УДК 355.45

***Владислав Григорович Солонніков** (доктор техн. наук, професор)*
***Олександр Володимирович Войтко** (канд. військ. наук)*
Олена Владиславівна Полякова

Національний університет оборони України імені Івана Черняховського, Київ, Україна

ОСОБЛИВОСТІ ПРОВЕДЕННЯ ГАРМОНІЧНОЇ ЛІНЕАРІЗАЦІЇ НЕЛІНІЙНОГО ЕЛЕМЕНТА В СИСТЕМАХ УПРАВЛІННЯ ЛІТАЛЬНИХ АПАРАТІВ З БОРТОВОЮ ЦИФРОВОЮ ОБЧИСЛЮВАЛЬНОЮ МАШИНОЮ

Розглянуті особливості проведення гармонічної лінеаризації нелінійного елемента в системах управління літальних апаратів з бортовою цифровою обчислювальною машиною (БЦОМ) в контурі управління. Труднощі вирішення цієї задачі ускладнюються тим, що система автоматичного управління з БЦОМ в контурі управління за своєю природою є безперервно-дискретною системою (БДС). Характерною рисою БДС є наявність переривання сигналу, діючого в системі, в одній або в декількох точках схеми при зберіганні безперервності вихідного сигналу системи. Доведено, що в залежності від взаємного розташування нелінійного і імпульсного елементів в структурній схемі БДС необхідно використовувати різні коефіцієнти гармонічної лінеаризації нелінійного елемента. Це дозволить більш повно врахувати характер можливих в системі періодичних режимів і підвищити точність визначення їх параметрів.

Ключові слова : *гармонічна лінеаризація, імпульсний елемент, нелінійний елемент, безперервно-дискретна система автоматичного управління.*

Вступ

Аналіз динаміки кількісного і якісного розвитку ЗПН збройних сил Російської Федерації дозволяє прийти до висновку, що у разі подальшої активізації бойових дій агресора на сході нашої країни ЗРВ Повітряних Сил Збройних Сил України прийдеться вести боротьбу не тільки з літаками та вертольотами, але й з великою кількістю інших типів ЗПН, до яких треба віднести високоточні засоби ураження, безпілотні літальні апарати (БпЛА) і балістичні ракети (БР). У зв’язку з цим коло задач, які вирішуються засобами ППО, суттєво розширюється, а центр тяжіння у боротьбі з повітряним противником зміщується в напрямку боротьби з безпілотними ЗПН, БР і бортовими високоточними засобами ураження [1,2]. Все це вимагає своєчасного удосконалення якісних параметрів бойових засобів ЗРВ

Постановка проблеми. Перспективним напрямком суттєвого покращення тактико-технічних характеристик зенітних ракетних комплексів (ЗРК) є використання у складі його бойових засобів бортових цифрових обчислювальних машин (БЦОМ), і не тільки у складі його наземних засобів, але і на борту зенітних керованих ракет (ЗКР). З використанням БЦОМ можна реалізувати більш складні закони управління, краще вирішувати задачі корекції і самонастроювання систем управління, підвищити їх точності характеристики.

Аналіз сучасного рівня застосування БЦОМ в складі бортової апаратури ЗКР свідчить, що вже перші випадки використання цифрових обчислювачів для вирішення окремих задач підвищення якості роботи бортової апаратури управління польотом продемонстрували високу результативність такого підходу і забезпечили підвищення ефективності ЗРК. Однак очевидно, що для забезпечення суттєвого покращення тактико-технічних характеристик ЗКР доцільно використовувати БЦОМ для оптимізації функціонування не тільки однієї системи наведення, а всієї сукупності бортових систем управління польотом та підривом ракети, тобто забезпечити на базі БЦОМ – комплексну цифрову алгоритмізацію і оптимізацію процесу їх функціонування.

Аналіз остатніх досліджень і публікацій. Вирішення цієї проблеми стикається із суттєвими труднощами як теоретичного, так і практичного характеру. Теоретичні ускладнення пов’язані з тим, що розробка теорії синтезу систем автоматичного управління ЗКР з БЦОМ ще далека від завершення. Її основу складає теорія лінійних імпульсних (дискретних) систем автоматичного управління, яка була розвинута в роботах вчених різних країн світу в 60-70 роках минулого століття і вже сприймається як класична [3,4,5]. Ця теорія спирається на математичний апарат різницевих рівнянь і дозволяє проводити дослідження динамічних властивостей цифрових систем управління з урахуванням негативного впливу на динаміку системи квантування у часі управляючого сигналу. Однак такий підхід дає лише ідеалізоване подання реальних процесів, що відбуваються у системах управління ЗКР з БЦОМ, тому що дозволяє досліджувати поводження системи лише у дискретні моменти часу, що визначаються процесом квантування управляючого сигналу. Труднощі дослідження ускладнюються ще тим, що динаміка таких систем в загальному випадку описується не різницевими, а диференціально-різницевими рівняннями, які в загальному випадку є нелінійними.

Таким чином система автоматичного управління ЗКР з БЦОМ в контурі управління за своєю природою є безперервно-дискретною системою (БДС), тому що складається із безперервної і дискретної частин. Теорія БДС на сьогодні знаходиться на стадії формування.

Подальший розвиток цієї теорії при врахуванні досягнутого рівня розвитку цифрової обчислювальної техніки дозволить здійснити розробку алгоритмів функціонування бортових систем управління ЗКР в реальному масштабі польотного часу при врахуванні складності поточної сигнально-завадової обстановки, дозволить вирішити задачу максимізації умовної ймовірності ураження цілі зенітними ракетами, тобто одну із важливіших складових частин загальної проблеми підвищення ефективності ЗРК.

Характерною рисою БДС є наявність переривання сигналу, діючого в системі, в одній або в декількох точках схеми при зберіганні безперервності вихідного сигналу системи.

Бортові системи управління зенітних ракет у випадку використання у їх складі БЦОМ у відповідності до цієї класифікації будуть відноситися до класу безперервно-дискретних систем.

Із визначення класу БДС автоматичного управління слідує, що системи цього класу за своїми властивостями і характеристиками процесів, що в них протікають, займають проміжне місце між безперервними і дискретними системами. Оскільки теорія безперервних і дискретних систем розроблена досить повно, то цим і пояснюється той факт, що всі методи розрахунку БДС систем автоматичного управління, які пропонуються, зводяться до розробки штучних прийомів, що дозволяють з деякою похибкою здійснювати розв’язок сформульованої безперервно-дискретної задачі вже засвоєними методами теорії безперервних або ж дискретних систем автоматичного управління.

Однак застосування цих методів до систем безперервно-дискретного класу дозволяє отримати задовольняючі практику результати далеко не у всіх випадках. Суттєво частіше нехтування безперервно-дискретним характером процесів у системі, що проектується, призводить до суттєвих помилок в оцінюванні її динамічних властивостей.

Інтереси практики постійно вимагають більш адекватного відображення об’єкту дослідження, ще більш точної відповідності формалізованої моделі реальній дійсності.

Серед робіт, присвячених розв’язанню зазначеної проблеми, особливо суттєвими є роботи Г.М. Черкашина [6], які базуються на математичному апараті звичайного та дискретного перетворення Лапласу. Сумісне використання звичайного та дискретного перетворення Лапласу дозволяє вирішувати задачу проектування БДС більш повно і ефективно як графо-аналітичними методами, так і шляхом розрахунку на електронних обчислювальних машинах. Дана теорія розроблена для лінійних БДС простої і складної структури при детермінованих і випадкових вхідних впливах.

Мета статті. Для аналізу і синтезу систем управління ЗКР з БЦОМ, які в більшості випадків є нелінійними, лінійної моделі математичного опису процесів, що відбуваються у БДС, недостатньо. Необхідно обов’язково враховувати наявність у складі системи нелінійного елемента (НЕ) і його вплив на динаміку функціонування системи в цілому. В зв’язку з цим метою статті є обґрунтування особливостей проведення гармонічної лінеаризації НЕ в системах автоматичного управління ЗКР з БЦОМ в контурі управління, що дозволить використати позитивні можливості теорії лінійних БДС щодо більш точного опису процесу функціонування системи управління, а тобто і більш високого рівня досягнення кінцевого результату – ефективності ураження цілі.

Виклад основного матеріалу дослідження

Метод гармонічної лінеаризації для розв'язання задач автоматичного управління, був вперше застосований і надалі детально розроблений для нелінійних безперервних систем автоматичного управління. У відповідності до того, як в автоматичних системах все частіше стали використовуватися дискретні режими роботи, спостерігалися спроби застосування цього методу для цілей дослідження періодичних процесів у нелінійних імпульсних системах автоматичного управління. Однак істотні результати в застосуванні методу гармонічної лінеаризації до імпульсних систем були отримані тільки після розробки математичного апарату дискретного перетворення Лапласа. У питанні застосування методу гармонічного балансу до імпульсних систем особливо значною вважається робота Я.З.Ципкіна [3]. У цій роботі автор пропонує гармонічну лінеаризацію безінерційного НЕ проводити при припущенні, що решітчаста функція сигналу на виході лінійної безперервної частини системи змінюється за синусоїдальним законом, у той час як сам сигнал може істотно відрізнятися від синусоїдального. Висування таких вимог до фільтруючих властивостей лінійної безперервної частини системи пояснюється тим, що математичний опис процесів, що відбуваються в імпульсній системі, за допомогою дискретного перетворення Лапласа припускає розгляд вихідної координати системи лише у дискретні моменти часу

$$t = nT + \varepsilon T \quad , \quad 0 \le \varepsilon \le 1 \, ,$$

жорстко пов'язані з моментами замикання імпульсного елемента (ІЕ) системи. Це у свою чергу відповідає введенню в структурну схему нелінійної імпульсної системи на її виході "уявного" ключа (рис. 1, а).

Реакція НЕ $y = F(x)$ на синусоїдальну решітчасту $x(nT) = A\sin(\omega_1 nT + \varphi)$ функцію є також решітчастою періодичною функцією, але крива, що її обгинає, не відповідає гармонічному закону зміни процесу. Така періодична решітчаста функція, на відміну від безперервної, може бути представлена не рядом Фур'є, а тригонометричним багаточленом з кінцевим числом членів

$$y(nT) = \sum_{\nu=0}^{N} \left(a_\nu \cos \nu_n \frac{\pi}{N} + b_y \sin \nu_n \frac{\pi}{N} \right), \qquad (1)$$

де $N = \begin{cases} \dfrac{M}{2} \text{ при парному } M; \\ \dfrac{M-1}{2} \text{ при непарному } M; \end{cases}$ а $M = \dfrac{\omega}{\omega_1} = \dfrac{T_1}{T} \ge 2$ відносний період.

Коефіцієнти цього багаточлена визначаються формулами

$$\alpha_0 = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} F(x), \quad a_y = \frac{2}{M} \sum_{k=0}^{M-1} F(x) \cos \nu_k \frac{2\pi}{M}, \qquad (2)$$

при $\nu = 1, 2, \ldots, N-1$.

$$\alpha_y = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} F(x) \cos k\pi$$

$$b_y = \frac{2}{M} \sum_{k=0}^{M-1} F(x) \sin \nu_k \frac{2\pi}{M}$$

при $\nu = N, N+1, \ldots, M$, якщо $M = 2N+1$.

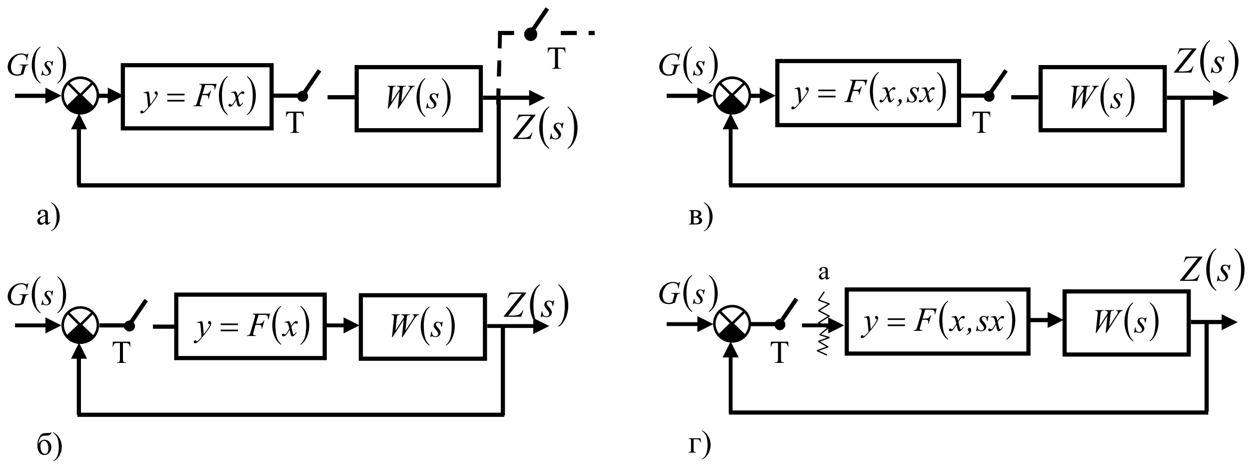

Рис. 1. Можливі варіанти структурних схем одноконтурних БДС із одним імпульсним і одним нелінійним елементом.

Введення додаткового ІЕ дозволяє формально у всіх випадках лінеаризацію НЕ системи проводити при сформованому вище припущенні про гармонійний характер зміни решітчастої функції вхідного сигналу НЕ, однак з іншого боку введення "уявного" ІЕ відповідає спрощенню математичного опису досліджуваної системи, при якому неминуча втрата частини інформації про динамічні властивості системи. Втрата інформації про динамічні властивості системи відбувається за рахунок нехтування безперервно-дискретним характером протікання процесів у системах автоматичного управління при переході від безперервного описання процесу на виході системи до дискретного, тобто саме в момент введення в систему "уявного" ключа. Введення ІЕ на виході системи відповідає переводу системи диференціальних і різницевих рівнянь до системи різницевих рівнянь. Як показано в роботі [6], навіть для лінійних систем така заміна приводить до неможливості досліджувати деякі особливості динаміки БДС. Для систем нелінійних рівнянь це зауваження отримує ще більше значення, тому що від точності описання вхідного сигналу НЕ залежить і результат лінеаризації.

Покажемо, що застосування чисто дискретного підходу в процесі дослідження нелінійних БДС часто приводить до невірного розрахунку коефіцієнтів гармонійної лінеаризації і за рахунок цього до значних помилок в оцінці динамічних властивостей системи. Особливо наочно це явище можна переглянути в нелінійних БДС зі структурною схемою, зображеної на рис.1 а. Попередньо зауважимо, що оскільки у формули для визначення коефіцієнтів гармонійної лінеаризації із усього частотного спектра вихідного сигналу НЕ входить лише перша гармоніка, то особливо важливим питанням для точності проведення всієї лінеаризації є точність визначення параметрів цієї гармоніки в реальному вихідному сигналі НЕ системи. Якщо лінеаризацію НЕ $t = F(x)$ в системі із зазначеною структурною схемою проводити на підставі припущення про зміну за гармонічним законом решітчастої функції вихідного сигналу безперервної лінійної частини системи, то до формування вихідного сигналу НЕ потрібно залучати лише дискретні значення його вхідного сигналу. Оскільки розглянутий НЕ є безінерційним, то вихідний сигнал нелінійності при цьому припущенні буде являти собою також послідовність дискрет. Його перша гармоніка, відповідно до формули (2), визначається виразом

$$y_1^* = \frac{2}{M}\sum_{k=0}^{M-1} F\left[A\sin\left(n\frac{2\pi}{M}+\varphi\right)\right]\sin k\frac{2\pi}{M}\sin\frac{2\pi}{M} + \frac{2}{M}\sum_{k=0}^{M-1} F\left[A\sin\left(n\frac{2\pi}{M}+\varphi\right)\right]\cos\frac{2\pi}{M}\sin\frac{2\pi}{M}, \quad (3)$$

а коефіцієнти гармонічної лінеаризації і еквівалентний комплексний коефіцієнт підсилення НЕ розраховуються по формулах

$$q(A,N,\varphi) = \frac{2}{NA}\sum_{n=1}^{N-1} F\left[A\sin\left(n\frac{\pi}{N}+\varphi\right)\right]\sin n\frac{\pi}{N}; \quad (4)$$

$$q'(A,N,\varphi) = \frac{2}{NA}\sum_{n=1}^{N-1} F\left[A\sin\left(n\frac{\pi}{N}+\varphi\right)\right]\cos n\frac{\pi}{N}; \quad (5)$$

$$I^*(A,N,\varphi) = \frac{2}{NA}\sum_{n=1}^{N-1} F\left[A\sin\left(n\frac{\pi}{N}+\varphi\right)\right]e^{-j\left(\frac{\pi}{N}n+\varphi\right)}. \quad (6)$$

Однак цілком очевидно, що за рахунок інерційних властивостей лінійної безперервної частини системи реальний сигнал на виході БДС автоматичного управління зі структурною схемою (рис. 1, а) є безперервною періодичною функцією часу, виділення першої гармоніки якої потрібно проводити шляхом розкладання цієї функції в ряд Фур'є. Відповідно до цього перша гармоніка вихідного сигналу НЕ має вигляд

$$\mu = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} F[A\sin(\omega t+\varphi)]\sin\omega t d\omega t\sin\omega t + \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} F[A\sin(\omega t+\varphi)]\cos\omega t d\omega t\cos\omega t.$$

Порівняємо вирази для амплітуди перших гармонік ідеалізованого і реального сигналу системи

$$\alpha_1^* = \frac{2}{N}\sum_{n=1}^{N-1} F\left[A\sin\left(n\frac{\pi}{N}+\varphi\right)\right]\sin\frac{\pi}{N}$$

$$\alpha_1 = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} F[A\sin(\omega t+\varphi)]\sin\omega t d\omega t.$$

З порівняння цих виразів зрозуміло, що амплітуди α_1^* і α_1 відмінні за величиною. Причому розбіжність цих амплітуд тим істотніше, чим менше значення N. По мірі збільшення відносного півперіоду коливань N амплітуда α_1^* буде прагнути до значення амплітуди α_1. Оскільки $N = \frac{T_1}{2T}$, то помилка, що буде отримана при заміні НЕ еквівалентним комплексним коефіцієнтом передачі $I^*(A,N,\varphi)$, буде тим менше, чим менше період повторення ІЕ системи, і тим більше, чим більше частота передбачуваного синусоїдального сигналу на вході НЕ, що підпадає під лінеаризацію.

Розрахунки коефіцієнтів гармонічної лінеаризації

свідчать, що розбіжність в значеннях коефіцієнтів, розрахованих на основі наведених виразів, буде невідчутною лише для значень $N \geq 5$. При менших значеннях N ці коефіцієнти можуть відрізнятися дуже істотно.

Апроксимація НЕ системи еквівалентним комплексним коефіцієнтом передачі $I^*(A,N,\varphi)$ в розглянутій структурній схемі взагалі неприпустима, якщо НЕ системи описується рівнянням $y = F(x, sx)$. Це пояснюється тим, що коефіцієнт передачі $I^*(A,N,\varphi)$ не враховує характер зміни вхідного сигналу НЕ в проміжках між моментами замикання ІЕ системи. Оскільки НЕ, поданий рівнянням $y = F(x, sx)$, має власну динаміку, то від його вихідного сигналу істотно залежить характер зміни його вхідного сигналу в кожний момент часу, а не тільки в момент замикання ІЕ системи. Вихідний сигнал НЕ при цьому є безперервною функцією часу навіть у випадку надходження на вхід НЕ сигналу, що дискретно змінюється в часі. Це ще раз підтверджує, що здійснення лінеаризації нелінійних БДС потрібно здійснювати при строгому урахуванні безперервно-дискретного характеру протікання процесів у таких системах шляхом використання при описанні останніх як диференціальних, так і різницевих рівнянь, а у випадку дослідження системи в частотній області – безперервного і дискретного перетворення Лапласа. Такий не спрощений опис динамки БДС дозволить здійснювати лінеаризацію НЕ з урахуванням реального характеру зміни сигналу на вході і виході НЕ при єдиному припущенні про гармонічний закон зміни вихідного сигналу лінійної безперервної частини системи.

Серед усього різноманіття одноконтурних структурних схем нелінійних БДС автоматичного управління, що містять один або декілька ідеальних ІЕ без екстраполятора, можна виділити тільки чотири варіанти схем, що відрізняються характером зміни сигналу (безперервний, дискретний) на вході НЕ. (рис. 1, а, б, в, г). Сигнал на вході НЕ, що належить БДС, буде змінюватися дискретно або безперервно залежно від місця розташування ІЕ в структурній схемі системи. У зв'язку із цим сигнал на вході НЕ при заміні його еквівалентним лінійним потрібно розглядати як синусоїдальну решітчасту функцію тільки в тому випадку, коли ІЕ розташований безпосередньо перед нелінійним. Саме цей випадок ілюструють структурні схеми (рис. 1, б, г). Характер зміни вихідного сигналу НЕ залежить від характеру зміни його вхідного сигналу, а також наявності або відсутності властивості інерційності у НЕ системи. Таким чином, у трьох із чотирьох можливих типових структурних схем (рис. 1, а, в, г) вихідний сигнал НЕ потрібно розглядати як безперервну функцію часу.

Для правильного формування коефіцієнтів гармонічної лінеаризації потрібно визначити вираз для першої гармоніки вихідного сигналу НЕ представленням цього сигналу:

розкладанням у ряд Фур'є, якщо $y = F(t)$;

тригонометричним багаточленом, якщо $y = F(nT)$.

Відповідно до цього гармонічну лінеаризацію НЕ $y = F(x, sx)$, що входить у БДС зі структурною схемою, яка зображена на рис. 1, в, потрібно проводити за допомогою звичайних коефіцієнтів гармонічної лінеаризації

$$q(A,\omega) = \frac{1}{\pi A}\int_0^{2\pi} F(A\sin\omega t, A\omega\cos\omega t)\sin\omega t d\omega t$$

;

$$q'(A,\omega) = \frac{1}{\pi A}\int_0^{2\pi} F(A\sin\omega t, A\omega\cos\omega t)\cos\omega t d\omega t$$

.

Еквівалентний комплексний коефіцієнт передачі НЕ при цьому визначається виразом

$$W(A, j\omega) = \sqrt{q^2(A,\omega) + q'^2(A,\omega)}\, e^{jarctg\frac{q'(A,\omega)}{q(A,\omega)}}$$

Коефіцієнти гармонічної лінеаризації НЕ, описуваного тим же рівнянням $y = F(x, sx)$, але такого, що входить в структурну схему (рис. 1, г), доцільно здійснювати теж шляхом розкладання вихідного сигналу НЕ в ряд Фур'є. Однак за рахунок того, що для розглянутої структурної схеми вхідний сигнал НЕ являє собою гармонічну решітчасту функцію, коефіцієнти гармонічної лінеаризації і еквівалентний комплексний коефіцієнт передачі НЕ є в цьому випадку функціями амплітуди A, частоти ω вхідного сигналу НЕ, а також відносного півперіоду N. Це значно відрізняє отримані коефіцієнти

$$q(A,\omega,N,\varphi) = \frac{1}{\pi A}\int_0^{2\pi} F\left[A\sin\left(n\frac{\pi}{N}+\varphi\right), A\omega\cos\left(n\frac{\pi}{N}+\varphi\right)\right]\sin\omega t d\omega t$$

$$q'(A,\omega,N,\varphi) = \frac{1}{\pi A}\int_0^{2\pi} F\left[A\sin\left(n\frac{\pi}{N}+\varphi\right), A\omega\cos\left(n\frac{\pi}{N}+\varphi\right)\right]\cos\omega t d\omega t$$

$$I(A, j\omega, N,\varphi) = \sqrt{q^2(A,\omega,N,\varphi) + q'^2(A,\omega,N,\varphi)}\, e^{jarctg\frac{q'(A,\omega,N,\varphi)}{q(A,\omega,N,\varphi)}}.$$

від коефіцієнтів гармонічної лінеаризації, що залежать тільки від двох параметрів (амплітуди і частоти) вхідного сигналу НЕ.

При гармонічній лінеаризації НЕ $y = F(x)$, що належить структурній схемі (рис. 1,а), потрібно застосовувати наступні розрахункові формули

$$q(A) = \frac{1}{\pi A}\int_0^{2\pi} F(A\sin\omega t)\sin\omega t d\omega t$$

$$q'(A) = \frac{1}{\pi A}\int_0^{2\pi} F(A\sin\omega t)\cos\omega t d\omega t$$

$$W(A) = \sqrt{q^2(A + q'^2(A))}\, e^{jarctg\frac{q'(A)}{q(A)}}$$

Ці коефіцієнти гармонічної лінеаризації є функціями тільки амплітуди вхідного сигналу НЕ.

У структурній схемі БДС автоматичного управління (рис. 1, б), у якій ІЕ безпосередньо передує нелінійному зі статичною характеристикою $y = F(x)$, потрібно вводити в розгляд еквівалентний комплексний коефіцієнт передачі $I^*(A, N, \varphi)$ (6) і коефіцієнти гармонічної лінеаризації, що визначаються формулами (4), (5). Застосування цих коефіцієнтів у цьому випадку правильно відображає дискретний характер протікання процесів на вході та виході не лінійності [7].

Висновки й перспективи подальших досліджень

Виходячи з викладеного, можна стверджувати, що при проведенні гармонічної лінеаризації НЕ в БДС необхідно враховувати його розміщення у структурній схемі системи відносно ІЕ та лінійної частини системи, а також наявність чи відсутність інерційних властивостей у самого НЕ. В залежності від цього для БДС з одним нелінійним і одним імпульсним елементом можливі чотири варіанти структурних схем одноконтурних БДС, для кожної з яких потрібно застосовувати різні коефіцієнти гармонічної лінеаризації. Це дає змогу враховувати специфіку динамічних властивостей конкретних нелінійних НДС.

З використанням запропонованих коефіцієнтів гармонічної лінеаризації в подальшому планується отримати рівняння, які описують вільні періодичні процеси, що можуть виникати в нелінійних БДС автоматичного управління. Для дослідження періодичних процесів в нелінійних БДС планується розробити методику, яка дозволить вирішувати це завдання графо-аналітичним методом з використанням логарифмічних частотних характеристик елементів структурної схеми системи або чисельними методами розрахунку на ПЕОМ. Методика буде враховувати особливості динаміки БДС, значно полегшить сам процес виявлення в системі можливих періодичних процесів і дозволить визначати параметри знайдених процесів з достатньою для практики інженерних розрахунків точністю.

Література

1. Протидія безпілотним авіаційним комплексам: Методичний посібник. К.: НУОУ, 2016.-28 с.

2. Застосування БпЛА в конфліктах сучасності / [Ю.К.Зіатдінов, М.В.Куклінський, С.П.Мосов, А.Л.Фещенко та ін.]; під ред. С.П.Мосова. – К.:2013. – 248 с. **3. Цыпкин Я.З.** Теория линейных импульсных систем. – М.:Физматгиз, 1963.- 968 с. **4. Ту Ю.Т.** Цифровые и импульсные системы автоматическогоуправления.-М Машиностроение, 1964.- 793 с. **5. Кузин Л.Т.** Расчет и проектирование дискретных систем управления.- М.: Матгиз, 1963.- 683 с. **6. Черкашин Г.М., Бахшалієв А.Ш., Рюмшин М.О.** Розрахунок безперервно-дискретних систем частотним методом.- К.: Техніка, 1992.- 275 с. **7. Солонников В.Г.** О процедуре обеспечения отсутствия в синтезируемой непрерывно-дискретной системе автоматического управления периодических процессов. В кн. "Стохастические модели систем". Київ: АН УРСР, ВА ППО СВ, 1994, 26-38 с.

ОСОБЕННОСТИ ПРОВЕДЕНИЯ ГАРМОНИЧЕСКОЙ ЛИНЕАРИЗАЦИИ НЕЛИНЕЙНОГО ЭЛЕМЕНТА В СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ С БОРТОВОЙ ЦИФРОВОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ МАШИНОЙ

***Владислав Григорьевич Солонников** (доктор технических. наук, профессор)*
***Александр Владимирович Войтко** (канд. воен. наук)*
Елена Владиславовна Полякова

Национальный университет обороны Украины имени Ивана Черняховского, Киев, Украина

Рассмотрены особенности проведения гармонической линеаризации нелинейного элемента в системах управления летательных аппаратов с бортовой вычислительной машиной (БЦВМ) в контуре управления. Трудности решения этой задачи усложняются тем, что система автоматического управления с БЦВМ в контуре управления по своей природе является непрерывно-дискретной системой (НДС). Характерной чертой НДС является наличие прерывания сигнала, действующего в системе, в одной или нескольких точках схемы при сохранении непрерывности выходного сигнала системы. Доказано, что в зависимости от взаимного расположения нелинейного и импульсного элементов в структурной схеме НДС необходимо использовать разные коэффициенты гармонической линеаризации нелинейного элемента. Это позволит более полно учесть характер возможных в системе периодических режимов и повысить точность определения их параметров.

***Ключевые слова:** гармоническая линеаризация, импульсный элемент, нелинейный элемент, система автоматического управления.*

FEATURES OF HARMONIC LINEARIZATION OF NONLINEAR ELEMENT IN CONTROL SYSTEMS OF AERIAL VEHICLES WITH THE DIGITAL COMPUTER ONBOARD

***Vladislav G. Solonikov** (Doctor of Technical Science, Professor)*
***Olexandr V.Voitko** (Candidate of Military Sciences)*
Elena V. Polykova

National Defence University of Ukraine named after Ivan Cherniakhovsky, Kyiv, Ukraine

Reviewed features of harmonic linearization of nonlinear element in control systems with the digital computer onboard (DCO) in the circuit of control. Difficulties of this task solution become more complicated because of the system of automatic control with DCO in the circuit of control naturally is continuous-discrete system (CDS). The main characteristic of CDS is signal interruption in one or many points of the system with saving uninterrupted outgoing system signal. It was proved that depending on mutual arrangement of nonlinear and impulse elements in the structure of CDS it is necessary to use different coefficients of harmonic linearization of nonlinear element. This will allow more closely take in account of possible system periodical modes and increase the precision of its parameters determination.

***Key words:** harmonic linearization, impulse element, nonlinear element, continuous-discrete system of automatic control.*

References

1. Counteraction to unmanned aerial complexes: Methodic manual. K.: NUOU, 2016.-28 p. **2**. Use of UAV in modern conflicts / [Y.Ziatdinov, M.Kuklinskiy, S.Mosov, A.Feshenko etc.]; edition of S.Mosov. – K.:2013. – 248 p. **3. Y. Tsyipkin.** Linear impulse systems theory. – M.:Fizmattiz, 1963.- 968 p. **4. Y.Tu.** Digital and impulse systems of automatic control.-M. Mashinostroenie, 1964.- 793 p. **5. L.Kuzyin.** Estimation and projecting of discrete control systems.- M.: Mattiz, 1963.- 683 p. **6. G.Cherkashyin, A. Bakhshaliev, M.Riumshin.** Estimation of continuous-discrete systems by frequency method. - K.: Technica, 1992.- 275 p. **7. V.Solonnikov.** About the procedure of ensuring the absence of automatic control of periodical processes in continuous-discrete synthesized system. In book. "Stochastic system models". K: AS UkrSSR, MA AD LF, 1994, 26-38 p.