

Юрій Денисов, Олексій Городній, Олег Середа

## СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА КОНТУРУ КУТА КРЕНУ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ КВАДРОКОПТЕРА З КОМПЕНСУЮЧИМ РЕГУЛЯТОРОМ КОНТУРУ СТРУМУ

**Актуальність теми дослідження.** Постановка теми дослідження викликана необхідністю підвищення якості енергетики та динаміки в системах управління польотом безпілотних літальних апаратів (БПЛА), враховуючи їх зростаючу роль у промисловій, побутовій та військовій сферах.

**Постановка проблеми.** У системах керування польотом БПЛА з чотирма несучими гвинтами (квадрокоптер) процеси керування впливають на процеси споживання електроенергії від бортового акумулятора. Втрати потужності в силових компонентах систем керування квадрокоптером можна знизити, якщо усунути вплив пульсацій проти-е.р.с. електродвигуна на форму струму, що споживається від акумулятора. Досягнення цієї мети можливе за рахунок реалізації необхідних законів керування в контурах системи.

**Аналіз останніх досліджень і публікацій.** Аналіз відомих публікацій за темою дослідження показав, що в них не приділено уваги питанням економного використання енергетичного ресурсу акумулятора. Основна увага приділяється удосконаленню процесів управління та навігації без урахування їх зв'язків з енергетичними процесами.

**Виділення недосліджених частин загальної проблеми.** Існування поставленої проблеми є наслідком неврахування впливу процесів управління на якість процесів енергоспоживання. Це проявляється в тому, що в наявних одноконтурних системах керування квадрокоптером регулятор настраюється на необхідну швидкодію та перерегулювання без урахування впливу закону керування на якість енергетичних процесів, тобто без контролю форми струму, що споживається.

**Постановка завдання.** Відомі системи керування квадрокоптером мають один контур регулювання. Для контролю струму, що споживається від акумулятора, необхідно мати контур струму та контур швидкості, що підкорюється головному контуру кута крену. Система керування польотом БПЛА повинна мати три контури регулювання.

**Виклад основного матеріалу.** Для триконтурної системи керування польотом квадрокоптера виконано синтез цифрового регулятора головного контуру, котрий регулює кут крену. Процедура синтезу включає в себе врахування впливу пропорційно-інтегрального регулятора з астатизмом другого порядку, який включений у контур струму для компенсації пульсацій проти-е.р.с. безколекторного двигуна постійного струму (БДПС). У результаті синтезу отримана структура і параметри ланок регулятора контуру кута крену у вигляді цифрового рекурсивного фільтра.

**Висновки відносно статті.** Синтезовано цифровий регулятор контуру кута крену для триконтурної системи управління квадрокоптером. Регулятор дозволяє стабілізувати процес польоту з економією енергетичного ресурсу бортового акумулятора.

**Ключові слова:** квадрокоптер; модифіковане z-перетворення; оптимізація; цифровий фільтр; енергоефективність.

Рис.: 2. Бібл.: 4.

**Актуальність теми дослідження.** Враховуючи зростаючу потребу в безпілотних літальних апаратах для народного господарства, військової сфери та наукових досліджень, вимоги до їх енергоефективності та динаміки постійно підвищуються. Задоволення цих потреб дозволить подовжити час польоту за рахунок економного споживання енергії акумулятора, підвищити швидкодію з мінімальним перерегулюванням. Вирішення цих питань є актуальною необхідністю.

**Постановка проблеми.** Необхідно підвищити тривалість польоту квадрокоптера завдяки оптимізації процесу енергоспоживання від бортового акумулятора та оптимізувати перехідні процеси в системі керування його польотом.

**Аналіз останніх досліджень і публікацій.** Результат аналізу сучасного стану поставленої проблеми показав, що у відомих публікаціях [2; 3] основна увага приділяється питанню управління та навігації без оцінки якості процесів енергоспоживання бортовим навантаженням.

**Виділення недосліджених частин загальної проблеми.** У відомих працях, що присвячені системам керування польотом квадрокоптера, не досліджені питання збільшення тривалості польоту за рахунок оптимізації управління процесом енергоспоживання, не враховано вплив пульсацій струму на вході комутатора БДПТ, а також пульсацій його проти-е.р.с. на енергетичні характеристики замкнутої системи керування.

**Постановка завдання.** Необхідно подовжити час польоту квадрокоптера за рахунок економного споживання енергії від акумулятора. Поставлену задачу можна вирішити за рахунок компенсації факторів, які спотворюють форму струму.

**Виклад основного матеріалу.** У роботі [1] запропонована триконтурна система підпорядкованого регулювання для управління приводом кожної осі обертання квадрокоптера. У ній внутрішні контури струму та частоти обертання підпорядковані головному контуру кута крену. Контур струму містить ПІ-регулятор для компенсації електричної сталості БДПС. Але тільки така функція регулятора не дозволяє усунути вплив проти-е.р.с. БДПС на форму струму, що споживається від акумулятора. Спотворення форми струму споживання призводить до збільшення втрат потужності в електродвигуні. Включення в контур ПІ-регулятора з астатизмом другого порядку, передавальна функція якого визначається як:

$$K_{кр}(p) = \frac{R(p^2 T_M T_E + p T_M + 1)}{p^2 T_M T_C K_{СУ} K_C}, \quad (1)$$

дозволяє компенсувати вплив проти-е.р.с. електродвигуна на форму струму, що споживається. В(1):  $R$  – активний опір фазної обмотки;  $T_M, T_E, T_C$  – електромеханічна, електрична сталі та стала інтегрування,  $K_{СУ}, K_C$  – коефіцієнт передачі системи управління автономного інвертора напруги (АІН) та датчика струму. Крім пульсацій проти-е.р.с. БДПТ на форму струму, що споживається, на коефіцієнт підсилення системи управління впливають пульсації вхідного струму АІН. Для їх усунення на виході датчика струму та на вході системи управління необхідно включити фільтр що призведе до появи в контурі струму некомпенсованого елемента з передавальною функцією  $K_{НС}(p) = \frac{1}{p T_{НС} + 1}$ , де  $T_{НС}$  – не компенсована стала часу. Вона визначається параметрами фільтрів. З урахуванням передавальних функцій компенсуючого регулятора та некомпенсованого елемента триконтурна структурна схема регулювання [1] після перетворення має вигляд, як на рис. 1.

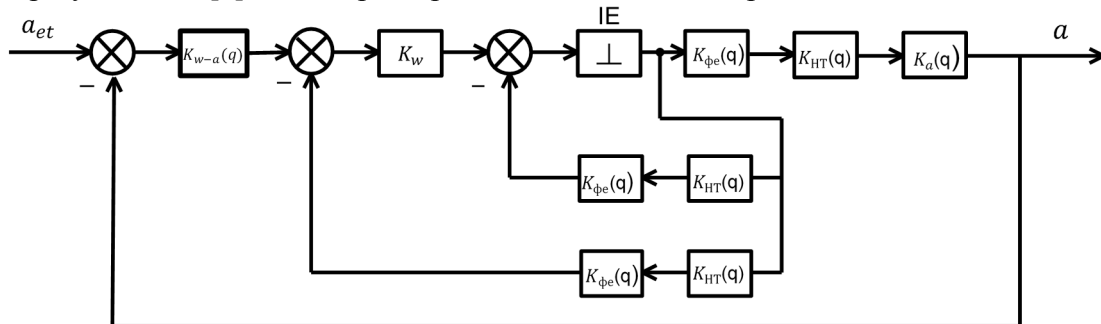


Рис. 1. Триконтурна структурна схема регулювання [1] після перетворення

У перетвореній структурній схемі керування польотом квадрокоптера, де  $K_{\phi e}(q) = \frac{1-e^{-q}}{q}$ ,  $K_{HT}(q) = \frac{K_0}{q(q+\beta)}$ ,  $K_{\alpha}(q) = \frac{T}{q T_{\alpha}}$  – передавальні функції формуючого елемента, неперервної частини контуру, датчика кута крену;  $q = pT, T$  – період вихідної напруги АІН;  $K_0 = \frac{T^2}{T_T T_{НС}}$ ,  $\beta = \frac{T}{T_{НС}}$ ,  $T_{\alpha}$  – постійна інтегрування датчика кута крену,  $K_w$  – коефіцієнт підсилення пропорційного регулятора контуру частоти обертання.

Дискретну передавальну функцію кола зворотного зв'язку контуру струму знайдемо в результаті модифікованого z-перетворення:

$$W_{OT}^*(z, e) = Z_M[k_{qa}(q) \cdot k_{HT}(q)] = K_0 \left[ -\frac{1}{\beta^2} + \frac{(z-1)e^{-\beta e}}{\beta^2(z-e^{-\beta})} + \frac{1+e(z-1)}{\beta(z-1)} \right] \quad (2)$$

$0 \leq e \leq 1$ . Її значення в момент спрацювання імпульсного елемента  $W_{OT}^*(z, 1) = \lim_{e \rightarrow 1} [z^{-1} W_{OT}^*(z, e)]$ . З урахуванням (2) –  $W_{OT}^*(z, 1) = K_0 \frac{z k_1 + k_2}{(z-1)(z-e^{-\beta})}$ , де  $k_1 = \frac{\beta - 1 + e^{(-\beta)}}{\beta^2}$ ,  $k_2 = \frac{1 - e^{-\beta}(1+\beta)}{\beta^2}$ .

Дискретна передавальна функція замкнутого контуру струму в момент спрацювання імпульсного елемента:

$$W_{3T}^*(z, 1) = \frac{1}{1+W_{0T}^*(z,1)} = \frac{(z-1)(z-e^{-\beta})}{(z-1)(z-e^{-\beta})+K_0(zK_1+K_2)} \tag{3}$$

Передавальна функція розімкнутого контуру частоти обертання:

$$W_{pw}^*(z, 1) = W_{3T}^*(z, 1) \cdot K_w \tag{4}$$

Дискретна передавальна функція замкнутого контуру частоти обертання:

$W_{3W}^*(z, 1) = \frac{W_{pw}^*(z,1)}{1+W_{pw}^*(z,1) \cdot W_{0W}^*(z,1)}$ , де  $W_{0W}^*(z, 1) = W_{0T}^*(z, 1)$  передавальна функція зворотного зв'язку контуру частоти обертання. З урахуванням (3), (4) маємо:

$$W_{3w}^*(z, 1) = \frac{(z-1)(z-e^{-\beta}) \cdot K_w}{(z-1)(z-e^{-\beta})+(1+K_w)K_0(zK_1+K_2)} \tag{5}$$

У контурі швидкості можна реалізувати процес кінцевої тривалості, якщо виконати наступну умову –  $(1 + e^{-\beta}) + (1 + K_w)K_0K_1=0$ ;  $e^{-\beta} + (1 + K_w)K_0K_1 = 0$ , що дозволяє закінчити процес в контурі швидкості за два періоди вихідної напруги АІН. З другої умови  $K_0 = \frac{e^{-b}}{(1+K_w)K_2}$ . З його врахуванням перша умова призводить до трансцендентного рівняння:  $e^{2\beta} - e^\beta - e = 0$ . Його рішення відповідає значення  $\beta \rightarrow 0,1$ . Оскільки  $\beta = \frac{T}{T_{nc}}$ , то величина  $T_{nc}=0.025$ с, якщо частота вихідної напруги АІН є 400 Гц, що дозволяє вибрати периметри фільтрів на виході датчиків струму та на вході системи керування. Стала інтегрування регулятора контуру струму повинна переважати не компенсовану сталу. Звичайно  $\bar{T}_T = 2\bar{T}_{nc}$ . З урахуванням цього коефіцієнт підсилення пропорційного регулятора контуру швидкості  $K_w = \frac{e^{-\beta}\beta}{T_T[e^{-\beta}(1+\beta-1)]} - 1$ , де враховано, що  $K_0 = \beta T_T$ ,  $K_2 = \frac{e^{-b}(1+\beta)-1}{\beta^2}$ , дискретна передавальна функція розімкненого контуру кута крену квадрокоптера  $W_{p\alpha}^*(z, 1) = W_{3w}^*(z, 1) \cdot W_{1\alpha}^*(z, 1)$ , де  $W_{1\alpha}^*(z, 1) = \lim_{\epsilon \rightarrow 1} z \left[ Z_M \left[ \frac{(1-e^{-b})K_{0\alpha}}{q^3(q+\beta)} \right] \right]$ , де  $K_{0\alpha} = K_0 \bar{T}_\alpha$ ,  $\bar{T}_\alpha = \frac{T}{T_\alpha}$ . Стала інтегрування датчика кута крену  $T_\alpha = 0,005$  с, тому що отримання інформації про швидкість обертання виконується з частотою 200 Гц.

У результаті перетворення маємо:

$$W_{1\alpha}^*(z, 1) = K_{0\alpha} \frac{z^2 b_2 + z b_1 + b_0}{(z-1)^2(z-e^{-b})} \tag{6}$$

де  $b_2 = \frac{\beta(\beta-1)+e^{-\beta}-1}{\beta^3}$ ,  $b_1 = \frac{(e^{-\beta}-1)[2-\beta(\beta-1)]}{\beta^3}$ ,  $b_0 = \frac{1-e^{-b}(1+\beta+\beta^3)}{\beta^3}$ , що відповідає значенню  $\epsilon = 1$ .

З урахуванням (5), (6) маємо:

$$W_{p\alpha}^*(z, 1) = K_{p0} \frac{z^2 b_2 + z b_1 + b_0}{[(z-1)(z-e^{-\beta})+(1+K_w)K_0(zK_1+K_2)](z-1)} \tag{7}$$

де  $K_{p0} = K_{0\alpha} K_w$ .

Відповідно до [4] виконаємо синтез регулятора кута крену квадрокоптера за критерієм швидкодії. Чисельник передавальної функції (7) розімкнутого контуру кута крену:

$$P^*(z, 1) = K_{p0} [z^2 b_2 + z b_1 + b_0].$$

Знаменник (7) без інтегратора та з інтегратором:

$$Q_1(z) = (z - 1)(z - e^{-\beta}) + (1 + K_w)K_0(zK_1 + K_2),$$

$$Q_1(z) = [(z - 1)(z - e^{-\beta}) + (1 + K_w)K_0(zK_1 + K_2)](z - 1).$$

Мінімальна кількість періодів вихідної напруги АІН, за які можливо закінчити процес у контурі кута крену квадрокоптера  $S_{мин} = l_0 + r_0 - 1$ , де  $l_0=3$  – порядок полінома  $Q(z)$ ,  $r_0 = 1$  – власний астатизм системи регулювання, котрий визваний наявністю в контурі кута датчика, що інтегрує швидкість обертання. Очевидно, що процес стабілізації кута крену квадрокоптера можна закінчити за три періоди вихідної напруги АІН,  $s_{мин} = 3$ . Для

цього необхідно виконати наступну умову  $P^*(z, 1) \cdot M^*(z, 1) + (z - 1)^2 \cdot N^*(z, 1) = z^3$ , де порядок полінома  $M^*(z, 1) l_M \geq r - 1 = 0$ , а порядок полінома  $N^*(z, 1) l_N \geq l_p \geq 2$ , де  $l_p$  – порядок чисельника передавальної функції розімкнутої системи.

У результаті маємо:

$$M^*(z, 1) = \alpha_0, N^*(z, 1) = C_0 + C_1Z + C_2Z^2.$$

З урахуванням (8) маємо:

$$K_{p0}[z^2b_2 + zb_1 + b_0]\alpha_0 + (C_0 + C_1Z + C_2Z^2)(z - 1) = z^3. \tag{9}$$

Прирівнюючи між собою коефіцієнти однакових степенів  $Z$  лівої та правої частин (9) маємо:

$$c_1 = \frac{b_1 + b_2}{\sum_0^2 b_k}, c_2 = 1, c_0 = \frac{b_0}{\sum_0^2 b_k}, a_0 = \frac{1}{k_{p0} \sum_0^2 b_k}.$$

Передавальна функція послідовної коригуючої ланки контуру кута крену квадрокоптера:

$$K_{p\alpha}(z, 1) = \frac{Q_1^*(z) \cdot M^*(z, 1)}{(z-1)^{r-r_0} \cdot M^*(z, 1)} \tag{10}$$

У результаті перетворень отримуємо:

$$K_p^*(z, 1) = \alpha_0 \cdot \frac{z^2 + \alpha_1 z + \alpha_0}{z^2 + c_1 z + c_0} = \frac{\Delta U_{\text{вих}}^*[z, 1]}{\Delta U_{\text{вх}}^*[z, 1]}, \tag{11}$$

де  $\alpha_1 = k_1(1 + k_w)$ ,  $\alpha_0 = e^{-\beta} + k_2(1 + k_w)$ ,  $r_0 = 1$  – власний астатизм системи,  $r = 1$  – астатизм регулятора.

Розділимо чисельник і знаменник (11) на  $z^2$ . У результаті маємо:

$$\Delta U_{\text{вих}}^*[z, 1](c_1 z^{-1} + c_0 z^{-2}) = \Delta U_{\text{вх}}^*[z, 1](a_0 + a_0 a_1 z^{-1} + a_0 a_2 z^{-2}),$$

звідки

$$\Delta U_{\text{вих}}^*[z, 1] = \Delta U_{\text{вх}}^*[z, 1](a_0 + a_0 a_1 z^{-1} + a_0 a_2 z^{-2}) - \Delta U_{\text{вих}}^*[z, 1](1 + c_1 z^{-1} + c_0 z^{-2}).$$

Оригінал різницевого рівняння, що отримано:

$$\Delta U_{\text{вих}}^*[n, 1] = \sum_{k=0}^2 \Delta U_{\text{вх}}^*[n - k, 1] \cdot \mu_k - \sum_{k=1}^2 \Delta U_{\text{вих}}^*[n - k, 1] - \eta_k.$$

Його рішення виконує рекурсивний цифровий фільтр, структурна схема якого представлена на рис. 2.

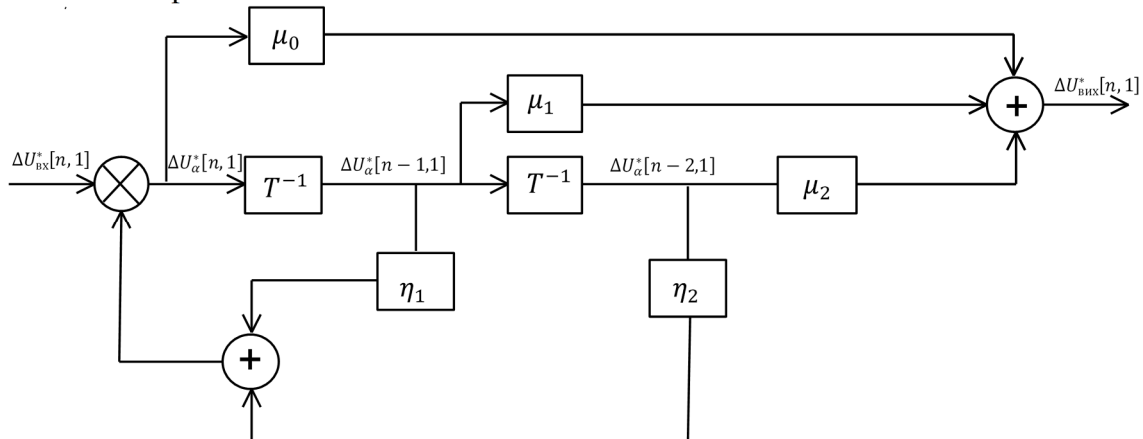


Рис. 2. Структурна схема рекурсивного цифрового фільтра

де  $\Delta U_{\alpha}^*[n, 1] = \Delta U_{\text{вх}}^*[n, 1] - \{\Delta U_{\alpha}^*[n - 1, 1] \cdot \eta_1 + \Delta U_{\alpha}^*[n - 2, 1] \cdot \eta_2\}$  – відхилення помилки контуру кута крену;  $\Delta U_{\text{вх}}^*[n, 1]$  – відхилення сигналу на вході регулятора;  $\Delta U_{\text{вих}}^*[n, 1]$  – відхилення вхідного сигналу регулятора кута крена. Він є сигналом задання для контуру частоти обертання;  $T^{-1}$  – ланка затримки на один період вихідної напруги АІН;  $\mu_0 = \frac{1}{K_{p0} \sum_0^2 b_k}$ ,  $\mu_1 = \frac{k_1(1+k_w)}{K_{p0} \sum_0^2 b_k}$ ,  $\mu_2 = \frac{e^{-\beta} k_2(1+k_w)}{K_{p0} \sum_0^2 b_k}$ ,  $\eta_1 = \frac{b_1 + b_2}{\sum_0^2 b_k}$ ,  $\eta_2 = \frac{b_0}{\sum_0^2 b_k}$  – параметри налаштування регулятора кута крену.

## TECHNICAL SCIENCES AND TECHNOLOGIES

Очевидно, що параметри ланок зворотного зв'язку рекурсивного фільтра  $\eta_1, \eta_2$  залежать лише від відносної некомпенсованої постійної  $\beta$ . Параметри ланок прямого передавання  $\mu_0, \mu_1, \mu_2$  окрім цього залежать і від відносної сталої інтегрування контуру струму  $T_C$  та від коефіцієнта підсилення регулятора контуру швидкості  $K_w$ .

Замкнена дискретна передавальна функція системи управління польотом квадрокоптера, що оптимізована за швидкістю:

$$W_{3 \text{ опт}}^*(z, 1) = P^*(z, 1) \frac{M^*(z, 1)}{z^3},$$

де  $P^*(z, 1) = K_{p0} [z^2 b_2 + z b_1 + b_0]$ ,

$$M^*(z, 1) = a_0 = \frac{1}{K_{p0} \sum_0^2 b_k}.$$

Коефіцієнт  $b_k$  визначено вище для  $\varepsilon = 1$ , тому що момент спрацювання імпульсного елемента відповідає лівому значенню сигналу на його вході.

Z-зображення перехідної характеристики оптимізованої замкнутої системи:

$$H_{3 \text{ опт}}^*(z, 1) = \frac{z}{z-1} \cdot W_{3 \text{ опт}}^*(z, 1) = \frac{z^3 b_2}{z^3 \cdot \sum_0^2 b_k(z, 1)} + \frac{z^2 (b_2 + b_1)}{z^3 \cdot \sum_0^2 b_k(z, 1)} + \frac{z \cdot \sum_0^2 b_k}{z^3 \cdot \sum_0^2 b_k(z, 1)}.$$

Оригінал її перехідної характеристики:

$$H_{3 \text{ опт}}^*(n, 1) = \frac{b_2}{\sum_0^2 b_k} [n, 1] + \frac{b_2 + b_1}{\sum_0^2 b_k} [n - 1, 1] + 1 [n - 2, 1], \quad (12)$$

де  $n = 0.1.2.3..$  – номер періоду гратчастої функції. Із (12) видно, що характер перехідного процесу по куту крену квадрокоптера залежить від некомпенсованої сталої. Вище показано що оптимальне значення  $\beta=0,1$ . У результаті розрахунку по (12) отримано такі дискретні значення перехідної характеристики замкненої системи для  $\beta = 0,1$ :

$$H_{3 \text{ опт}}^*(z, 1) = \begin{cases} 0,478; & n = 0; & e = 1 \\ 0,956; & n = 1; & e = 1. \\ 1; & n = 2; & e = 1 \end{cases}$$

Очевидно, що процес в системі закінчується без перерегулювання за три періоди комутації АІН, що живить електродвигун.

**Висновки відповідно до статті.** Для триконтурної системи стабілізації польотом квадрокоптера синтезовано цифровий регулятор головного контуру (кута крену) за критеріями швидкодії без перерегулювання. Встановлено зв'язок його параметрів із параметрами підпорядкованих йому контурів струму та швидкості. Показано, що вплив на параметри регулятора контуру кута крену та на сталу інтегрування компенсуючого регулятора контуру струму впливає некомпенсована стала часу. Запропоновано рекомендації, які дозволяють вибрати її значення.

### Список використаних джерел

1. Денисов Ю., Шаповалов О., Середа О., Куц Е. Оптимізація енергодинамічних процесів у системі керування приводом стабілізації польоту безпілотного літального апарата. *Технічні науки та технології*. 2018. № 3(13). С. 187-193.
2. Шілов К. Е. Разработка систем автономического управления беспилотным летательным аппаратом мультироторного типа. *Труды МФТИ*. 2014. Т. 6, № 4. С. 139-151.
3. Стабилизация беспилотного летательного аппарата на основе нейросетевого регулятора / С. С. Андронов и др. Санкт-Петербург: Ун-т НИУИТМО, 2016. Т. 16, № 5. С. 796–800.
4. Цыпкин Я. З. Основы теории автоматических систем. Москва: Наука, 1977. 560 с.

### References

1. Denysov, Yu., Shapovalov, O., Sereda, O., Kuts, E. (2018). Optymizatsiia enerhodynamichnykh protsesiv u systemi keruvannya pryvodom stabilizatsii polotu bezpilотноho litalnoho aparata [Optimization of energy-dynamic processes in a ceruvanny system with a drive of stable stability of a pilotless vehicle]. *Tekhnichni nauky ta tekhnolohii – Technical Science and Technology*, 3 (13), 187-193 [in Ukrainian].
2. Shilov, K. E. (2014). Razarbotka sistem avtonomaticheskogo upravleniia bespilотnym letatelnyym apparatom multirotornogo tipa [Development of autonomous control systems for a multi-rotor unmanned aerial vehicle]. *Trudy MFIT – Moscow Institute of Physics and Technology*, 6 (4), 139-151 [in Russian].

3. Andronov, S.S. et al. (2016). *Stabilizatsiia bespilotnogo letatel'nogo apparata na osnove neurosetevogo regulatora [Stabilization of an unmanned aerial vehicle based on a neural network controller]*. Sankt-Peterburg: Un-t NIUITMO, 16 (5), 796–800 [in Russian].

4. Tsyarkin, Ia. Z. (1977). *Osnovy teorii avtomaticheskikh sistem [Fundamentals of the theory of automatic systems]*. Moscow: Nauka [in Russian].

UDC 629.374.7

Yurii Denisov, Oleksiy Gorodny, Oleg Sereda

## SYNTHESIS OF THE SYSTEM ROLL ANGLE CONTROL SYSTEM CONTROL OF A QUADCOPTER WITH A COMPENSATING CURRENT CONTROL CURRENT

**Relevance of the research topic.** The theme of the study is due to the need to improve the quality of energy and dynamics in the flight control systems of unmanned aerial vehicles (UAVs), given their growing role in the industrial, domestic and military sectors.

**Formulation of the problem.** In UAV flight control systems with four rotors (quadcopter), control processes influence the processes of electric power consumption from an onboard battery. The loss of power in the power components of the systems and quadcopter control can be reduced if the influence of ripple anti-emf is eliminated. electric motor on the form of current consumed from the battery. Achieving this goal is possible through the implementation of the most appropriate laws of control in the contours of the system.

**Analysis of research and publications.** An analysis of well-known publications on the research topic showed that they did not pay attention to the issues of economical use of the battery's energy resource. The main focus is on improving management and navigation processes without taking into account their links to energy processes.

**Highlighting unexplored parts of common problems.** An insufficient study of the problem is a consequence of not taking into account the influence of management processes on the quality of energy consumption processes. This is manifested in the fact that the regulator, as a rule a two-circuit, quadcopter control system is tuned for the necessary speed and overshoot without taking into account the influence of the control law on the quality of energy processes, there is no control over the rate of rise of the current shape consumed.

**Formulation of the problem.** Known quadcopter control systems have one control loop. To control the battery consumption, in the quadcopter control system, a current loop is needed, which, together with the speed loop, which obeys the main roll angle loop. Thus, the UAV flight control system must have three control loops [1].

**Main material.** For a three-loop quadcopter flight control system, a digital controller of the main loop has been synthesized, which controls the angle of heel. The synthesis procedure includes taking into account the influence of a proportional-integral controller with second-order astatism, which is included in the current loop to compensate for ripple against the emf. brushless DC motor (BDTT). As a result of the synthesis, the structure and parameters of the links of the roll angle contour controller are obtained in the form of a digital recursive filter.

**Conclusions regarding the article.** Synthesized digital roll angle contour controller for three-loop quadcopter control system. The regulator allows you to stabilize the flight process while saving the energy resource of the on-board battery.

**Keywords:** quadcopter; modified z-transform; optimization; digital filter; energy efficiency.

Fig.: 2. References: 4.

**Денисов Юрій Олександрович** – доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри електроніки, автоматичної, робототехніки та мехатроніки, Чернігівський національний технологічний університет (вул. Шевченка, 95, м. Чернігів, 14035, Україна).

**Denisov Yurii** – Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of the Department of Electronics, Automation, Robotics and Mechatronics, Chernihiv National University of Technology (95 Shevchenka Str., 14035 Chernihiv, Ukraine).

**E-mail:** den711td@gmail.com

**ORCID:** <http://orcid.org/0000-0003-2293-7964>

**ResearcherID:** G-1144-2016

**Городній Олексій Миколайович** – кандидат технічних наук, старший викладач кафедри електроніки, автоматичної, робототехніки та мехатроніки, Чернігівський національний технологічний університет (вул. Шевченка, 95, м. Чернігів, 14035, Україна).

**Gorodny Oleksiy** – PhD in Technical Sciences, senior lecturer of Electronics, Automation, Robotics and Mechatronics, Chernihiv National University of Technology (95 Shevchenka Str., 14035 Chernihiv, Ukraine).

**E-mail:** aleksey.gorodny@gmail.com

**ORCID:** <http://orcid.org/0000-0001-5303-9564>

**Web of Science:** H-1425-2016

**Scopus:** ID 55327980200; ID 56338229500; ID 57191829796.

**Серєда Олег Васильович** – аспірант кафедри електроніки, автоматичної, робототехніки та мехатроніки, Чернігівський національний технологічний університет (вул. Шевченка, 95, м. Чернігів, 14035, Україна).

**Sereda Oleg** – PhD student of Department of Electronics, Automation, Robotics and Mechatronics, Chernihiv National University of Technology (95 Shevchenka Str., 14035 Chernihiv, Ukraine).

**E-mail:** seredaolegv@gmail.com

**ORCID:** <http://orcid.org/0000-0003-2270-0385>

**ResearcherID:** G-86012-2017