

УДК 629.3.025.2(045)

¹О.А. Сущенко, к.т.н., доц.
²С.П. Маляров, дир.
³Р.А. Сайфетдінов, нач. сектору
⁴Г.Є. Янкелевич, к.т.н.

ОСОБЛИВОСТІ МОДЕЛЮВАННЯ СТАБІЛІЗАТОРА НАЗЕМНОГО РУХОМОГО ОБ'ЄКТА З ЦИФРОВИМ БЛОКОМ КЕРУВАННЯ

¹Національний авіаційний університет

E-mail: fsu@nau.edu.ua

^{2,3,4}ВАТ «НБК КЗА ім. Г.І. Петровського»

E-mail: kza@g.com.ua

Досліджено особливості моделювання стабілізатора наземного рухомого об'єкта з цифровим регулятором. Визначено спосіб його дискретизації. Розглянуто моделі аналого-цифрового та цифро-аналогового перетворювачів стабілізатора. Наведено результати моделювання.

Simulation features and results of ground vehicle stabilizer with digital regulator are studied. The way of its sampling is defined. The digital-analog and analog-digital converters models are represented. The simulation results are represented.

Исследованы особенности моделирования стабилизатора наземного подвижного объекта с цифровым регулятором. Определен способ его дискретизации. Рассмотрены модели аналого-цифрового та цифро-аналогового преобразователей стабилизатора. Показаны результаты моделирования.

Постановка проблеми

Дослідження стабілізаторів наземних рухомих об'єктів потрібно для подальшого розвитку приладобудування України.

Широке використання обчислювальних засобів є тенденцією створення систем керування взагалі та стабілізаторів зокрема. Це призводить до необхідності створення моделей та проведення моделювання стабілізатора з цифровим блоком керування.

Аналіз останніх досліджень

Особливості та результати моделювання стабілізатора з неперервним блоком керування наведено у праці [1].

Засоби моделювання стабілізатора на ранніх етапах його створення досліджено у праці [2].

Способи дискретизації неперервних систем керування розкрито у праці [3].

Можливості сучасних обчислювальних засобів для дискретизації неперервних систем описано у праці [4].

Створення стабілізатора з цифровим блоком керування потребує використання специфічних підходів та окремого дослідження.

Метою роботи є визначення підходів до створення моделі стабілізатора наземного рухомого об'єкта з цифровим блоком керування та подання результатів моделювання, отриманих на підставі цих підходів.

Особливості моделювання стабілізатора з цифровим блоком керування

Дослідження стабілізатора з цифровим блоком керування актуально у зв'язку з широким застосуванням цифрових обчислювальних пристроїв у складі сучасних систем керування взагалі та систем стабілізації зокрема. У таких системах цифровий блок керування на основі мікропроцесора або ЕОМ у режимі реального часу функціонує сумісно з неперервним об'єктом керування або стабілізації.

Цифровий блок керування являє собою дискретну систему. З точки зору апаратної реалізації цифровий блок керування стабілізатора являє собою цифровий обчислювальний пристрій, що реалізує закони стабілізації та керування кутовим рухом об'єкта стабілізації.

Неперервний об'єкт стабілізації разом із цифровим блоком керування являє собою гібридну систему. До дослідження таких систем використовують два підходи [5].

За першого підходу для дослідження системи виконують перехід до єдиної, тобто дискретної форми математичного опису як цифрового блока керування, так і об'єкта стабілізації.

Другий підхід передбачає дослідження неперервної системи та відповідно синтез неперервних законів стабілізації. Далі відбувається перехід до дискретного закону стабілізації та дослідження динаміки отриманої неперервно-дискретної системи. Останній підхід називають методом неперервних моделей [6]. Його доцільно використовувати для розв'язання задач синтезу цифрових стабілізаторів за аналоговими прототипами.

Створення методів дослідження сучасних систем керування взагалі та стабілізаторів зокрема неможливе без використання засобів автоматизованого оптимального проектування. Зазвичай процес проектування складної системи керування на ранніх етапах її створення потребує використання двох типів моделей:

- лінеаризованої моделі, за допомогою якої можуть виконуватись процедури аналізу та синтезу проектованої системи;

- нелінійної моделі, наявність якої дозволяє відтворити процеси стабілізації, які є наближеними до процесів, що відтворюються у реальних системах.

Моделі другого типу дозволяють перевірити результати відповідних процедур аналізу та синтезу. Для моделювання системи досліджуваного типу найбільш доцільно використовувати обчислювальну систему MATLAB [2]. При цьому моделі першого типу можуть створюватись на підставі розширених пакетів Control System Toolbox,

Robust Control Toolbox, а для моделей другого типу доцільно застосовувати розширений пакет Simulink. З урахуванням цих особливостей можна запропонувати методику створення стабілізатора з цифровим блоком керування, яка містить три етапи:

- визначення основних принципів побудови стабілізатора з цифровим блоком керування, принципів побудови стабілізатора з неперервним блоком керування з подальшим його перетворенням у цифровий;

- параметрична або структурно-параметрична оптимізація лінеаризованого стабілізатора з цифровим блоком керування на підставі процедур оптимального синтезу з дискретизацією об'єкта стабілізації та використанням розширених пакетів Control System Toolbox, Robust Control Toolbox обчислювальної системи MATLAB;

- аналіз характеристик синтезованого цифрового стабілізатора з урахуванням нелінійностей, притаманних реальним системам, на підставі моделі неперервного об'єкта стабілізації з моделюванням процесів аналого-цифрового та цифро-аналогового перетворення та використанням розширеного пакета Simulink обчислювальної системи MATLAB.

На третьому етапі мають моделюватися основні автономні перевірки за допомогою моделі синтезованого стабілізатора з урахуванням нелінійностей.

Для систем досліджуваного класу значний інтерес становить розробка на підставі неперервного прототипу. Такій підхід дозволяє використовувати попередні досягнення для створення стабілізаторів наземних рухомих об'єктів. Крім того, у ряді випадків у процесі створення стабілізатора виникає необхідність створення цифрових фільтрів на підставі неперервних аналогів.

Для розв'язання цієї проблеми пропонується скласти математичну модель неперервного блоку керування стабілізатора з використанням апарату передавальних функцій, наприклад, із використанням відомих аналітичних залежностей для окремих електричних схем.

Цей процес досить складний, і правильність аналітичного зображення потрібно перевіряти проведенням відповідних експериментів на випробувальному стенді. Для цього доцільно використовувати сучасні системи моделювання електронних пристроїв, наприклад, Electronics WorkBench або MultiSIM, які дозволяють визначати логарифмічні амплітудно-частотні характеристики передавальних функцій електричних схем. Ці характеристики слід порівняти з аналогічними характеристиками передавальних функцій, отриманих аналітичним способом, наприклад, за допомогою системи MATLAB.

Після зображення неперервного блока керування у вигляді моделі на підставі передавальних функцій перехід до дискретного блока може здійснитися за допомогою Z-перетворення програмними методами. У разі цього можна скористатися функцією $c2d$.

Метод та період дискретизації вибирається на підставі необхідної точності перетворення, що оцінюється ступенем збігу логарифмічних амплітудно-частотних характеристик дискретних передавальних функцій із аналогічними характеристиками неперервних передавальних функцій. Найбільш чутливою до методу дискретизації є передавальна функція цифрового інтегратора. При цьому доцільно використовувати досить точне білінійне перетворення.

Цей підхід містить таку послідовність дій [7]:

1) моделювання електричної принципової схеми електронного пристрою, наприклад, у системі Electronics Workbench;

2) побудування логарифмічних амплітудно-частотних та фазочастотних характеристик електронного пристрою у системі Electronics Workbench та їх аналіз;

3) аналітична апроксимація електричної принципової схеми електронного пристрою відповідними передавальними функціями;

4) перевірка отриманих результатів за допомогою тестування на випробувальному стенді з побудуванням амплітудно-частотних характеристик досліджуваного електронного пристрою;

5) вибір періоду дискретності на підставі теореми Котельникова та вимог щодо апаратної реалізації стабілізатора;

6) вибір методу дискретизації на підставі вимог щодо точності неперервно-дискретного перетворення;

7) перетворення неперервних моделей електронних пристроїв у дискретні за допомогою вбудованої функції $c2d$ (MATLAB);

8) зображення передавальних функцій окремих ланок у форматі цифрових фільтрів;

9) побудування логарифмічних амплітудно-частотних та фазочастотних характеристик засобами системи MATLAB;

10) порівняння відповідних логарифмічних амплітудно-частотних та фазочастотних характеристик з експериментальними результатами та корекція отриманих передавальних функцій.

Результати моделювання стабілізатора з цифровим блоком керування на підставі моделі, яка враховує всі нелінійності, притаманні реальним системам, показано на рис. 1.

Дискретизація етапів параметричної або структурно-параметричної оптимізації та аналізу синтезованого має деякі відмінності (рис. 2).

У першому випадку виконується дискретизація об'єкта стабілізації, у другому – об'єкт стабілізації залишається неперервним, але при цьому моделюються процеси аналого-цифрового та цифро-аналогового перетворення.

Отже, під час етапу синтезу цифрового стабілізатора виконують дискретизацію об'єкта стабілізації, у зв'язку з чим необхідно вибирати інтервал дискретизації та метод дискретизації.

За умови використання теореми Котельникова інтервал дискретизації неперервної системи має задовольняти умову [8]

$$f_d \leq 1/(2f_r),$$

де f_d – частота дискретизації;

f_r – гранична частота.

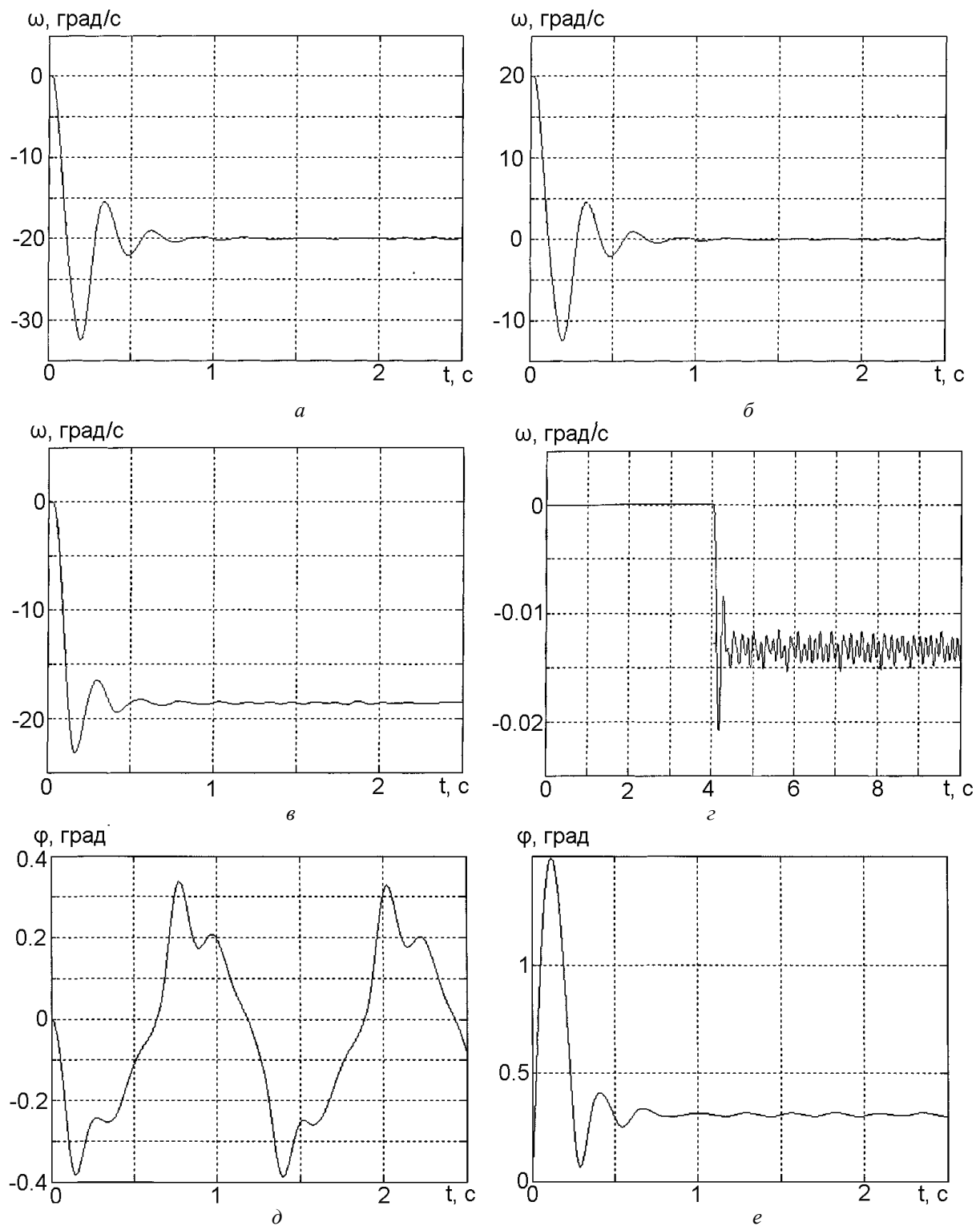


Рис. 1. Результати моделювання стабілізатора:

- a* – відпрацювання кутової швидкості $\omega = 20$ °/с у режимі стабілізації (переносна швидкість);
- б* – відпрацювання кутової швидкості $\omega = 20$ °/с у режимі стабілізації (абсолютна швидкість);
- в* – відпрацювання кутової швидкості ω , що задається з пульту керування;
- з* – відпрацювання малої кутової швидкості ω , що задається з пульту керування;
- д* – відпрацювання абсолютного кута ϕ за заданої гармонічної швидкості $0,22\cos(5,02t + \pi/2)$;
- е* – відпрацювання абсолютного кута ϕ за заданої переносної швидкості 20 °/с у режимі стабілізації

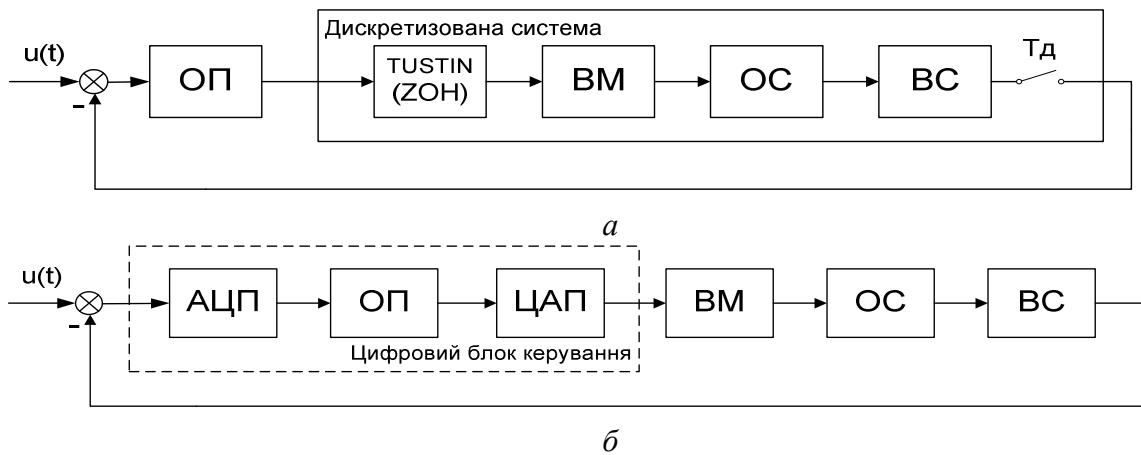


Рис. 2. Особливості дискретизації етапів синтезу (а) та аналізу (б) стабілізатора з цифровим блоком керування:

- ОП – обчислювальний пристрій;
- TUSTIN – білінійна апроксимація;
- ZOH – екстраполяція нульового порядку;
- VM – виконавчий механізм;
- OS – об’єкт стабілізації;
- VS – вимірювальна система;
- АЦП – аналого-цифрове перетворення;
- ЦАП – цифро-аналогове перетворення;
- T_д – період дискретизації

На підставі результатів експериментальних досліджень, виконаних під час розроблення прототипів створюваної системи, f_r дорівнює 200 Гц. відповідно період дискретизації T_d має бути не меншим за 0,0025 с.

Аналогічних результатів можна досягти і на підставі іншого підходу [3]. Період дискретності обирається на підставі бажаної смуги перепускання замкненої системи відповідно до виразу

$$\omega_d = 2\pi f_d = (6 - 25)\Delta\omega_n = (6 - 25)2\pi\Delta f_n,$$

де Δf_n – смуга перепускання замкненої системи, яка дорівнює 400 Гц.

Тоді

$$\frac{1}{4\Delta f_n} < T_d \leq \frac{1}{\Delta f_n}$$

або

$$0,000625 < T_d \leq 0,0025.$$

Відповідно до викладених міркувань необхідно обрати за період дискретизації значення 0,0025 с.

Для забезпечення точнісних вимог щодо перехідних процесів доцільніше використувати частоту 0,00125 с, але такий вибір призводить до певних труднощів апаратної реалізації.

Моделювання на підставі моделі стабілізатора з урахуванням нелінійностей, притаманних реальним системам, та процесів аналого-цифрового та цифро-аналогового перетворень для різних періодів дискретності ($\tau_1 = 0,001$ с; $\tau_2 = 0,025$ с, $\tau_3 = 0,005$ с) показало, що відмінності показників перехідних процесів для періодів дискретності τ_1 і τ_2 не є суттєвими, тому вважається доцільним обрання остаточного періоду дискретності $\tau_2 = 0,025$ с.

Дискретність широтно-імпульсних модулаторів підсилювачів керування двигунами стабілізатора також становить $\tau_{\text{шм}} = 0,025$ с, що дозволяє за рахунок синхронізації частоти оновлення інформації цифрового блока керування та підсилювача керування двигунами зменшити вплив похибок перетворення інформації.

За умови використання для апаратурної реалізації стабілізатора 16-розрядного аналого-цифрового перетворювача для діапазону вхідних сигналів керування до 10 В перетворення інформації відбуватиметься з дискретністю 0,3 мВ або 0,0011 град/с (у діапазоні ± 35 град/с).

У результаті зображення моделі об'єкта керування у дискретній формі за допомогою застосування функції *c2d* створюється система, яка може бути описана рекурентними співвідношеннями [9]

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d \mathbf{u}(k);$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C} \mathbf{x}(k) + \mathbf{D} \mathbf{u}(k),$$

де \mathbf{x} – вектор стану;

$\mathbf{A}_d, \mathbf{B}_d, \mathbf{C}, \mathbf{D}$ – матриці стану, керування, вимірювання та збурень;

\mathbf{u} – вектор керувань;

\mathbf{y} – вектор вимірювань.

Усі вектори та матриці фіксуються у моменти часу kT_d , $k = 0, 1, \dots$

Для дискретизації системи можна використовувати різні методи дискретизації та екстраполяції.

Розширений пакет Control System Toolbox реалізує декілька методів дискретизації та екстраполяції сигналів, у тому числі екстраполяції нульового (ZOH) та першого (FOH) порядків, імпульсно-інваріантну дискретизацію (IMP), білінійну дробово-раціональну апроксимацію Тастіна без корекції (TUSTIN) та з корекцією за частотою (PREWARP), метод відображення полюсів та нулів (MATCHED) [4].

Останній метод можна застосувати лише для одновимірних систем. Під час екстраполяції нульового порядку всередині інтервалу дискретизації системи сигнали апроксимуються сталою величиною, що дорівнює значенню вхідного сигналу на початку інтервалу дискретизації. Під час екстраполяції першого порядку вхідні сигнали апроксимуються відрізками прямих в інтервалі дискретизації.

У системі Robust Control Toolbox для перетворення неперервної системи у дискретну використовується білінійне перетворення, яке може бути реалізовано сьома методами.

До найбільш поширених належать білінійне перетворення TUSTIN та обернений метод прямокутників BWDREC.

Побудування дискретної моделі неперервної системи з використанням екстраполятора нульового порядку будують у такий спосіб. Пристрій ZOH, на вхід якого надходить дискретний сигнал $u[k]$, генерує неперервний сигнал $u(t)$ шляхом екстраполяції кожного дискретного значення постійним рівнем протягом одного періоду дискретності: $u(t) = u[k]$ для $kT_d \leq t < (k+1)T_d$.

Цей сигнал надходить на вхід неперервної системи з передавальною функцією $H(s)$, вихід $y(t)$ якої квантується у часі з періодом T_d . У результаті формується сигнал $y[k]$.

Більш точно перетворення із неперервної форми у дискретну забезпечує білінійна апроксимація Тастіна, яка реалізує наближене співвідношення для подання експоненти [4]

$$z = e^{sT} \cong \frac{1 + sT_d/2}{1 - sT_d/2},$$

яке використовується для встановлення зв'язку між змінними s та z для неперервної та дискретної передавальних функцій.

Неперервна передавальна функція перетворюється у дискретну $H_d(z) \cong H(s)$ за допомогою підстановки

$$s \cong \frac{2}{T_d} \frac{z-1}{z+1}.$$

Метод Тастіна з корекцією використовує підстановку

$$s \cong \frac{\omega}{\text{tg}(\omega T_d/2)} \frac{z-1}{z+1}.$$

У теорії керування та в цифровому обробленні сигналів є різні форми подання дискретних передавальних функцій [4].

Теорії керування передбачає використання змінної z та поліноми чисельника та знаменника розставляються у міру зменшення степенів цих поліномів.

Для цифрового оброблення сигналів використовують змінну z^{-1} . Це зумовлено більш простою технічною реалізацією другого

способу задання дискретної передавальної функції під час програмування обчислювальних пристроїв. Очевидно, що процедуру оптимального параметричного синтезу дискретної системи потрібно створювати з огляду на реальні реалізації блоків керування, де загальноприйнятним є зображення передавальних функцій цифрового регулятора як функції змінної z^{-1} .

У загальному випадку до складу блока керування можуть входити неперервні та цифрові ланки. Доцільним для подання об'єкта керування та неперервних ланок є використання z -перетворення першого типу, а для ланок цифрової частини блока керування – z -перетворення другого типу.

У деяких випадках створення цифрового блока керування може ґрунтуватися на відомих неперервних ланках, які забезпечують певні властивості системи.

За умови використання Control System Toolbox звести передавальну функцію неперервної ланки до відповідної передавальної функції у форматі цифрового фільтра можна за допомогою двох функцій системи Matlab: *c2d* (перетворення неперервних *tf*-моделей у дискретні) та *filt* (створення *tf*-моделі у форматі цифрового фільтра).

Вибір методу дискретизації та екстраполяції відчутно впливає на точність перетворення неперервної моделі у дискретну.

Результати застосування екстраполятора нульового порядку та білінійної апроксимації для дискретизації стабілізатора показано на рис. 3.

Результати порівняльного аналізу застосування різних способів дискретизації наведено в таблиці.

Отже, для дискретизації системи досліджуваного типу вважається за доцільне використовувати метод Тастіна.

Щодо дослідження окремих ланок, то найбільш чутливою до методу дискретизації є процес інтегрування, і у цьому випадку необхідно використовувати достатньо точну білінійну апроксимацію.

На етапі аналізу характеристик синтезованого цифрового стабілізатора можна використовувати як неперервні, так і цифрові моделі пристроїв цифрового стабілізатора. Це дозволяє відтворювати процеси, аналогічні тим, що відбуваються у реальній системі.

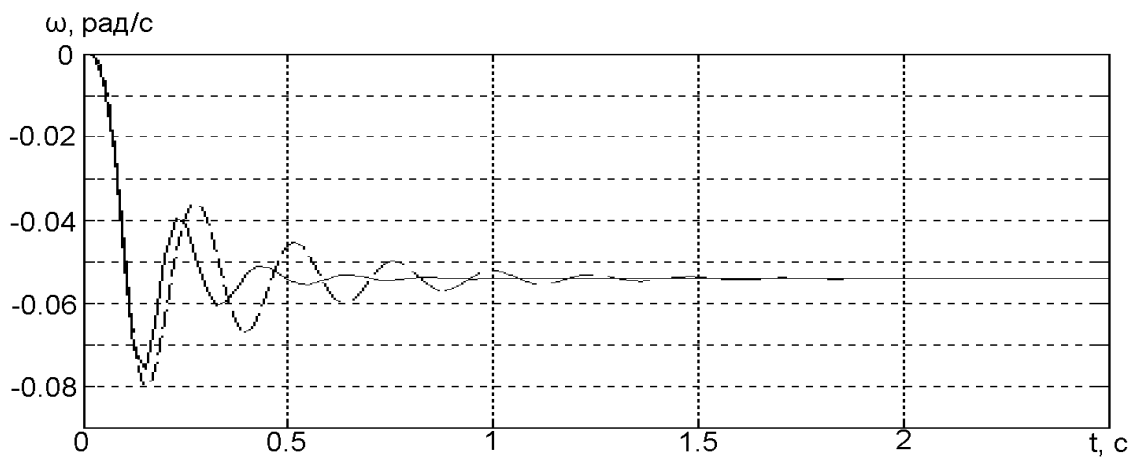
На найбільшу увагу заслуговує можливість застосування моделей обмежуючих пристроїв, зони нелінійності, аналого-цифрового перетворювача та широтно-імпульсного модулятора. Особливості дискретизації цього етапу полягають у необхідності моделювання аналого-цифрового та цифро-аналогового перетворення.

Аналого-цифрове перетворення може моделюватись відповідно до обчислювальної схеми, показаної на рис. 4, яка забезпечує як квантування сигналу в часі, так і фіксування певного рівня сигналу протягом періоду дискретизації.

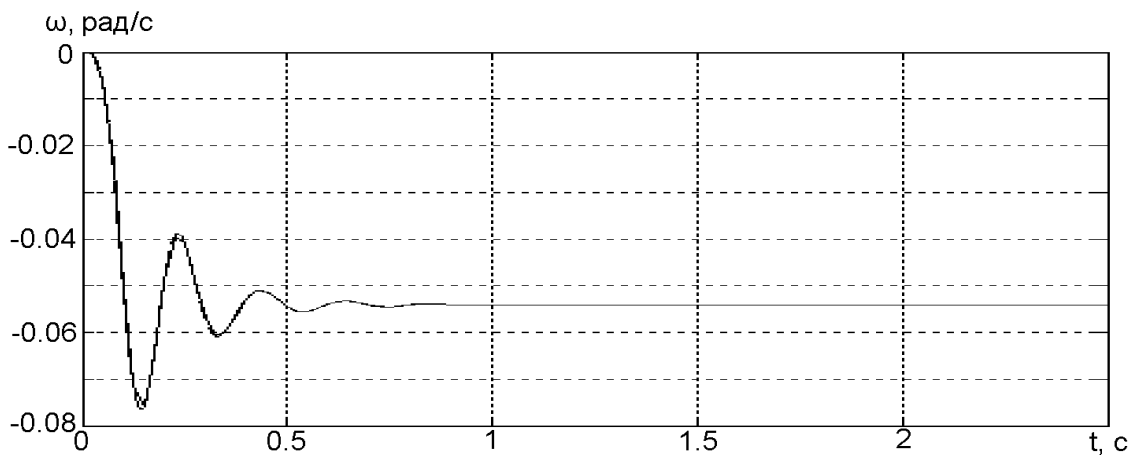
Обернене цифро-аналогове перетворення розширеного пакета Simulink може бути відтворено відповідно до функціонування реальної системи. У процесі дискретизації має бути врахований такий важливий пристрій стабілізатора, як широтно-імпульсний модулятор, модель якого має вигляд $\frac{1}{z} \frac{N 100\%}{N_{\max}}$, де $\frac{1}{z}$ оператор, що враховує затримку обчислювального пристрою, N – вхідний сигнал, цифрового обчислювального пристрою, N_{\max} – значення максимального цифрового сигналу.

Наведений вираз дозволяє визначити ширину вихідного імпульсу відповідно до вхідного сигналу. Далі сигнал керування двигунами формується на підставі відомого амплітудного значення напруги (27 В) та отриманої послідовності імпульсів з використанням функції *square*.

Цифро-аналогове перетворення може моделюватись відповідно до обчислювальної схеми, показаної на рис. 5.



а



б

Рис. 3. Перехідний процес за кутовою швидкістю неперервного (суцільна лінія) та дискретизованого (перервна лінія) стабілізатора в режимі відпрацювання швидкості:
 а – дискретизація за допомогою екстраполятора нульового порядку;
 б – дискретизація за допомогою білінійної апроксимації Тастина з періодом дискретизації 0,0025 с

Результати порівняльного аналізу різних способів дискретизації неперервного стабілізатора

Модель	H_2	H_∞	ΔA , дБ
Неперервна	0,3182	0,1261	59,4
Дискретизована методом екстраполяції нульового порядку: $T_d=0,00125$ с	0,4670	0,1866	50,2
Дискретизована методом апроксимації Тастина: $T_d=0,00125$ с	0,3312	0,1251	59,4
$T_d=0,0025$ с	0,3389	0,1263	59,4

Примітка. Запас за фазою для різних способів дискретизації становить $\Delta\varphi = 91,1$ град.

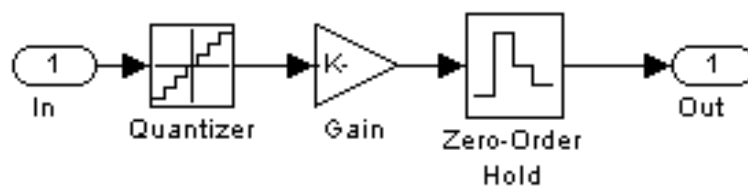


Рис. 4. Обчислювальна схема аналого-цифрового перетворення стабілізатора

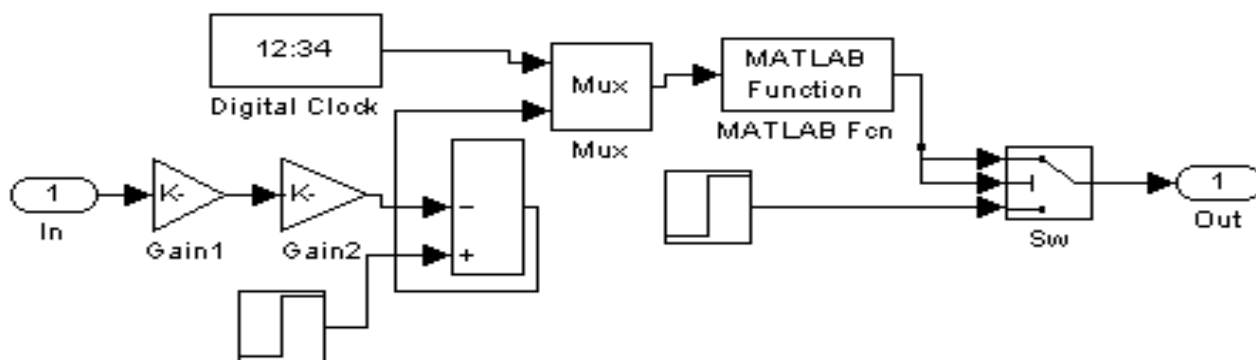


Рис. 5. Обчислювальна схема цифро-аналогового перетворення стабілізатора

Моделювання на підставі математичного опису, що містить неперервну модель об'єкта стабілізації та цифровий блок керування, забезпечує імітаційне моделювання досліджуваної системи.

Висновки

Визначено основні принципи створення стабілізатора з цифровим блоком керування для рухомих об'єктів наземного призначення.

Наведено методику створення дискретних блоків за умови наявності неперервних прототипів. Проаналізовано основні відмінності дискретизації моделей стабілізаторах на етапах синтезу та аналізу отриманих результатів. Ефективність запропонованих підходів підтверджено результатами моделювання.

Література

1. *Особенности* та результати моделювання стабілізатора рухомого наземного об'єкта / О.А. Сущенко, С.П. Маляров, Г.Є. Янкелевич, Р.А. Сайфетдінов // Вісник НАУ. – 2007. – № 3-4. – С. 9–15.

2. *Засоби* моделювання стабілізатора наземного рухомого об'єкта із неперервним та дискретним регулятором / О.А. Сущенко, Р.А. Сайфетдінов, С.П. Маляров, Г.Є. Янкелевич // Вісник ПНЦ ТАУ. – 2008. – № 7. – С. 60–65.

3. *Landau I.* Digital control systems. Design, identification and implementation / I. Landau, G. Zito. – London.: Springer-Verlag, 2006. – 484 p.

4. *Медведев М.С.* Control System Toolbox / М.С. Медведев, В.Г. Потемкин. – М.: Диалог-МИФИ, 1999. – 287 с.

5. *Андреевский Б.Р.* Избранные главы теории автоматического управления с примерами на языке MATLAB / Б.Р. Андреевский, А.Л. Фрадков. – СПб.: Наука, 2000. – 475 с.

6. *Дерезицкий Д.П.* Прикладная теория адаптивных систем управления / Д.П. Дерезицкий, А.Л. Фрадков. – М.: Наука, 1981. – 216 с.

7. *Сущенко О.А.* Методика уточнения математичного опису системи стабілізації наземного рухомого об'єкта за результатами експериментальних досліджень / О.А. Сущенко, М.Ю. Буриченко, І.М. Харатін // Електроніка та системи управління. – 2008. – №3(17). – С. 113–117.

8. *Катханов М.Н.* Теория судовых автоматических систем / М.Н. Катханов. – Л.: Судостроение, 1985. – 374 с.

9. *Перельмутер В.М.* Пакеты расширения Matlab Control System и Robust Control Toolbox / В.М. Перельмутер. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2008. – 224 с.

Стаття надійшла до редакції 08.09.10.