

УДК 621.396.946: 004.042

DOI <https://doi.org/10.32782/2663-5941/2022.5/02>**Лисенко О.І.**Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»**Тачиніна О.М.**

Національний авіаційний університет

Гуйда О.Г.

Таврійський національний університет імені В.І. Вернадського

Фуртат О.В.

Таврійський національний університет імені В.І. Вернадського

Фуртат С.О.

Таврійський національний університет імені В.І. Вернадського

Сушин І.О.Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

ІНЖЕНЕРНА МЕТОДИКА ЕКСПРЕС-СИНТЕЗУ ЦИФРОВОЇ СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ ДЛЯ ПРЕЦИЗІЙНИХ МЕХАТРОННИХ ПРИСТРОЇВ МОБІЛЬНИХ СЕНСОРНИХ МЕРЕЖ

У роботі розглянуто актуальне наукове завдання стосовно розробки інженерної методики експрес-синтезу цифрової системи автоматичного керування для прецизійних мехатронних пристроїв мобільних сенсорних мереж, яка періодично отримує від алгоритму ідентифікації інформацію про параметри елементів неперервної частини цифрової системи автоматичного керування.

Прецизійні мехатронні пристрої мобільних сенсорних мереж включають пристрої орієнтації та стабілізації вісей чутливості сенсорів спрямованої дії, трьох ступеневі стабілізації корисного навантаження літаючих інформаційно-телекомунікаційних роботів. Конструктивно електропривод системи орієнтації та стабілізації осі чутливості мобільного сенсора спрямованої дії кріпиться до рухомої основи, яка перебуває під дією різноманітних механічних збурень. Ці збурення надають негативний вплив і на роботу мобільного сенсора (МС). Зрив режиму отримання інформації сенсором спрямованої дії найчастіше відбувається під впливом імпульсних збурень. В результаті, виникає завдання максимального зменшення впливу імпульсних збурень на роботу МС. Найкращим рішенням цієї задачі слід вважати застосування адаптивного до зовнішніх механічних та електричних збурень електроприводу. Найчастіше як електропривод по кожному ступеню рухливості в системі орієнтації та стабілізації осі чутливості МС використовується двигун постійного струму. Суть такої адаптивності полягає в комплексному використанні добре розроблених алгоритмів оперативної ідентифікації параметрів електроприводу з удосконаленими завдяки застосуванню сучасних систем комп'ютерної математики класичних методик синтезу.

Результати хронометрування процесу синтезу цифрового алгоритму керування показують, що у випадку прийняття гіпотези про квазістаціонарність параметрів пристроїв, що входять до складу неперервної частини системи автоматичного керування, застосування експрес методики, ключова теоретична складова якої базується на методі асимптотичних логарифмічних псевдочастотних характеристик, є адекватним для розв'язання задачі експрес-синтезу цифрової системи автоматичного керування для прецизійних мехатронних пристроїв мобільних сенсорних мереж.

Ключові слова: мобільні сенсори, сенсорні мережі, прецизійних мехатронні пристрої, цифрова система автоматичного керування.

Вступ та аналіз публікацій. До прецизійних мехатронних пристроїв мобільних сенсорних мереж слід віднести пристрої орієнтації та стабілізації вісей чутливості сенсорів спрямованої дії, трьох ступеневі стабілізації корисного навантаження літаючих інформаційно-телекомунікаційних роботів [1-8].

При цьому мобільні сенсори забезпечуються чутливими елементами строго спрямованої дії [9, 10, 11]. Конструктивно електропривод системи орієнтації та стабілізації осі чутливості мобільного сенсора спрямованої дії кріпиться до рухомої основи, яка перебуває під дією різноманітних механічних збурень. Ці збурення надають негативний вплив і на роботу МС, так як впливають на точність реалізації заданих алгоритмів управління переорієнтацією та стабілізації осі чутливості МС. Зрив режиму отримання інформації сенсором спрямованої дії найчастіше відбувається під впливом імпульсних збурень [11]. Виникає завдання максимального зменшення впливу імпульсних збурень на роботу МС. Найкращим рішенням цієї задачі слід вважати застосування адаптивного до зовнішніх механічних та електричних збурень електроприводу. Однак, незважаючи на суттєві успіхи мехатроніки, таких електроприводів на сьогоднішній день немає [15]. Слід зазначити, що сучасні цифрові електроприводи мають інформаційно-керуючий пристрій, який можна використовувати для алгоритмічної експрес корекції динамічних властивостей електроприводу з метою надання електроприводу властивості адаптивності [10, 12-16]. Найчастіше як електропривод по кожному ступеню рухливості в системі орієнтації та стабілізації осі чутливості МС використовується двигун постійного струму [10]. Суть такої адаптивності полягає в комплексному використанні добре розроблених алгоритмів оперативної ідентифікації параметрів електроприводу з удосконаленими завдяки застосуванню сучасних систем комп'ютерної математики класичних методики синтезу.

Постановка задачі дослідження. Виникає актуальне наукове завдання стосовно розробки інженерної методики експрес-синтезу цифрової системи автоматичного керування для прецизійних мехатронних пристроїв мобільних сенсорних мереж, яка періодично отримує від алгоритму ідентифікації інформацію про параметри елементів неперервної частини цифрової системи автоматичного керування (ЦСАК).

Викладення основного матеріалу. Методика експрес-синтезу цифрової системи автоматичного керування для прецизійних мехатронних пристроїв мобільних сенсорних мереж складається з наступних етапів[12-18]:

1. Підготовка вихідних даних у вигляді математичних моделей приладів, з яких складається

ЦСАК. Вважаємо, що математичні моделі представлені у вигляді неперервних математичних моделей, наприклад, задані s-передавальними функціями (передавальними функціями, які отримані із використання неперервного перетворення Лапласа).

2. Редукція математичної моделі узагальненого неперервного об'єкта керування.

3. Вибір T_0 – кроку квантування за часом для АЦП.

4. Вибір типу екстраполятора для ЦАП. Побудова передавальної функції екстраполятора.

5. Побудова математичної моделі приведенного дискретного об'єкта керування (ПДОК).

6. Побудова логарифмічної амплітудно-псевдочастотної характеристики (ЛАПЧХ) ПДОК. Обчислення псевдочастоти на якій ЛАПЧХ дорівнює нулю (псевдочастота зрізу) та тангенса кута нахилу ЛАПЧХ на цій псевдочастоті.

7. Вибір структури закону керування у вигляді

$$D_{pch}(\bar{\lambda}) = \frac{b_k(j\bar{\lambda})^k + b_{k-1}(j\bar{\lambda})^{k-1} + \dots + b_1(j\bar{\lambda}) + b_0}{a_l(j\bar{\lambda})^l + a_{l-1}(j\bar{\lambda})^{l-1} + \dots + a_1(j\bar{\lambda}) + a_0},$$

де $j\bar{\lambda} = \frac{z-1}{z+1}$.

Обчислення параметрів закону керування $a_0, a_1, \dots, a_l; b_0, b_1, \dots, b_k$, які забезпечують наближення ЛАПЧХ розімкненої системи $W_p(z)|_{z=\frac{1+j\bar{\lambda}}{1-j\bar{\lambda}}} = D(z) \cdot W_{ud}(z)|_{z=\frac{1+j\bar{\lambda}}{1-j\bar{\lambda}}}$ до бажаного вигляду.

8. Виконання імітаційного експерименту.

Розглянемо більш детально виконання етапів методики експрес-синтезу цифрової системи автоматичного керування для прецизійних мехатронних пристроїв мобільних сенсорних мереж.

На першому етапі розглянемо застосування методики для синтезу цифрового закону керування для ЦСАК приводу прецизійної мехатронної системи (див. рис. 1).

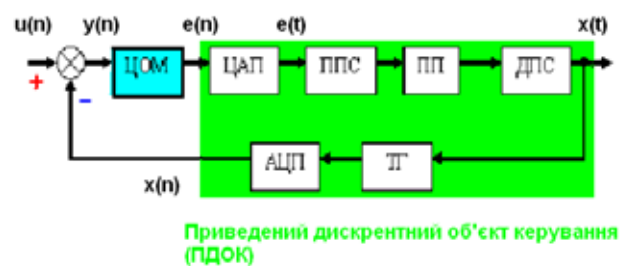


Рис. 1. Структурна схема ЦСАК швидкістю обертання ротору ДПС прецизійної мехатронної системи

Алгоритм ідентифікації періодично (період визначається темпом суттєвої зміни параметрів елементів неперервної частини ЦСАК) «оновлює» інформацію про параметри неперервних математичних моделей підсилювача постійного струму (ППС), підсилювача потужності (ПП), двигуна постійного струму (ДПС), тахогенератора (ТГ)

задані відповідно номінальними передавальними функціями

$$W_{pps}(s) = \frac{5}{0.01s + 1}; W_{pp}(s) = \frac{2}{0.03s + 1};$$

$$W_{dps}(s) = \frac{1}{0.4s^2 + 1.3s + 1}; W_{ig}(s) = 1.$$

На другому етапі знайдемо редукцію математичної моделі узагальненого неперервного об'єкта керування.

Знехтуємо інерційністю ППС та ПП. Тоді $W_{pps}(s) = 5$ та $W_{pp}(s) = 2$. Передавальна функція редукovanого узагальненого неперервного об'єкта керування (УНОК) набуває вигляду

$$W_{unok}(s) = W_{pps}(s) \cdot W_{pp}(s) \cdot W_{dps}(s) \cdot W_{ig}(s) = \frac{10}{0.4s^2 + 1.3s + 1}.$$

Використовуючи функції СКМ MATLAB+Simulink, побудуємо передавальні функції за вихідним сигналом замкненої неперервної САК для випадків не редукovanого та редукovanого УНОК:

```
>> wpps=tf([5],[0.01 1]) Transfer function:
5
```

```
-----
0.01 s + 1
>> wpp=tf([2],[0.03 1])
Transfer function:
2
```

```
-----
0.03 s + 1
>> wdps=tf([1],[0.4 1.3 1])
Transfer function:
```

```
1
-----
0.4 s^2 + 1.3 s + 1
>> wtg=1
wtg = 1
>> neredWunok=wpps*wpp*wdps*wtg
Transfer function:
10
```

```
-----
0.00012 s^4 + 0.01639 s^3 + 0.4523 s^2 + 1.34 s + 1
>> redWunok=10*wdps*wtg
Transfer function:
10
```

```
-----
0.4 s^2 + 1.3 s + 1
>> neredHx=neredWunok/(1+neredWunok)
Transfer function:
```

```
-----
0.0012 s^4 + 0.1639 s^3 + 4.523 s^2 + 13.4 s + 10
-----
1.44e-008 s^8 + 3.934e-006 s^7 + 0.0003772 s^6
+ 0.01515 s^5 + 0.2499 s^4 + 1.409 s^3 + 7.223 s^2
+ 16.08 s + 11
>> redHx=redWunok/(1+redWunok)
Transfer function:
4 s^2 + 13 s + 10
```

```
-----
0.16 s^4 + 1.04 s^3 + 6.49 s^2 + 15.6 s + 11
Із використанням функції bode системи комп'ютерної математики (СКМ) MATLAB+Simulink побудуємо ЛАЧХ не редукovanого та редукovanого УНОК та виконаємо їх порівняльний аналіз(див. рис. 5.7):
>> bode(neredHx, redHx)
```

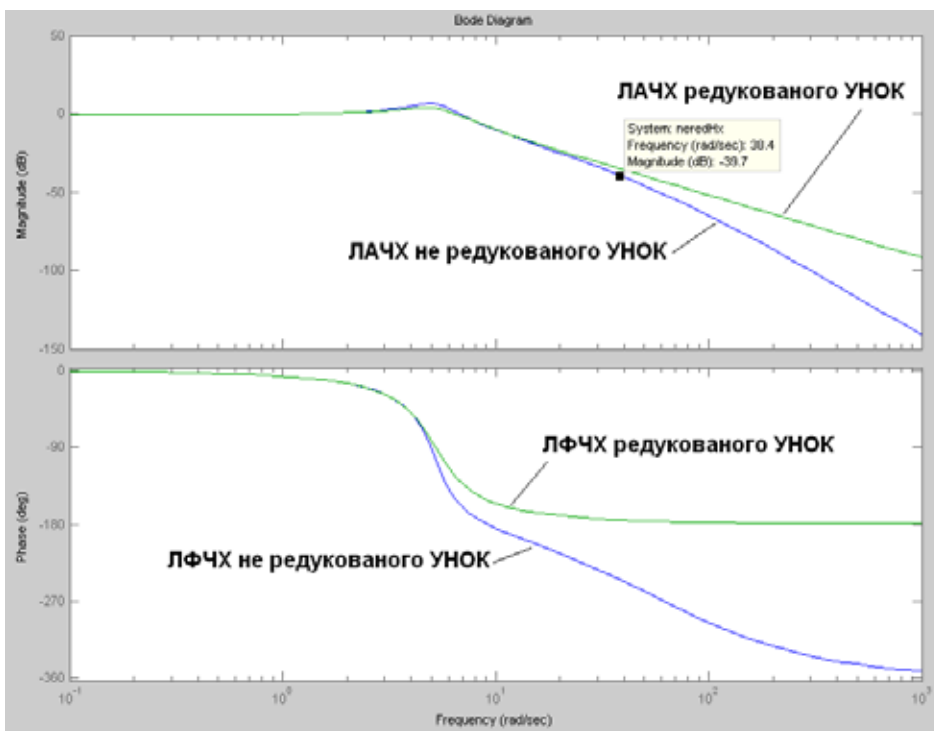


Рис. 2. Діаграми Бode для не редукovanого та редукovanого УНОК

Як бачимо (рис. 2), в діапазоні частот від приблизно рівних 0 рад/с до 38.4 рад/с логарифмічні характеристики не редукованого та редукованого УНОК практично співпадають. Це означає, що нехтування інерційністю ППС та ПП не призводить до суттєвого загублення математичної моделі УНОК.

Етап 3. Проведемо вибір T_0 – кроку квантування за часом для АЦП.

Припустимо, що немає відомостей про верхні граничні частоти корисного сигналу та збурення, що діють на вході АЦП, а відома лише передавальна функція не редукованого узагальненого неперервного об'єкту керування. Тоді, виходячи з практичного досвіду, вважається, що шукана гранична частота ω_B на вході АЦП відповідає точці, в якій ЛАЧХ не редукованого УНОК приблизно на 40 дБ менша значень цієї ж ЛАЧХ при малих частотах (рис. 2).

Як бачимо $\omega_B = 38.4$ рад/с. За теоремою Котельникова знаходимо період квантування за часом $T_0 = \pi/\omega_B$:

>> To=pi/38.4

To = 0.0818

Етап 4. Вибір типу екстраполятора для ЦАП.

В якості екстраполятора ЦАП використаємо E_0 – екстраполятор нульового порядку. Передавальна функція цього екстраполятора

$$W_{E_0}(s) = \frac{1 - e^{-sT_0}}{s}$$

Якщо для побудови передавальної функції приведенного дискретного об'єкта керування використовується функція c2d СКМ MATLAB+Simulink, то ця функція буде передавальною функцією ПДОК за відомою передавальною функцією УНОК із врахуванням дії саме екстраполятора нульового порядку.

Етап 5. Побудова математичної моделі приведенного дискретного об'єкта керування.

Обчислимо передавальну функцію ПДОК

$W_{пд}(z)$

>> Wpdok=c2d(redWunok,To)

Transfer function:

0.07661 z + 0.07011

z^2 - 1.752 z + 0.7665 Sampling time: 0.081812

Отриманий результат означає

$W_{пд}(z) = \frac{0.07661z + 0.07011}{z^2 - 1.752z + 0.7665}$, що і треба було отримати.

Етап 6. Побудова логарифмічної амплітудно-псевдочастотної характеристики ПДОК.

Для побудови ЛАПЧХ ПДОК використаємо комп'ютерну систему аналітичних обчислень

СКМ MATLAB+Simulink. Задамо білінійне перетворення $z = \frac{1+w}{1-w} = \frac{1+s}{1-s}$, де $s=w$, наступним чином

>> z=tf([1 1],[-1 1]) Transfer function:

-s - 1

s - 1

Виконаємо заміну z на s в передавальній функції

ПДОК $W_{пд}(z)$

>> Wpsevdo=(0.07661*z+0.07011)/

(z^2-1.752*z+0.7665)

Transfer function:

-0.0065 s^4 - 0.1272 s^3 + 0.4207 s^2 - 0.4337 s + 0.1467

3.518 s^4 - 6.57 s^3 + 2.599 s^2 + 0.438 s + 0.0145

Будуємо діаграму Бode (див. рис. 3)

>> bode(Wpsevdo)

У відповідності із досвідом синтезу законів керування для неперервних систем, бажано, щоб на частоті зрізу тангенс кута нахилу ЛАПЧХ розімкненої САК приблизно дорівнював -20 дБ/дек. Зауважимо, що підвищення псевдочастоти зрізу призводить до підвищення швидкодії.

Етап 7. Вибір структури закону керування.

Оберемо закон керування у вигляді

$$D_{pch}(\bar{\lambda}) = k \cdot \frac{T_1(j\bar{\lambda}) + 1}{T_2(j\bar{\lambda}) + 1},$$

де $j\bar{\lambda} = \frac{z-1}{z+1}$, $T_{1,2}$, k – додатні.

Перед тим, як виконати обчислення параметрів закону керування k, T_1, T_2 , які забезпечують наближення тангенсу кута нахилу ЛАПЧХ розімкненої системи на відносній псевдочастоті зрізу до бажаного значення „-20 дБ/дек”, з'ясуємо властивості обраного закону керування.

ЛАПЧХ для обраного закону керування обчислюється за виразом

$$L_{цом}(\bar{\lambda}) = 20 \lg \left| k \cdot \frac{T_1(j\bar{\lambda}) + 1}{T_2(j\bar{\lambda}) + 1} \right| = 20 \lg k + 20 \lg \sqrt{T_1^2 \cdot \bar{\lambda}^2 + 1} - 20 \lg \sqrt{T_2^2 \cdot \bar{\lambda}^2 + 1} =$$

$$= 20 \lg k + 20 \lg(T_1 \cdot \sqrt{\bar{\lambda}^2 + 1/T_1^2}) - 20 \lg(T_2 \cdot \sqrt{\bar{\lambda}^2 + 1/T_2^2})$$

Тоді для побудови асимптотичної ЛАПЧХ, в залежності від співвідношення між T_1 та T_2 , необхідно розглянути два наступні варіанти.

1). Якщо $T_1 \ll T_2$, тобто $1/T_2 \ll 1/T_1$. Тоді асимптотична ЛАПЧХ складається з трьох ділянок (див. рис. 4):

а) $L_{цом,асимпт}(\bar{\lambda}) = 20 \lg k$, $\bar{\lambda} \ll 1/T_2$;

б) $L_{цом,асимпт}(\bar{\lambda}) = 20 \lg k - 20 \lg(T_2 \cdot \bar{\lambda})$, $1/T_2 \ll \bar{\lambda} \ll 1/T_1$;

в) $L_{цом,асимпт}(\bar{\lambda}) = 20 \lg k + 20 \lg(T_1 \cdot \bar{\lambda}) - 20 \lg(T_2 \cdot \bar{\lambda})$, $1/T_1 \ll \bar{\lambda}$.

Враховуючи той факт, що ЛАПЧХ розімкненої ЦСАК дорівнює сумі ЛАПЧХ ЦОМ та ЛАПЧХ ПДОК

$$L_p(\bar{\lambda}) = L_{цом}(\bar{\lambda}) + L_{пдок}(\bar{\lambda})$$

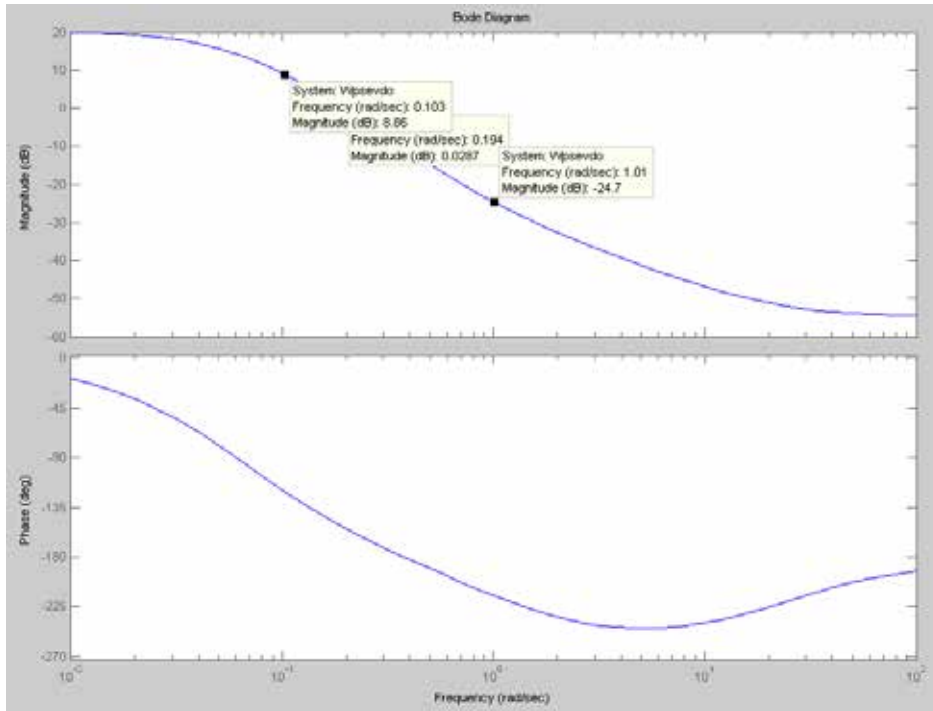


Рис. 3. Діаграми Бодє для ЦОК:

Використовуючи діаграму Бодє (рис. 3) знаходимо приблизне значення відносної псевдочастоти зрізу (відносна псевдочастота, на якій ЛАПЧХ ЦОК приблизно дорівнює 0) $\bar{\lambda}_R = 0.194$ та приблизне значення тангенса кута нахилу ЛАПЧХ на цій псевдо частоті $(-24.7-8.86)/(1.01-0.103) = -37.0011$ [дб/дек].

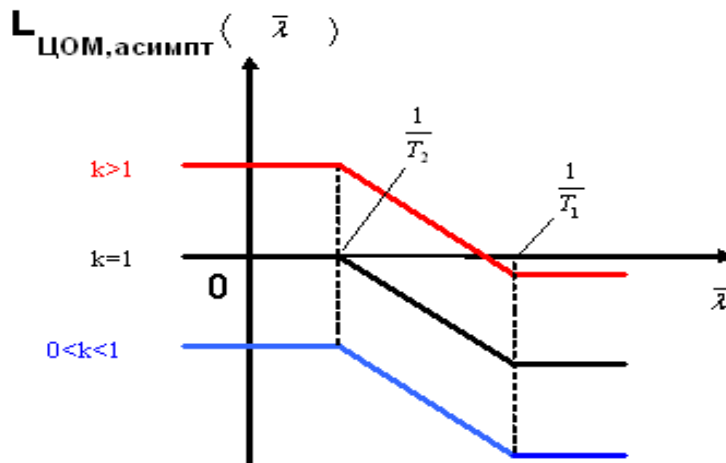


Рис. 4. Асимптотична ЛАПЧХ передавальної функції ЦОМ при умові, що $T_1 \ll T_2$; нахил асимптотичної ЛАПЧХ в інтервалі $(1/T_2; 1/T_1)$ дорівнює -20 дб/дек

1). Якщо $T_2 \ll T_1$, тобто $1/T_1 \ll 1/T_2$. Тоді асимптотична ЛАПЧХ складається з трьох ділянок (див. рис. 5):

$$a) L_{\text{ЦОМ,асимпт}}(\bar{\lambda}) = 20 \lg k, \quad \bar{\lambda} \ll 1/T_1;$$

$$б) L_{\text{ЦОМ,асимпт}}(\bar{\lambda}) = 20 \lg k + 20 \lg(T_1 \cdot \bar{\lambda}), \quad 1/T_1 \ll \bar{\lambda} \ll 1/T_2;$$

$$в) L_{\text{ЦОМ,асимпт}}(\bar{\lambda}) = 20 \lg k + 20 \lg(T_1 \cdot \bar{\lambda}) - 20 \lg(T_2 \cdot \bar{\lambda}), \quad 1/T_2 \ll \bar{\lambda}.$$

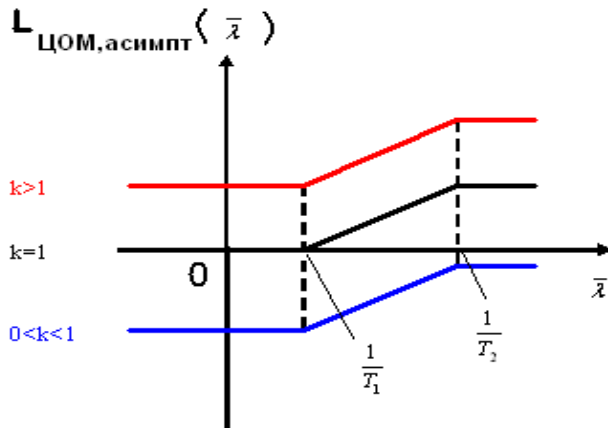


Рис. 5. Асимптотична ЛАПЧХ передавальної функції ЦОМ при умові, що $T_2 \ll T_1$: нахил асимптотичної ЛАПЧХ в інтервалі $(1/T_1; 1/T_2)$ дорівнює $+20\text{дб/дек}$

виконаємо:

1) корекцію кута нахилу ЛАПЧХ ПДОК на її відносній псевдочастоті зрізу $\bar{\lambda}_R = 0.194$ за допомогою алгоритму ЦОМ із ЛАПЧХ, що відповідає рис. 5. Змінимо нахил ЛАПЧХ ПДОК на відносній псевдочастоті зрізу від значення $-37.0011[\text{дб/дек}]$ до значення, яке приблизно дорівнюватиме

$(-37.0011+20) \text{дб/дек} = -17.0011\text{дб/дек}$. Нагадаємо, що нахил -20дб/дек на частоті зрізу вважається ознакою того, що ЦСАК буде мати прийнятну якість регулювання;

Прийmemo, що $1/T_2 = 10 \cdot \bar{\lambda}_R$, $1/T_1 = \bar{\lambda}_R / 10$. Тоді отримуємо $T_2 = 1 / (10 \cdot \bar{\lambda}_R) = 0.5155$, $T_1 = 10 / \bar{\lambda}_R = 51.5464$.

Враховуючи, що $j\bar{\lambda} = \frac{z-1}{z+1}$, перейдемо у виразі $D_{1\text{пч}}(\bar{\lambda}) = k_1 \cdot \frac{T_1(j\bar{\lambda}) + 1}{T_2(j\bar{\lambda}) + 1}$ до змінної z . Тоді отримуємо, що

$$D_1(z) = k_1 \cdot \frac{(T_1+1) \cdot z + (1-T_1)}{(T_2+1) \cdot z + (1-T_2)}$$

2) зменшення відносної псевдочастоти зрізу розімкненої системи за допомогою алгоритму ЦОМ із ЛАПЧХ, що відповідає рис. 4.

Прийmemo, що $T_{11}=10/0.194=51.5464$, $T_{22}=10 \cdot T_1=515.4639$. Тоді.

враховуючи, що $j\bar{\lambda} = \frac{z-1}{z+1}$, перейдемо у виразі

$$D_{2\text{пч}}(\bar{\lambda}) = k_1 \cdot \frac{T_{11}(j\bar{\lambda}) + 1}{T_{22}(j\bar{\lambda}) + 1} \text{ до}$$

змінної z

$$D_2(z) = k_1 \cdot \frac{(T_{11}+1) \cdot z + (1-T_{11})}{(T_{22}+1) \cdot z + (1-T_{22})}$$

Остаточно передавальна функція ЦОМ набуває вигляду $D(z) = D_1(z) \cdot D_2(z)$.

Перейдемо до імітаційного експерименту.

На заключному етапі виконаємо імітаційний експеримент.

Результати порівняльного моделювання перехідних процесів на виході ЦСАК із алгоритмом, який отримано в попередньому пункті методики та замкненої системи із пропорційним регулятором (див. рис. 6, 7).

Нагадаємо, що перед початком моделювання потрібно задати і командному віконці MATLAB значення параметрів цифрового регулятора, які були обчислені у попередніх пунктах:

T1=51.5464
T2=0.5155
T11=51.5464
T22=515.4639

Приклад листингу завдання параметрів цифрового регулятора

```
>> T1=51.5464
T2=0.5155
T11=51.5464
T22=515.4639
T1 =
51.5464
T2 =
0.5155
T11 =
51.5464
T22 =
515.4639
>>
```

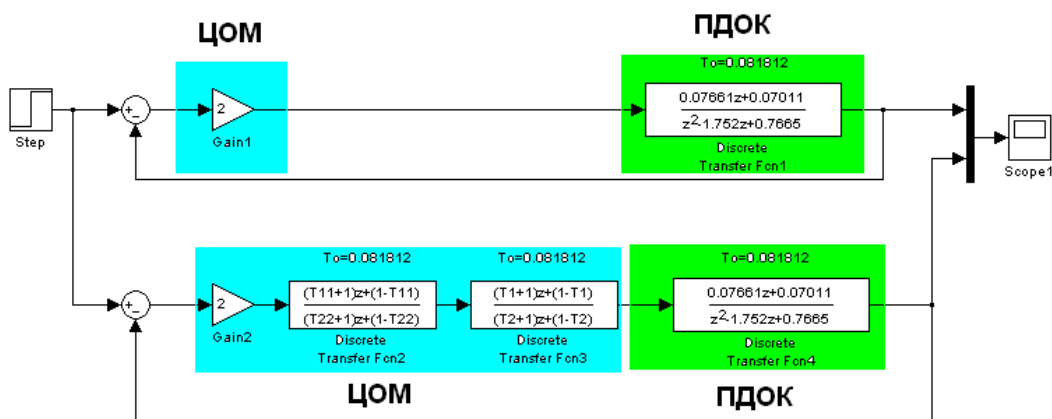


Рис. 6. Комп'ютерна імітаційна модель

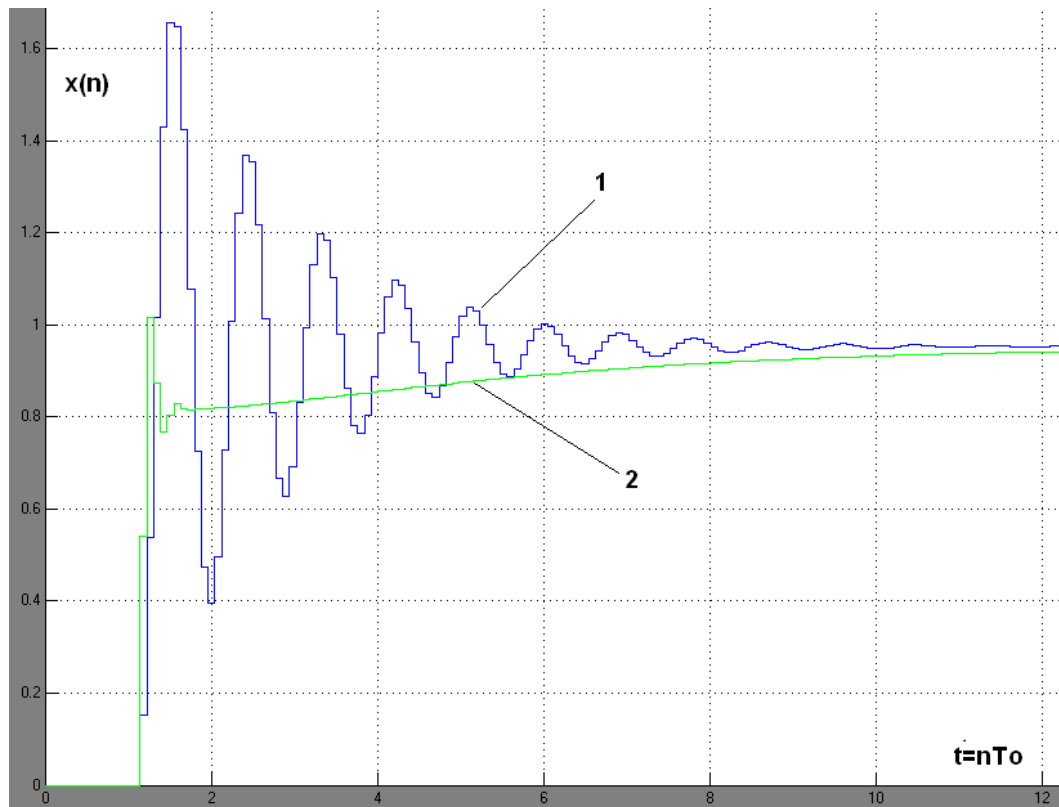


Рис. 7. Перехідні процеси на виході системи прототипу із пропорційним регулятором (1) та ЦСАК із алгоритмом, який синтезовано методом асимптотичних логарифмічних псевдочастотних характеристик (2)

Висновок:

1. Результати хронометрування процесу синтезу цифрового алгоритму керування показують, що у випадку прийняття гіпотези про квазістаціонарність параметрів пристроїв, що входять до складу неперервної частини системи автоматичного керування, застосування експрес методики, ключова теоретична складова якої базується на методи асимптотичних логарифмічних псевдочастотних характеристик, є адекватним для розв'язання задачі експрес-синтезу цифрової системи автоматичного керування для прецизійних мехатронних пристроїв мобільних сенсорних мереж.

2. Завдяки синтезованому цифровому алгоритму вдалося зменшити коливальність САК в 10

разів, перегулювання в 4 рази. Тривалість перехідного процесу майже не зменшилась.

3. Подальший розвиток методики полягає в наступному:

1) врахуванні суттєвих нелінійностей (пропорційна із зоною нечуттєвості, пропорційна із насиченням, релейна із зоною нечуттєвості, та без неї, із гістерезисом та комбінацією різних суттєвих нелінійностей);

2) сумісному використанні ЦПД-регулятора та регулятора синтезованого за наведеною методикою, що надасть ЦСАК таку властивість як квазіінваріантність;

3) поєднанні із чисельними методами оптимізації на прогнозуючих імітаційних моделях.

Список літератури:

1. Романченко І.С., Лисенко О.І., Чумаченко С.М., Данилюк С.Л., Новіков В.І., Тачиніна О.М., Кірчу П.І., Валуйський С.В. Моделі застосування інформаційно-телекомунікаційних технологій на основі безпілотних авіаційних комплексів у надзвичайних ситуаціях. – К.: НАУ, 2016. – 332 с.

2. Новіков В.І., Лисенко О.І., Валуйський С.В., Гуйда О.Г. Математичні моделі, методи та алгоритми оптимізації показників функціонування безпроводових сенсорних мереж із мобільними сенсорами й телекомунікаційними аероплатформами. Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. Серія: Технічні науки. Том 31 (70) № 3 2020. Частина 1, стор. 54-64.

3. Uryvsky L., Lysenko O., Novikov V., Osypchuk S. Control Methods Research of Indicators for Intelligent Adaptive Flying Information-Telecommunication Platforms in Mobile Wireless Sensor Networks. In: Klymash M., Beshley M., Luntovskyy A. (eds) Future Intent-Based Networking. Lecture Notes in Electrical Engineering, vol 831. P. 444-467. – 2022.

4. Development of methods of positioning, localization and data collection from nodes of a free mobile sensor network using intelligent adaptive telecommunication aeroplatforms / Valery A. Romaniuk, Olexandr I. Lysenko, Valery I. Novikov, Ihor O. Sushyn // Information and telecommunication sciences : international research journal. – 2021. – Vol. 12, N. 2. – Pp. 40-49.
5. Olexander Lysenko, Olena Tachinina, Valeriy Novikov, Iryna Alekseeva, Serhii Chumachenko, Andrii Tureichuk: Expert-modeling decision support system for the deployment and management of a wireless sensor network with mobile sensors and telecommunication air platforms in the emergency zone . SECURITY FORUM 2021 14th Annual International Scientific Conference February 10 th, 2021 at Matej Bel University in Banská Bystrica, Slovakia Conference Proceedings Banská Bystrica, Slovakia 2021, с. 249-258.
6. Dan Popescu, Florin Stoican, Grigore Stamatescu, Oana Chenaru, Loretta Ichim. A Survey of Collaborative UAV–WSN Systems for Efficient Monitoring Sensors, 2019, 19(21), 4690.
7. Zhen Qin, Aijing Li, Chao Dong, Haipeng Dai and Zhengqin Xu. Completion Time Minimization for Multi-UAV Information Collection via Trajectory Planning, Sensors, 2019, 19(18), 4032.
8. Bin Liu and Hongbo Zhu. Energy-Effective Data Gathering for UAV-Aided. Sensors (Basel). 2019; 19(11): 2506.
9. Лисенко О.І., Тачиніна О.М., Новіков В.І., Гуйда О.Г., Фуртат О.В., Юсипів Т.В. Спосіб налаштування цифрової системи керування положенням вісі чутливості мобільного сенсора. Вчені записки таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. Серія: Технічні науки. Том 32 (71) № 5 2021. – С. 51-57.
10. Tachinina, O., Lysenko, O., Alekseeva, I., Novikov, V.: Mathematical Modeling of Motion of Iron Bird Target Node of Security Data Management System Sensors. In: CEUR Workshop Proceedings, Vol-2711, 482-491. (2020).
11. Авдєєнко Г.Л., Наритник Т.М. РОЗРОБЛЕННЯ ЛЧМ-РАДАРУ БЛИЖНЬОЇ ДІЇ ДЛЯ РОБОТИ В ТЕРАГЕРЦОВОМУ ДІАПАЗОНІ. XVI Міжнародна науково-технічна конференція "Перспективи телекомунікацій" ПТ-2022: Збірник матеріалів конференції. К.: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2022. – с. 196-198
12. Лисенко О.І., Тачиніна О.М., Кисельов В.Б., Гуйда О.Г. Алгоритм квазіінваріантного управління електроприводом вертикального транспортного засобу в режимі середньошвидкісного підйому "Вчені записки Таврійського національного університету імені В. І. Вернадського", серія "Технічні науки": зб. наук. праць. Видавничий дім «Гельветика». Том 30 (69) № 3, 2019 частина 1. С. 70-74.
13. Olena Tachinina, Olexandr Lysenko, Iryna Alekseeva, Valeriy Novikov, Ihor Sushyn. Methods for Parametric Adjustment of a Digital System and Precision Automatic Stabilization of an Unmanned Aerial Vehicle. 2021 IEEE 6th International Conference on Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Development (APUAVD). IEEE Catalog Number: CFP2129V-USB. ISBN: 978-1-6654-3821-6. Oktober 19-21, 2021, Kyev, Ukraine. С. 76-79.
14. Tachinina O., Lysenko O., Nesterenko K., Zybin S., Alekseeva I. Tuning Methodology for Multi-circuit Digital Regulators of Robot Drives with Adjustable Dynamic Characteristics. In: Nechyporuk M., Pavlikov V., Kritskiy D. (eds). Integrated Computer Technologies in Mechanical Engineering—Synergetic Engineering. ICTM 2021. Lecture Notes in Networks and Systems, vol 367. P. 874 – 886.
15. Введение в мехатронику / О.М. Яхно, А.В. Узунов, А.Ф. Луговской, и др. –К.: НТУУ «КПИ», 2008. – 528 с.
16. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в Matlab 6.0: Учебное пособие – СПб.: КОРОНА Принт, 2001 – 320 с.
17. Каргин А.А. Введение в интеллектуальные машины. Книга 1. Интеллектуальные регуляторы. – Донецк: Норд Пресс., ДонНУ, 2010. – 526 с.
18. Дорф Р., Бишоп Р. Современные системы управления. Пер. с англ. Б. И. Копылова. – М.: Лаборатория базовых знаний, 2004. – 832 с.

Lysenko O.I., Tachinina O.M., Guida O.G., Furtat O.V., Furtat S.O., Shushin I.O. ENGINEERING METHOD OF EXPRESS SYNTHESIS OF A DIGITAL AUTOMATIC CONTROL SYSTEM FOR PRECISION MECHATRONIC DEVICES OF MOBILE SENSOR NETWORKS

The paper considers an actual scientific task related to the development of an engineering technique for the express synthesis of a digital automatic control system for precision mechatronic devices of mobile sensor networks, which periodically receives information about the parameters of the elements of the continuous part of the digital automatic control system from the identification algorithm.

Precision mechatronic devices of mobile sensor networks include devices for orientation and stabilization of the sensitivity axes of directional sensors, three-stage stabilization of the payload of flying information and telecommunication robots. Structurally, the electric drive of the system of orientation and stabilization of the sensitivity axis of the mobile directional sensor is attached to the moving base, which is under the influence of various mechanical disturbances. These disturbances have a negative effect on the operation of the mobile sensor (MS). Disruption of the information acquisition mode by the directional action sensor most often occurs under the influence of impulse disturbances. As a result, there is a task of maximally reducing the impact of

impulse disturbances on the operation of the MS. The best solution to this problem should be considered the application of an electric drive adaptive to external mechanical and electrical disturbances. Most often, a DC motor is used as an electric drive for each degree of mobility in the system of orientation and stabilization of the sensitivity axis of the MS. The essence of such adaptability lies in the complex use of well-developed algorithms for operational identification of electric drive parameters with classical synthesis methods improved thanks to the use of modern systems of computer mathematics.

The results of timing the process of synthesis of a digital control algorithm show that, in the case of accepting the hypothesis of quasi-stationarity of device parameters that are part of the continuous part of the automatic control system, the use of the express method, the key theoretical component of which is based on the method of asymptotic logarithmic pseudo-frequency characteristics, is adequate for developing solving the problem of express synthesis of a digital automatic control system for precision mechatronic devices of mobile sensor networks.

Key words: *mobile sensors, sensor networks, precision mechatronic devices, digital automatic control system.*