УДК 621.396

С.В. Водоп'ян, к.т.н., с.н.с.
Д.В. Пясковський, к.т.н., доц.
Національне космічне агентство України
О.М. Романов, ст. офіцер
в/ч А2299

ПОЛІНОМІАЛЬНИЙ СИНТЕЗ СТРУКТУРИ ЦИФРОВИХ ЕКВІВАЛЕНТНИХ КОМБІНОВАНИМ СИСТЕМ ФАЗОВОЇ АВТОПІДСТРОЙКИ ЧАСТОТИ ДЛЯ ДЕМОДУЛЯЦІЇ ФАЗОМАНІПУЛЬОВАНИХ СИГНАЛІВ У СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ

Отримано методику синтезу цифрових систем фазової автопідстройки частоти, еквівалентних комбінованим, з трьома функціонально необхідними елементами.

Вступ. У короткохвильових системах зв'язку найбільш розповсюдженими та перспективними є сигнали з фазовою маніпуляцією. Для їх демодуляції на прийомній стороні застосовують когерентний, некогерентний, квазікогерентний, квадратурний та інші методи [1]. Серед них найбільш завадостійким є когерентний метод:

$$D(t) = \frac{1}{T}\int_0^T g(t)y(t)dt\,, \qquad (1)$$

де $g(t)$ – вхідний сигнал; $y(t)$ – опорний сигнал.

Для реалізації когерентного методу демодуляції фазоманіпульованих сигналів необхідне опорне коливання, когерентне з коливанням, що представляє одну з можливих фаз вхідного сигналу. Для слідкування за несучою частотою фазоманіпульованих сигналів, з метою формування опорного коливання, застосовують системи фазової автопідстройки частоти. Розузгодження параметрів вхідного та опорного коливань призводить до збільшення вірогідності похибки при демодуляції сигналу і, таким чином, знижує завадостійкість методу до рівня інших методів.

Застосування багатьох методів підвищення точності систем фазової автопідстройки частоти обмежено у зв'язку з протиріччям між умовами високої точності та стійкості. Одним із методів, що розв'язує вказане протиріччя, є застосування комбінованих та еквівалентних їм систем фазової автопідстройки частоти. Синтез компенсаційного каналу із умови підвищення порядку астатизму та можливості її фізичної реалізації дозволяє підвищити точність роботи системи без порушення її стійкості.

Аналіз існуючих методів синтезу комбінованих та еквівалентних їм систем фазової автопідстройки частоти. Синтез комбінованих систем фазової автопідстройки частоти із умови підвищення порядку астатизму може бути виконаний за допомогою методу, викладеного в [2]. Недоліком даного методу є те, що він не дозволяє враховувати вимоги до стохастичної точності на етапі синтезу.

Для синтезу систем ФАПЧ, еквівалентних комбінованим, можна застосовувати метод трьох поліномів [3]. Його перевагою є можливість роздільно визначати точність оцінювання та управління. Його подальшим розвитком став метод поліноміального синтезу цифрових алгоритмів управління та оцінювання для замкнених автоматичних систем [4]. Даний метод є найбільш прийнятним для синтезу систем вказаного класу, але він був розроблений для іншого класу слідкуючих приладів, і тому не враховує необхідність додаткового фільтрування сигналу після фазового детектора при демодуляції фазоманіпульованих сигналів.

Постановка задачі. У [4] було отримане поліноміальне рівняння, яке повністю визначає динаміку процесів управління і оцінювання з урахуванням умов стійкості та фізичної реалізації в рамках стохастичної комбінованої системи. При синтезі цього рівняння враховувалось два функціонально необхідних елемента: безінерційний фазовий детектор та генератор, що керується напругою. В системах фазової автопідстройки частоти, що використовуються в когерентних системах зв'язку, на виході фазового детектора, крім корисного сигналу, утворюється сигнал на подвоєній частоті, для придушення якого необхідний третій елемент – фільтр, передаточну функцію якого представимо відношенням поліномів $\frac{S_1(z)}{S_2(z)}$.

Задачею синтезу є:

1. Отримання структурної схеми системи фазової автопідстройки частоти, еквівалентної комбінованій, з урахуванням необхідності додаткової фільтрації сигналу після фазового детектора.

 © С.В. Водоп'ян, Д.В. Пясковський, О.М. Романов, 2009

2. Отримання поліноміального рівняння, а також алгоритмів оцінювання та управління для системи фазової автопідстройки частоти з трьома функціонально необхідними елементами.

Викладення основного матеріалу. Розглянемо можливі варіанти розміщення фільтру.

Фільтр розміщується безпосередньо після фазового детектора. При цьому фільтр і фазовий детектор фактично утворюють інерційний елемент порівняння. Така система не є еквівалентною комбінованій. Як показано в [5], одним із способів досягнення еквівалентності комбінованій системі ФАПЧ є включення в прямий ланцюг, що корегує, ланки з оберненою передаточною функцією $\frac{S_2(z)}{S_1(z)}$.

Відповідну структурну схему зображено на рис. 1.

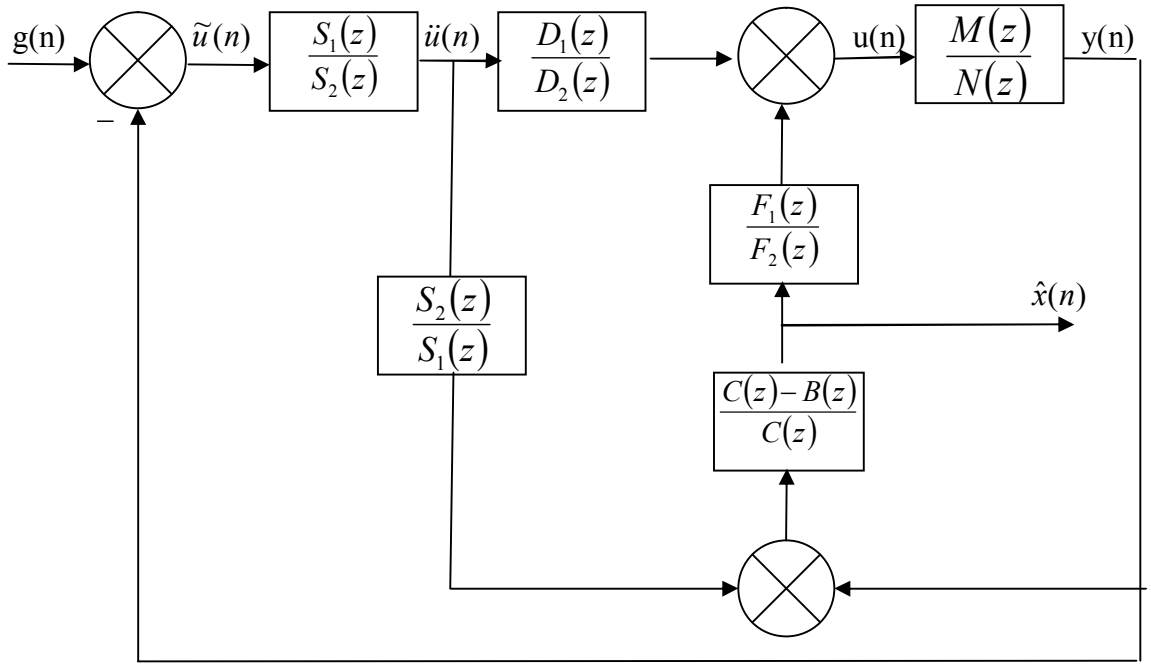

Рис. 1. Структурна схема системи ФАПЧ, еквівалентної комбінованій, з фільтром після елемента порівняння

Запишемо систему рівнянь для цієї схеми:

$$\begin{cases} \tilde{u}(n) = g(n) - y(n) & (1) \\ y(n) = u(n)\dfrac{M(z)}{N(z)} & (2) \\ u(n) = \ddot{u}(n)\dfrac{D_1(z)}{D_2(z)} + \hat{x}(n)\dfrac{F_1(z)}{F_2(z)} & (3) \\ \hat{x}(n) = \dfrac{C(z)-B(z)}{C(z)}\left[y(n) + \ddot{u}(n)\dfrac{S_2(z)}{S_1(z)} \right] & (4) \\ \ddot{u}(n) = \tilde{u}(n)\dfrac{S_1(z)}{S_2(z)} & (5) \end{cases}.$$

Після підстановки рівняння (3) в (2), а рівняння (2) в (1) отримуємо:

$$\tilde{u}(n) = g(n) - \left[\ddot{u}(n)\frac{D_1(z)}{D_2(z)} + \hat{x}(n)\frac{F_1(z)}{F_2(z)} \right]\frac{M(z)}{N(z)}. \quad (6)$$

Підставимо (4) та (5) в рівняння (6):

$$\tilde{u}(n) = g(n) - \left[\tilde{u}(n) \frac{D_1(z)}{D_2(z)} \frac{S_1(z)}{S_2(z)} + \frac{C(z) - B(z)}{C(z)} \left[y(n) + \ddot{u}(n) \frac{S_2(z)}{S_1(z)} \right] \frac{F_1(z)}{F_2(z)} \right] \frac{M(z)}{N(z)}. \quad (7)$$

Виразимо $\ddot{u}$ через вхідний та вихідний сигнали, підставивши (1) в (5):

$$\ddot{u}(n) = \frac{S_1(z)}{S_2(z)} (g(n) - y(n)), \quad (8)$$

та отриманий вираз (8) також підставимо у рівняння (7):

$$\tilde{u}(n) = g(n) - \left[\tilde{u}(n) \frac{D_1(z)}{D_2(z)} \frac{S_1(z)}{S_2(z)} + \frac{C(z) - B(z)}{C(z)} \times \right.$$
$$\left. \times \left[y(n) + (g(n) - y(n)) \frac{S_1(z)}{S_2(z)} \frac{S_2(z)}{S_1(z)} \right] \frac{F_1(z)}{F_2(z)} \right] \frac{M(z)}{N(z)}. \quad (9)$$

Після проведення скорочення та перегрупування в (9) отримуємо:

$$\tilde{u}(n) \left[1 + \frac{D_1(z)}{D_2(z)} \frac{M(z)}{N(z)} \frac{S_1(z)}{S_2(z)} \right] = g(z) \left[1 - \frac{C(z) - B(z)}{C(z)} \frac{F_1(z)}{F_2(z)} \frac{M(z)}{N(z)} \right]. \quad (10)$$

Згідно з [3] можна записати $\frac{\tilde{u}(n)}{g(n)} = \frac{A(z)}{C(z)}$. Після підстановки цього виразу в рівняння (10), приведення до спільного множника, скорочення, розкриття дужок та приведення подібних отримуємо кінцеве рівняння:

$$(A(z) - C(z)) N(z) D_2(z) F_2(z) S_2(z) - (B(z) - C(z)) M(z) D_2(z) F_1(z) S_2(z) +$$
$$+ A(z) M(z) D_1(z) F_2(z) S_1(z) = 0. \quad (11)$$

Необхідно зазначити, що у випадку, коли чисельник передаточної функції фільтраї $S_1(z)$ має полюс в точці $z = 0$, оператор з передаточною функцією $\frac{S_2(z)}{S_1(z)}$, оберненою до передаточної функції фільтра, реалізувати неможливо [6].

У [5] запропоновано функцію, яку фізично реалізувати неможливо, заміняти на близьку до неї. При цьому система ФАПЧ стає не повністю еквівалентною комбінованій, але за своїми властивостями та можливістю підвищення точності близька до неї. При цьому незначні зміни передаточної функції можуть призвести до втрати стійкості або «грубості» такої системи.

Фільтр розміщується в прямому ланцюгу ФАПЧ. Розглянемо можливість реалізації системи ФАПЧ, еквівалентної комбінованій, при операторі $\frac{S_2(z)}{S_1(z)}$, який фізично реалізувати неможливо.

У прямому ланцюгу, що корегує (рис. 1), вплив фільтра компенсується оберненою функцією: $\frac{S_1(z)}{S_2(z)} \frac{S_2(z)}{S_1(z)} = 1$. Фільтр з передаточною функцією $\frac{S_1(z)}{S_2(z)}$ впливає тільки на прямий ланцюг ФАПЧ. У випадках, коли фільтр не є неподільною частиною елемента порівняння, місце його розташування можна змінювати. Виходячи з цього, отримуємо іншу схему системи фазової автопідстройки частоти (рис. 2):

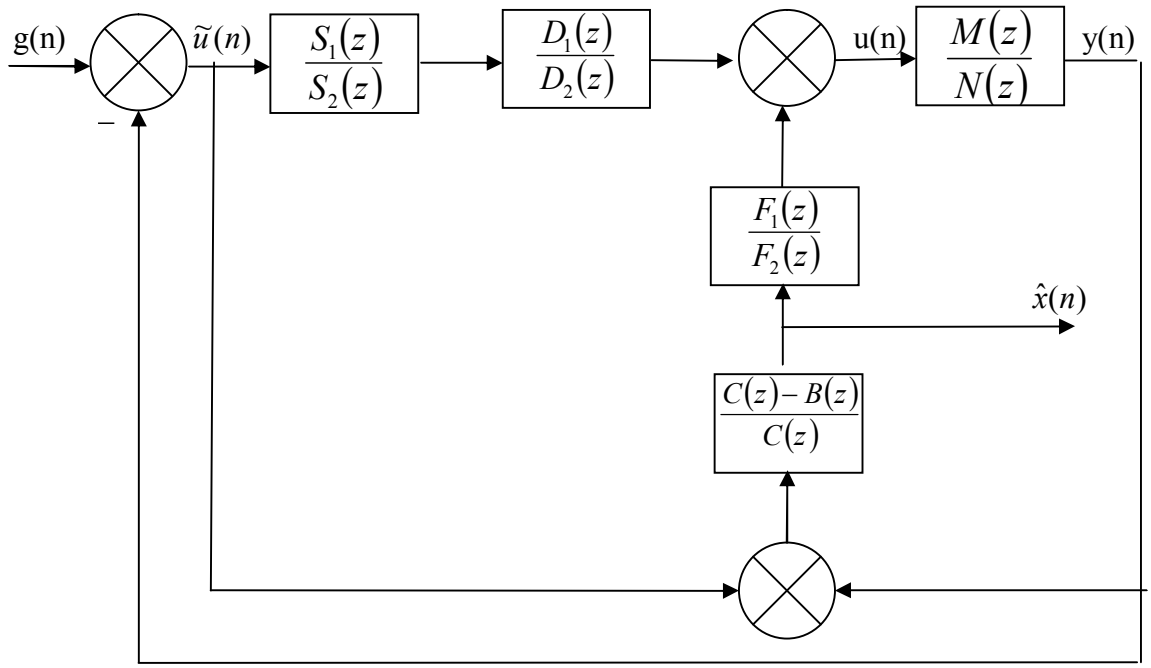

Рис. 2. Структурна схема системи ФАПЧ, еквівалентної комбінованій, з фільтром у прямому ланцюгу

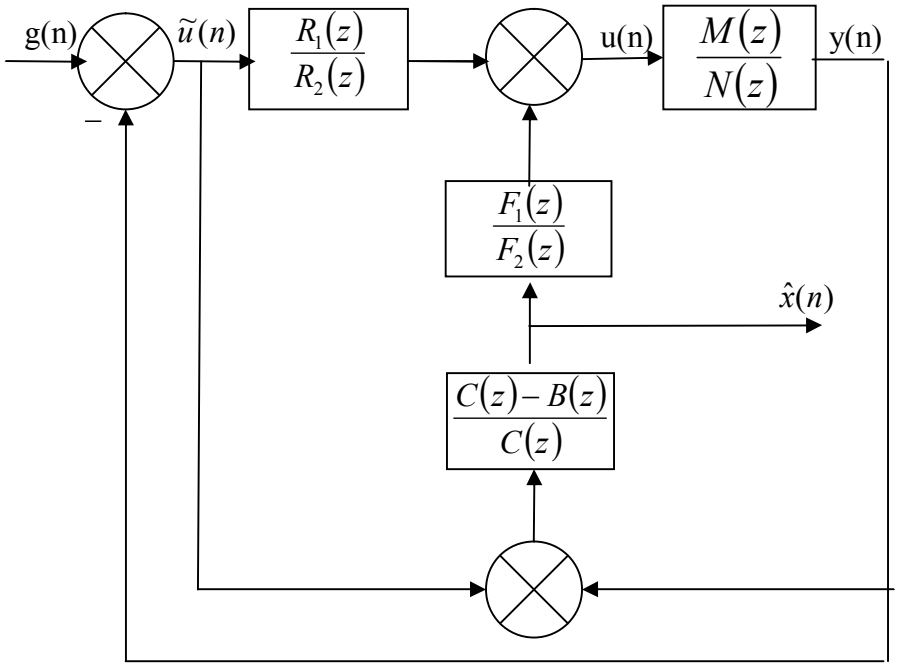

Рис. 3. Структурна схема класичної системи ФАПЧ, еквівалентної комбінованій, з фільтром у прямому ланцюгу

Покажемо еквівалентність схем на рис. 1 та рис. 2. Для цього запишемо систему рівнянь для схеми рис. 2:

$$\begin{cases} \tilde{u}(n) = g(n) - y(n) & (12) \\ y(n) = u(n)\dfrac{M(z)}{N(z)} & (13) \\ u(n) = \tilde{u}(n)\dfrac{D_1(z)}{D_2(z)}\dfrac{S_1(z)}{S_2(z)} + \hat{x}(n)\dfrac{F_1(z)}{F_2(z)}. & (14) \\ \hat{x}(n) = \dfrac{C(z) - B(z)}{C(z)}\left[y(n) + \tilde{u}(n)\right] & (15) \end{cases}$$

Можна показати, що, виконуючи послідовність операцій, як для системи рівнянь (1–5), отримуємо поліноміальне рівняння (11). Це означає еквівалентність цих схем.

Об'єднуючи передаточні функції в прямому ланцюгу фазової автопідстройки частоти,

$$\begin{aligned} R_1(z) &= S_1(z)D_1(z), \\ R_2(z) &= S_2(z)D_2(z), \end{aligned} \qquad (16)$$

отримаємо схему, зображену на рис. 3 [4], з умовою вибору $\dfrac{R_1(z)}{R_2(z)}$, що визначається передаточною функцією фільтра.

Дійсно, підставляючи в отримане рівняння (11) вираз (16), маємо поліноміальне рівняння, яке повністю визначає динаміку процесів управління і оцінювання з врахуванням умов стійкості та фізичної реалізації в рамках стохастичної комбінованої системи для двох функціонально необхідних елементів [4]:

$$\begin{aligned} &\left(A(z) - C(z)\right)N(z)R_2(z)F_2(z) - \left(B(z) - C(z)\right)M(z)R_2(z)F_1(z) + \\ &+ A(z)M(z)R_1(z)F_2(z) = 0. \end{aligned} \qquad (17)$$

Висновки. Отримані структурні схеми системи фазової автопідстройки частоти (рис. 1, 2), еквівалентні комбінованій, з трьома функціонально необхідними елементами. У порівнянні із попередніми [4], отримані схеми враховують необхідність додаткової фільтрації сигналу на подвоєній частоті, що утворюється після фазового детектора.

Їх принциповою відмінністю є те, що першу схему у випадку, коли передаточна функція фільтра має нуль в точці $z = 0$, фізично реалізувати неможливо. Друга схема позбавлена цього недоліку, однак її використання неможливе, коли фазовий детектор і фільтр утворюють нерозривний інерційний елемент порівняння.

Отримане поліноміальне рівняння (11) повністю визначає динаміку процесів управління і оцінювання з врахуванням умов стійкості та фізичної реалізації в рамках стохастичної комбінованої системи з трьома функціонально необхідними елементами. Воно є узагальненням відомого виразу поліноміального рівняння для нового класу систем та складає основу методики синтезу цифрових систем автоматичного управління для вказаного класу систем.

Алгоритм оцінювання вхідного сигналу порівняно з відомим [4] залишився незмінним і визначається виразом

$$\hat{x}(n) = \frac{C(z) - B(z)}{C(z)}\, g(n). \qquad (18)$$

Алгоритм управління набуває вигляду:

$$u(n) = \frac{F_1(z)}{F_2(z)}\,\hat{x}(n) + \frac{R_1(z)}{R_2(z)}\,\tilde{u}(n). \qquad (19)$$

Коефіцієнти виразу (18) визначаються з бажаних показників точності, а також умов стійкості та можливості фізичної реалізації, а коефіцієнти виразу (19) знаходяться з розв'язку рівняння (11) відомими методами.

ЛІТЕРАТУРА:

1. *Степанов А.В.* Методы компьютерной обработки сигналов систем радиосвязи / *А.В. Степанов, С.А. Матвеев*. – М. : СОЛОН-Пресс, 2002. – 208 с.
2. *Зайцев Г.Ф.* Синтез следящих систем высокой точности / *Г.Ф. Зайцев*. – К. : Техніка, 1971. – 204 с.
3. *Пушкарев Ю.А.* Анализ и синтез дискретных систем оценивания / *Ю.А. Пушкарев*. – Житомир : ЖВУРЭ ПВО, 1989. – 326 с.
4. *Водоп'ян С.В.* Поліноміальний синтез алгоритмів управління на основі оцінювання для замкнутих автоматичних систем / *С.В. Водоп'ян, Ю.О. Пушкарьов, Д.В. П'ясковський* // Проблеми створення, випробування та експлуатації складних інформаційних систем космічного та наземного базування. – Житомир : ЖВІРЕ, 1999. – № 2. – С. 68–74.
5. *Стеклов В.К.* Системы фазовой автоподстройки с дифференциальными связями / *В.К. Стеклов, С.Н. Скляренко, Б.Я. Костик*. – К. : Техніка, 2003. – 328 с.
6. *Волгин Л.Н.* Оптимальное дискретное управление динамическими системами / *Л.Н. Волгин*. – М. : Наука, 1986. – 239 с.

ВОДОП'ЯН Сергій Васильович – кандидат технічних наук, старший науковий співробітник, начальник центру НТС Національного космічного агентства України.
Наукові інтереси:
– космічна радіоелектроніка.
E-mail: vodopyan.s.v@gmail.com

ПЯСКОВСЬКИЙ Дмитро Володимирович – кандидат технічних наук, доцент, перший заступник Генерального директора Національного космічного агентства України.
Наукові інтереси:
– космічна радіоелектроніка.
E-mail: pyaskovsky@nkau.gov.ua

РОМАНОВ Олексій Миколайович – старший офіцер військової частини А2299.
Наукові інтереси:
– методи підвищення точності прийому радіосигналів.
Тел.: (093)433–73–06.
E-mail: alextsar@rambler.ru

Подано 02.12.2009

Водоп'ян С.В., Пясковський Д.В., Романов О.М. Поліноміальний синтез структури цифрових еквівалентних комбінованих систем фазової автопідстройки частоти для демодуляції фазоманіпульованиїх сигналів у системах зв'язку
Водопьян С.В., Пясковский Д.В., Романов А.Н. Полиномиальный синтез структуры цифровых эквивалентных комбинированным систем фазовой автоподстройки частоты для демодуляции фазоманипулированных сигналов в системах связи.
Vodopyan S.V., Pyaskovsky D.V., Romanov A.N. The polynomial structure synthesis of the digital equivalent combined systems of the phase locking loop for phase-shift keying signals demodulating in the communication networks.

УДК 621.396

Полиномиальный синтез структуры цифровых эквивалентных комбинированным систем фазовой автоподстройки частоты для демодуляции фазоманипулированных сигналов в системах связи / С.В. Водопьян, Д.В. Пясковский, А.Н. Романов

Получена методика синтеза цифровых систем фазовой автоподстройки частоты, эквивалентных комбинированным, с тремя функционально необходимыми элементами.

УДК 621.396

The polynomial structure synthesis of the digital equivalent combined systems of the phase locking loop for phase-shift keying signals demodulating in the communication networks / S.V. Vodopyan, D.V. Pyaskovsky, A.N.Romanov

It is got the methodology of synthesis of the equivalent combined phase locking loop digital systems with three functional elements.