Revko
Candidate of Technical Sciences Associate Professor
Senior Research of National University
“Chernigiv Polytechnical”,
Chernigiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0001-6818-2961>

Olena Bursala
Senior Research Associate
of State Scientific Research Institute for Testing
and Certification of Arms and Military Equipment,
Chernigiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-1829-1980>

КОМПЕНСАЦИЯ ПУЛЬСАЦИЙ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ВИНТОВ КВАДРОКОПТЕРА

Ю.А. Денисов, А.С. Ревко, Е.А. Бурсала

Предложен способ компенсации пульсаций тока, напряжения питания и противо-э.д.с. бесколлекторного двигателя постоянного тока, что устранило их влияние на динамические и энергетические показатели систем электроприводов винтов квадрокоптера. Компенсация пульсаций тока достигается за счет обеспечения равенства производных напряжения питания и противо-э.д.с. БДПТ. На основе анализа дискретных процессов в контуре тока получено условие компенсации пульсаций, которое состоит в подгонке произведения модуля передаточных функций звена прямой передачи контура тока и цепи его обратной связи к единице. Выполнены необходимые расчеты, которые подтверждают корректность предложенного условия компенсации. Показано, что включение цепей компенсации пульсаций в контур тока может вызвать потерю его устойчивости на субгармонических частотах. На основе анализа характеристического уравнения контура тока, учитывающего влияние цепей компенсации на процесс в нем, получено условие устойчивости на основной субгармонике, которое связывает между собой параметры регулятора контура тока и параметры цепи компенсации пульсаций.

Ключевые слова: квадрокоптер, пульсации, потери мощности, компенсация, модифицированное Z-преобразование, субгармоническая устойчивость.

COMPENSATION OF VOLTAGE AND CURRENT RIPPLES IN QUADCOPTER PROPULSION SYSTEMS

Yu. Denisov, A. Revko, O. Bursala

A method is proposed for compensating for pulse current, supply voltage, and counter-emf. a direct-current DC motor, which eliminated their influence on the dynamic and energy performance of copter propeller electric drive systems. Compensation of pulse current is achieved by ensuring the equality of the derivatives of the supply voltage and the nasty-emf. BLDC. To this end, it is proposed to include in the current loop of the copter propeller propellers the circuit for calculating the difference of the derivatives of the above parameters. This difference is fed to the input of the current circuit and has a stabilizing effect on the process of electric motor current formation. Based on the analysis of discrete processes in the current loop, a ripple compensation condition is obtained, which consists in fitting the product of the transfer function module of the direct link of the current loop and its feedback circuit to unity. The necessary calculations are performed that confirm the correctness of the proposed compensation conditions. It is shown that the inclusion of pulse compensation circuits in the current circuit can cause a loss of its stability at subharmonic frequencies. The presence of phase asymmetry between the control signals of the transistors of an autonomous voltage inverter, BLDC, the scatter of the parameters of the control channels and the motor windings in the presence of additional feedback circuits of the current loop increases the likelihood of loss of stability at subharmonic frequencies. Taking into account the discreteness of the processes occurring in the current loop of the copter propeller electric drive system, its transfer function is obtained for the moment of operation of the pulse element, taking into account the circuits that compensate the ripple of the counter-emf. BLDC, which made it possible to obtain its characteristic equation. Based on the analysis of the characteristic equation of the current loop, taking into account the influence of compensation circuits on the process in it, the stability condition on the main subharmonic is obtained. This condition connects the parameters of the current loop controller and the parameters of the pulse compensation circuit.

Keywords: quadcopter, ripple, power loss, compensation, modified Z-conversion, subharmonic stability.