

В данной статье рассматриваются вопросы построения математической модели высокочастотного навязывания, как один из первых этапов при оценке защищенности средств обмена информацией от перехвата методом высокочастотного навязывания.

Ключевые слова: математическая модель сигнала, высокочастотное навязывание.

В даній статті розглядаються питання побудови математичної моделі високочастотного нав'язування, як один із перших етапів при оцінюванні захищеності засобів обміну інформацією від перехоплення методом високочастотного нав'язування.

Ключові слова: математична модель сигналу, високочастотне нав'язування.

The questions of engineering of mathematical model of a high-frequency intrusion are investigated in the article.

Key words: mathematical model of a signal, high-frequency intrusion.

Поступила 18.01.2010

УДК 621.396

к.т.н., с.н.с. Водоп'ян С.В., к.т.н., доц. Пясковський Д.В.
(Національне космічне агентство України),
Романов О.М. (ВЧ А2299)

АЛГОРИТМ ЦИФРОВОЇ ЕКВІВАЛЕНТНОЇ КОМБІНОВАНОЇ СИСТЕМИ ФАЗОВОГО АУТОПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ ДЛЯ ДЕМОДУЛЯЦІЇ СИГНАЛІВ З ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ

1. Постановка проблеми у загальному вигляді

Ефективність демодуляції сигналів зв'язку з фазовою маніпуляцією напряму пов'язана з синхронізацією та слідкуванням за несучою частотою сигналу в каналі зв'язку. Для здійснення синхронізації та слідкування за несучою частотою сигналів застосовують системи фазового автопідстроювання частоти. Точність їх роботи і визначає кількість помилок в демодульованому сигналі.

Для підвищення точності роботи систем фазового автопідстроювання частоти можуть застосовуватись різні методи. Однак, найбільш ефективним з них є метод комбінованого управління.

2. Аналіз останніх досліджень і публікацій, в яких започатковане розв'язання даної проблеми

Для розрахунку комбінованих систем автоматичного управління використовують: метод $K(D)$ - зображень [1], метод прирівнювання до нуля відповідних коефіцієнтів помилок [2], метод розрахунку зв'язку по задавальній дії комбінованої слідкуючої системи із умови підвищення порядку астатизму [3], метод трьох поліномів [4], а також метод поліноміального синтезу цифрових автоматичних систем зі стохастичним комбінованим управлінням [5]. В [6] отримано структурні схеми цифрової системи фазового автопідстроювання частоти, еквівалентної комбінованій, з трьома функціонально необхідними елементами для когерентних систем зв'язку та поліноміальне рівняння, яке повністю визначає динаміку процесів управління і оцінювання в них. В даній роботі на основі вказаної методики розраховуються алгоритми оцінювання та управління системи фазового автопідстроювання частоти.

3. Постановка задачі

На вхід системи фазового автопідстроювання частоти поступає адитивна суміш сигналу з фазовою маніпуляцією $x(n)$ і стаціонарної випадкової дії $f(n)$ з нульовим середнім $M[f(n)] = 0$ і дисперсією D_f : $g(n) = x(n) + f(n)$. Детерміновану складову вхідного сигналу відносно початкової фази запишемо:

$$x(n) = 1(n) = \frac{1}{1-z^{-1}} \quad (1)$$

Лінеаризована передаточна функція по фазі генератора, що керується напругою, задана у вигляді $\frac{M(s)}{N(s)} = \frac{k_{\Gamma}}{s}$. Знайдемо відповідну імпульсну передаточну функцію з нульовим порядком наближення [7]:

$$\frac{M(z)}{N(z)} = (1-z^{-1})ZL^{-1}\left\{\frac{M(s)}{sN(s)}\right\} = (1-z^{-1})ZL^{-1}\left\{\frac{k_{\Gamma}}{s^2}\right\} = (1-z^{-1})\frac{k_{\Gamma}hz^{-1}}{(1-z^{-1})^2} = \frac{k_{\Gamma}hz^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (2)$$

Складова сигналу з подвоєною частотою, яка утворюється на виході фазового детектору, придушується фільтром низької частоти. Щоб з'ясувати, чи можливо застосовувати запропоновану методику [6] для синтезу систем при фільтрах з дефектом та без нього, будемо розглядати два типи фільтрів:

а) Фільтр задається аперіодичною ланкою з передаточною функцією $\frac{S_1(s)}{S_2(s)} = \frac{k_{\Phi}}{1+Ts}$.

Знайдемо відповідну імпульсну передаточну функцію з нульовим порядком наближення [7]:

$$\begin{aligned} \frac{S_1(z)}{S_2(z)} &= (1-z^{-1})ZL^{-1}\left\{\frac{S_1(s)}{sS_2(s)}\right\} = (1-z^{-1})ZL^{-1}\left\{\frac{k_{\Phi}}{s(1+Ts)}\right\} = (1-z^{-1})ZL^{-1}\left\{k_{\Phi}\left[\frac{1}{s} - \frac{T}{1+Ts}\right]\right\} = \\ &= \frac{z-1}{z}k_{\Phi}\left[\frac{z}{z-1} - \frac{z}{z-e^{-h/T}}\right] = k_{\Phi}\left[1 - \frac{z-1}{z-e^{-h/T}}\right] = k_{\Phi}\left[1 - \frac{1-z^{-1}}{1-\varepsilon z^{-1}}\right] = \frac{k_{\Phi}(1-\varepsilon)z^{-1}}{1-\varepsilon z^{-1}} \end{aligned} \quad (3)$$

де $\varepsilon = e^{-h/T}$.

б) Фільтр задається ланкою з передаточною функцією $\frac{S_1(s)}{S_2(s)} = k_{\Phi} \frac{1+T_2s}{1+T_1s}$, яку можна представити послідовним з'єднанням аперіодичної і диференційної ланки першого порядку.

Знайдемо відповідну імпульсну передаточну функцію з нульовим порядком наближення:

$$\begin{aligned} \frac{S_1(z)}{S_2(z)} &= (1-z^{-1})ZL^{-1}\left\{\frac{S_1(s)}{sS_2(s)}\right\} = (1-z^{-1})ZL^{-1}\left\{k_{\Phi} \frac{1+T_2s}{s(1+T_1s)}\right\} = (1-z^{-1})ZL^{-1}\left\{k_{\Phi}\left[\frac{1}{s(1+T_1s)} + \right. \right. \\ &+ \left. \left. \frac{T_2}{1+T_1s}\right]\right\} = \frac{z-1}{z}k_{\Phi}\left[\frac{z(1-e^{-h/T_1})}{(z-1)(z-e^{-h/T_1})} + \frac{T_2}{T_1} \frac{z}{z-e^{-h/T_1}}\right] = k_{\Phi}\left[\frac{1-e^{-h/T_1}}{z-e^{-h/T_1}} + \frac{T_2}{T_1} \frac{z-1}{z-e^{-h/T_1}}\right] = \\ &= k_{\Phi}\left[\frac{1-\varepsilon}{z-\varepsilon} + \frac{T_2}{T_1} \frac{z-1}{z-\varepsilon}\right] = k_{\Phi} \frac{\frac{T_2}{T_1} + \left(1-\varepsilon - \frac{T_2}{T_1}\right)z^{-1}}{1-\varepsilon z^{-1}} = k_{\Phi} \frac{T + \eta z^{-1}}{1-\varepsilon z^{-1}} \end{aligned} \quad (4)$$

де $\varepsilon = e^{-h/T_1}$, $T = \frac{T_2}{T_1}$, $\eta = 1 - \varepsilon - \frac{T_2}{T_1}$.

Необхідно на основі структурної схеми цифрової системи фазового автопідстроювання частоти та поліноміального рівняння, яке визначає динаміку процесів управління і оцінювання в ній, а також виходячи з відомих математичних моделей вхідного сигналу та

функціонально необхідних елементів, побудувати алгоритми оцінювання та управління, що відповідають вказаним критеріям якості. Критерієм якості будемо вважати відсутність динамічної похибки оцінювання і управління та високу якість фільтрації.

4. Отримання алгоритму цифрової еквівалентної комбінованій системи фазового автопідстроювання частоти.

Структурна схема цифрової системи фазового автопідстроювання частоти, еквівалентна комбінованій, з трьома функціонально необхідними елементами [6] зображена на рис. 1. В якості математичного апарату застосуємо теорію поліноміальних рівнянь.

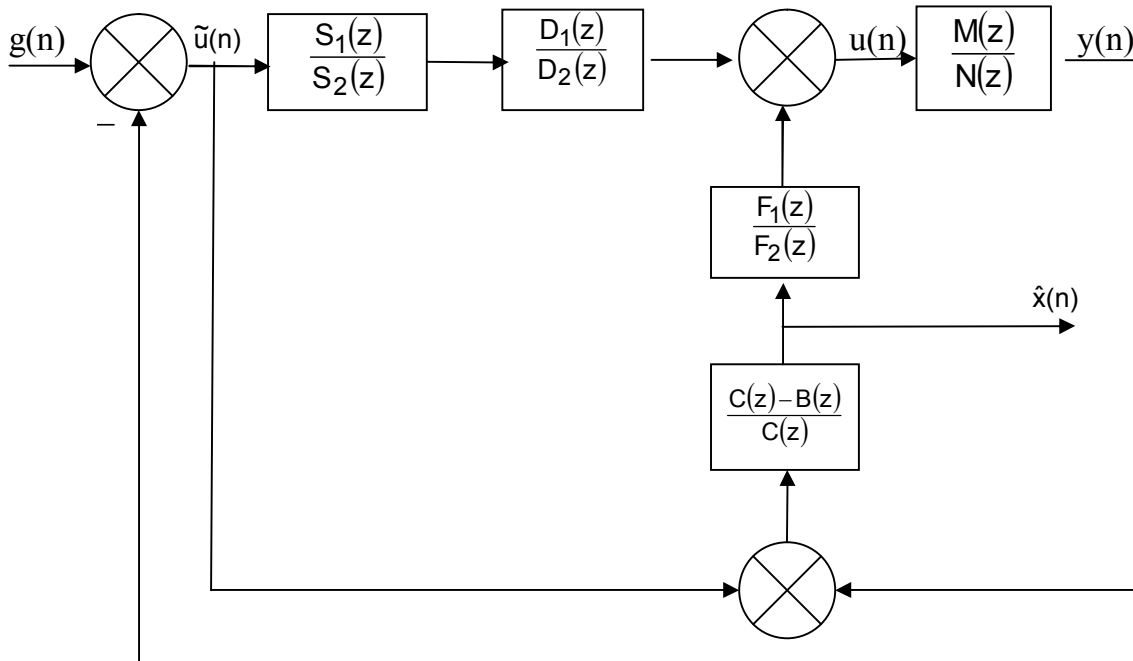


Рис. 1. Структурна схема системи фазового автопідстроювання частоти з фільтром в прямому ланцюгу

Динаміка процесів управління та оцінювання системи фазового автопідстроювання частоти, зображеної на рис. 1, з врахуванням умов стійкості і можливості фізичної реалізації в рамках стохастичної комбінованої системи описується поліноміальним рівнянням:

$$(A(z) - C(z))N(z)D_2(z)F_2(z)S_2(z) - (B(z) - C(z))M(z)D_2(z)F_1(z)S_2(z) + A(z)M(z)D_1(z)F_2(z)S_1(z) = 0 \quad (5)$$

Синтез алгоритмів оцінювання і управління будемо проводити, дотримуючись узагальненої схеми процесу проектування систем управління [8] за наступною методикою.

1. Сконструюємо поліноми динаміки системи $A(z)$ і $B(z)$, виходячи з критерію відсутності динамічних похибок оцінювання і управління при детермінованих входних сигналах.

Для цього використаємо третю форму досягнення інваріантності [3]:

$$\begin{cases} A(z)x(n) = 0 \\ B(z)x(n) = 0 \end{cases} \quad (6)$$

Враховуючи, що дія $x(n)$ при поліномах $A(z)$ і $B(z)$ одна й та сама, і, відповідно, рівність нулю буде мати місце при загальних умовах, закладених в поліноми $A(z)$ і $B(z)$, покладемо $B(z) = \Theta A(z)$ [4].

Після z-перетворення і підстановки виразу для вхідної дії отримуємо:

$$\begin{cases} A(z) = 1 - z^{-1} \\ B(z) = \Theta(1 - z^{-1}) \end{cases} \quad (7)$$

Характеристичний поліном системи $C(z)$ обираємо, виходячи з умов грубості [10] та стійкості:

$$C(z) = 1 - \Theta z^{-1}; \Theta \in 0..1. \quad (8)$$

2. На основі відомих та шуканих поліномів складемо лінійне поліноміальне рівняння, яке визначає динаміку процесів оцінювання та управління.

а. Фільтр – аперіодична ланка.

Підставимо відомі поліноми (2), (3), (7) та (8) в рівняння (5):

$$\begin{aligned} & (1 - z^{-1} - 1 + \Theta z^{-1})(1 - z^{-1})(1 - \varepsilon z^{-1})D_2(z)F_2(z) - \\ & - (\Theta - \Theta z^{-1} - 1 + \Theta z^{-1})k_r h z^{-1}(1 - \varepsilon z^{-1})D_2(z)F_1(z) + (1 - z^{-1})k_r h z^{-1}(1 - \varepsilon)k_\phi z^{-1}D_1(z)F_2(z) = 0 \end{aligned} \quad (9)$$

б. Фільтр – послідовне з'єднання аперіодичної і диференційної ланки першого порядку.

Підставимо відомі поліноми (2), (4), (7) та (8) в рівняння (5):

$$\begin{aligned} & (1 - z^{-1} - 1 + \Theta z^{-1})(1 - z^{-1})(1 - \varepsilon z^{-1})D_2(z)F_2(z) - \\ & - (\Theta - \Theta z^{-1} - 1 + \Theta z^{-1})k_r h z^{-1}(1 - \varepsilon z^{-1})D_2(z)F_1(z) + (1 - z^{-1})k_r h z^{-1}(k_\phi T + k_\phi \eta z^{-1})D_1(z)F_2(z) = 0 \end{aligned} \quad (10)$$

3. Розв'яжемо отримане рівняння відомими методами.

а. Фільтр – аперіодична ланка.

Після спрощення та скорочення (9) маємо:

$$\begin{aligned} & - (1 - \Theta)(1 - z^{-1})(1 - \varepsilon z^{-1})D_2(z)F_2(z) + (1 - \Theta)k_r h (1 - \varepsilon z^{-1})D_2(z)F_1(z) \\ & + (1 - z^{-1})k_r k_\phi h z^{-1}(1 - \varepsilon)D_1(z)F_2(z) = 0 \end{aligned} \quad (11)$$

Позначимо

$$\begin{aligned} & (1 - \Theta)k_r h (1 - \varepsilon z^{-1}) = a; \\ & (1 - z^{-1})k_r k_\phi h z^{-1}(1 - \varepsilon) = b; \\ & - (1 - \Theta)(1 - z^{-1})(1 - \varepsilon z^{-1}) = c, \end{aligned}$$

тоді рівняння (11) прийме вигляд:

$$cD_2(z)F_2(z) + aD_2(z)F_1(z) + bD_1(z)F_2(z) = 0. \quad (12)$$

Рівняння (12) має три відомих поліноми, ступені яких $|a|=1; |b|=2; |c|=2$, та чотири невідомих поліноми. Визначимо їх ступені.

Результати розв'язку, де всі невідомі поліноми нульового ступеню і відповідають коефіцієнтам підсилення розглядати не будемо.

Найпростіший розв'язок рівняння має при $|F_1(z)| = 1; |D_1(z)| = |D_2(z)| = |F_2(z)| = 0$. Тоді ступінь рівняння дорівнює двом. Прирівнюючи поліноми $D_2(z)$ та $F_2(z)$ до одиниці, отримаємо поліном $D_1(z) = 0$. Такий розв'язок не розглядатимемо.

Для отримання інших розв'язків підвищимо ступінь рівняння до трьох.

При $|D_1(z)| = |D_2(z)| = |F_1(z)| = 1; |F_2(z)| = 0$ розв'язком рівняння є $D_1(z) = 0$. Такий розв'язок не розглядатимемо.

При $|D_1(z)| = |D_2(z)| = 1; |F_1(z)| = |F_2(z)| = 0$ поліном $F(z)$ становить собою звичайний підсилювач. Такий розв'язок не розглядатимемо.

При $|D_1(z)| = 1; |F_1(z)| = 2; |F_2(z)| = |D_2(z)| = 0$ порушується умова грубості, оскільки $|F_1(z)| > |C(z)|$. Для відновлення умови грубості необхідно підвищити ступінь поліному $C(z)$ до двох, що призводить до значного ускладнення алгоритмів оцінювання та управління.

При підвищенні ступеню рівняння до чотирьох один з його розв'язків може бути знайдений при $|D_1(z)| = |D_2(z)| = |F_1(z)| = |F_2(z)| = 1$:

$$\begin{aligned} D_1(z) &= d_0^1 + d_1^1 z^{-1} \\ D_2(z) &= d_0^2 + d_1^2 z^{-1} \\ F_1(z) &= f_0^1 + f_1^1 z^{-1} \\ F_2(z) &= f_0^2 + f_1^2 z^{-1}. \end{aligned} \quad (13)$$

Підставимо поліноми (13) в розгорнутому вигляді в (11):

$$\begin{aligned} &-(1-\Theta)(1-z^{-1})(1-\varepsilon z^{-1})(d_0^2 + d_1^2 z^{-1})(f_0^2 + f_1^2 z^{-1}) + (1-\Theta)k_r h(1-\varepsilon z^{-1}) \times \\ &\times (d_0^2 + d_1^2 z^{-1})(f_0^1 + f_1^1 z^{-1}) + (1-z^{-1})k_r k_\phi h z^{-1}(1-\varepsilon)(d_0^1 + d_1^1 z^{-1})(f_0^2 + f_1^2 z^{-1}) = 0 \end{aligned} \quad (14)$$

Розв'яжемо рівняння розгортанням його в систему лінійних алгебраїчних рівнянь[10]. Врахуємо, що рівнянь в системі п'ять, а невідомих змінних – вісім. Оберемо одразу дві з них так, щоб вільний член шуканих поліномів дорівнював одиниці: $d_0^2 = f_0^2 = 1$.

$$\left\{ \begin{aligned} &\Theta - 1 + k_r h f_0^1 - \Theta k_r h f_0^1 = 0 \\ &-\Theta + 1 - \Theta \varepsilon + \varepsilon + \Theta f_1^2 - f_1^2 + \Theta d_1^2 - d_1^2 - \varepsilon k_r h f_0^1 + \Theta \varepsilon k_r h f_0^1 + k_r h f_1^1 - \Theta k_r h f_1^1 + \\ &+ k_r h f_0^1 d_1^2 - \Theta k_r h f_0^1 d_1^2 + k_r k_\phi h d_0^1 - \varepsilon k_r k_\phi h d_0^1 = 0 \\ &\Theta \varepsilon - \varepsilon - \Theta f_1^2 + f_1^2 - \Theta \varepsilon f_1^2 + \varepsilon f_1^2 - \Theta d_1^2 + d_1^2 - \Theta \varepsilon d_1^2 + \varepsilon d_1^2 + \Theta d_1^2 f_1^2 - d_1^2 f_1^2 - \\ &-\varepsilon k_r h f_1^1 + \Theta \varepsilon k_r h f_1^1 - \varepsilon k_r h f_0^1 d_1^2 + \Theta \varepsilon k_r h f_0^1 d_1^2 + k_r h d_1^2 f_1^1 - \Theta k_r h d_1^2 f_1^1 - k_r k_\phi h d_0^1 + \\ &+ \varepsilon k_r k_\phi h d_0^1 + k_r k_\phi h d_0^1 f_1^2 - \varepsilon k_r k_\phi h d_0^1 f_1^2 + k_r k_\phi h d_1^1 - \varepsilon k_r k_\phi h d_1^1 = 0 \\ &\Theta \varepsilon f_1^2 - f_1^2 + \Theta \varepsilon d_1^2 - \varepsilon d_1^2 - \Theta d_1^2 f_1^2 + d_1^2 f_1^2 - \Theta \varepsilon d_1^2 f_1^2 + \varepsilon d_1^2 f_1^2 - \varepsilon k_r h d_1^2 f_1^1 + \\ &+ \Theta \varepsilon k_r h d_1^2 f_1^1 - k_r k_\phi h d_0^1 f_1^2 + \varepsilon k_r k_\phi h d_0^1 f_1^2 - k_r k_\phi h d_1^1 + \varepsilon k_r k_\phi h d_1^1 + k_r k_\phi h d_1^1 f_1^2 - \\ &-\varepsilon k_r k_\phi h d_1^1 f_1^2 = 0 \\ &\Theta \varepsilon d_1^2 f_1^2 - \varepsilon d_1^2 f_1^2 - k_r k_\phi h d_1^1 f_1^2 + \varepsilon k_r k_\phi h d_1^1 f_1^2 = 0 \end{aligned} \right. \quad (15)$$

Розв'язком системи рівнянь (15) є:

$$f_0^1 = \frac{1}{k_r h}; f_1^1 = -\frac{1}{k_r h}; d_0^1 = -\frac{(1-\Theta)\varepsilon}{(1-\varepsilon)k_r k_\phi h}; d_1^1 = \frac{(1-\Theta)\varepsilon}{(1-\varepsilon)k_r k_\phi h}; f_1^2 = -\varepsilon,$$

також в ході розв'язку покладено $d_1^2 = -1$.

Таким чином, шукані поліноми мають вигляд:

$$\begin{aligned} D_1(z) &= -\frac{(1-\Theta)\varepsilon}{(1-\varepsilon)k_r k_\phi h} + \frac{(1-\Theta)\varepsilon}{(1-\varepsilon)k_r k_\phi h} z^{-1} \\ F_1(z) &= \frac{1}{k_r h} - \frac{1}{k_r h} z^{-1} \\ D_2(z) &= 1 - z^{-1} \\ F_2(z) &= 1 - \varepsilon z^{-1} \end{aligned} \quad (16)$$

б. Фільтр – послідовне з'єднання аперіодичної і диференційної ланки першого порядку
Після спрощення та скорочення (10) маємо:

$$\begin{aligned} &-(1-\Theta)(1-z^{-1})(1-\varepsilon z^{-1})D_2(z)F_2(z) + (1-\Theta)k_r h(1-\varepsilon z^{-1})D_2(z)F_1(z) \\ &+ (1-z^{-1})k_r h(k_\phi T + k_\phi \eta z^{-1})D_1(z)F_2(z) = 0 \end{aligned} \quad (17)$$

Позначимо

$$\begin{aligned} (1-\Theta)k_r h(1-\varepsilon z^{-1}) &= a; \\ (1-z^{-1})k_r h(k_\phi T + k_\phi \eta z^{-1}) &= b; \\ -(1-\Theta)(1-z^{-1})(1-\varepsilon z^{-1}) &= c, \end{aligned}$$

тоді рівняння (17) прийме вигляд:

$$cD_2(z)F_2(z) + aD_2(z)F_1(z) + bD_1(z)F_2(z) = 0. \quad (18)$$

З допомогою таких самих міркувань, як для фільтру, представленого аперіодичною ланкою, дійдемо до вибору таких ступенів невідомих поліномів: $|D_1(z)| = |D_2(z)| = |F_1(z)| = |F_2(z)| = 1$. Підставимо ці поліноми в розгорнутому вигляді (13) в (17):

$$\begin{aligned} &-(1-\Theta)(1-z^{-1})(1-\varepsilon z^{-1})(d_0^2 + d_1^2 z^{-1})(f_0^2 + f_1^2 z^{-1}) + (1-\Theta)k_r h(1-\varepsilon z^{-1})(d_0^2 + d_1^2 z^{-1}) \times \\ &\times (f_0^1 + f_1^1 z^{-1}) + (1-z^{-1})k_r h(k_\phi T + k_\phi \eta z^{-1})(d_0^1 + d_1^1 z^{-1})(f_0^2 + f_1^2 z^{-1}) = 0 \end{aligned} \quad (19)$$

Розв'яжемо рівняння розгортанням його в систему лінійних алгебраїчних рівнянь[10]. Врахуємо, що рівнянь в системі п'ять, а невідомих змінних – вісім. Три з них оберемо так, щоб вільний член шуканих поліномів дорівнював одиниці: $d_0^2 = f_0^1 = f_0^2 = 1$:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Theta - 1 + k_r h f_0^1 - \Theta k_r h f_0^1 + k_r k_\phi h T d_0^1 = 0 \\ \Theta f_1^2 + \Theta d_1^2 - \Theta \varepsilon - \Theta - f_1^2 - d_1^2 + \varepsilon + 1 + k_r h d_1^2 - \varepsilon k_r h + k_r h f_1^1 - \Theta k_r h d_1^2 + \Theta \varepsilon k_r h - \\ - \Theta k_r h f_1^1 + k_r k_\phi h \eta d_0^1 - k_r k_\phi h T d_0^1 + k_r k_\phi h T d_0^1 f_1^2 + k_r k_\phi h T d_1^1 = 0 \\ \Theta d_1^2 f_1^2 - \Theta \varepsilon f_1^2 - \Theta \varepsilon d_1^2 - \Theta f_1^2 - \Theta d_1^2 + \Theta \varepsilon - d_1^2 f_1^2 + \varepsilon f_1^2 + \varepsilon d_1^2 + f_1^2 + d_1^2 - \varepsilon - \varepsilon k_r h d_1^2 + \\ + k_r h f_1^1 d_1^2 - \varepsilon k_r h f_1^1 + \Theta \varepsilon k_r h d_1^2 - \Theta k_r h f_1^1 d_1^2 + \Theta \varepsilon k_r h f_1^1 - k_r k_\phi h \eta d_0^1 + k_r k_\phi h \eta d_0^1 f_1^2 - \\ - k_r k_\phi h T d_0^1 f_1^2 + k_r k_\phi h \eta d_1^1 - k_r k_\phi h T d_1^1 + k_r k_\phi h T d_1^1 f_1^2 = 0 \\ - \Theta \varepsilon d_1^2 f_1^2 - \Theta d_1^2 f_1^2 + \Theta \varepsilon f_1^2 + \Theta \varepsilon d_1^2 + \varepsilon d_1^2 f_1^2 + d_1^2 f_1^2 - \varepsilon f_1^2 - \varepsilon d_1^2 - \varepsilon k_r h f_1^1 d_1^2 + \\ + \Theta \varepsilon k_r h f_1^1 d_1^2 - k_r k_\phi h \eta d_0^1 f_1^2 - k_r k_\phi h \eta d_1^1 + k_r k_\phi h \eta d_1^1 f_1^2 - k_r k_\phi h T d_1^1 f_1^2 = 0 \\ \Theta \varepsilon d_1^2 f_1^2 - \varepsilon d_1^2 f_1^2 - k_r k_\phi h \eta d_1^1 f_1^2 \end{array} \right. \quad (20)$$

Розв'язком системи рівнянь (20) є:

$$f_1^1 = -1; d_1^2 = \frac{\eta}{T}(1 - k_r h); f_1^2 = \frac{\eta}{T}(1 - k_r h); d_0^1 = \frac{(1 - \Theta)(1 - k_r h)}{k_r k_\phi h T}; d_1^1 = -\frac{(1 - \Theta)\varepsilon(1 - k_r h)}{k_r k_\phi h T}.$$

Таким чином, шукані поліноми мають вигляд:

$$\begin{aligned} D_1(z) &= \frac{(1 - \Theta)(1 - k_r h)}{k_r k_\phi h T} - \frac{(1 - \Theta)\varepsilon(1 - k_r h)}{k_r k_\phi h T} z^{-1} \\ F_1(z) &= 1 - z^{-1} \\ D_2(z) &= 1 + \frac{\eta}{T}(1 - k_r h) z^{-1} \\ F_2(z) &= 1 + \frac{\eta}{T}(1 - k_r h) z^{-1} \end{aligned} \quad (21)$$

4. На основі визначених невідомих поліномів складемо оператори оцінювання і управління системи фазового автопідстроювання частоти.

Алгоритм оцінювання для системи фазового автопідстроювання частоти, схема якої зображена на рис. 1, для обох фільтрів має вигляд:

$$\hat{x}(n) \frac{C(z) - B(z)}{C(z)} [\tilde{u}(n) + y(z)] = \frac{1 - \Theta}{1 - \Theta z^{-1}} [\tilde{u}(n) + y(z)]. \quad (22)$$

$$\text{Алгоритм управління } u(n) = \frac{S_1(z) D_1(z)}{S_2(z) D_2(z)} \tilde{u}(n) + \frac{F_1(z)}{F_2(z)} \hat{x}(n) \text{ для фільтру (3) з урахуванням (16)}$$

набуває виду

$$u(n) = \frac{k_\phi (1 - \varepsilon) z^{-1} - \frac{(1 - \Theta)\varepsilon}{(1 - \varepsilon) k_r k_\phi h} + \frac{(1 - \Theta)\varepsilon}{(1 - \varepsilon) k_r k_\phi h} z^{-1}}{1 - \varepsilon z^{-1}} \tilde{u}(n) + \frac{1}{k_r h} - \frac{1}{k_r h} z^{-1}}{1 - \varepsilon z^{-1}} \hat{x}(n), \quad (23)$$

а для фільтру (4) з урахуванням (21) набуває виду

$$u(n) = k_{\phi} \frac{T + \eta z^{-1}}{1 - \varepsilon z^{-1}} \frac{(1 - \Theta)(1 - k_r h)}{k_r k_{\phi} h T} \frac{(1 - \Theta)\varepsilon(1 - k_r h)}{k_r k_{\phi} h T} z^{-1} \tilde{u}(n) + \frac{1 - z^{-1}}{1 + \frac{\eta}{T}(1 - k_r h)z^{-1}} \hat{x}(n). \quad (24)$$

Результати моделювання роботи системи фазового автопідстроювання частоти з фільтром (3) за отриманими алгоритмами оцінювання (22) та управління (23) наведені на рис. 2.

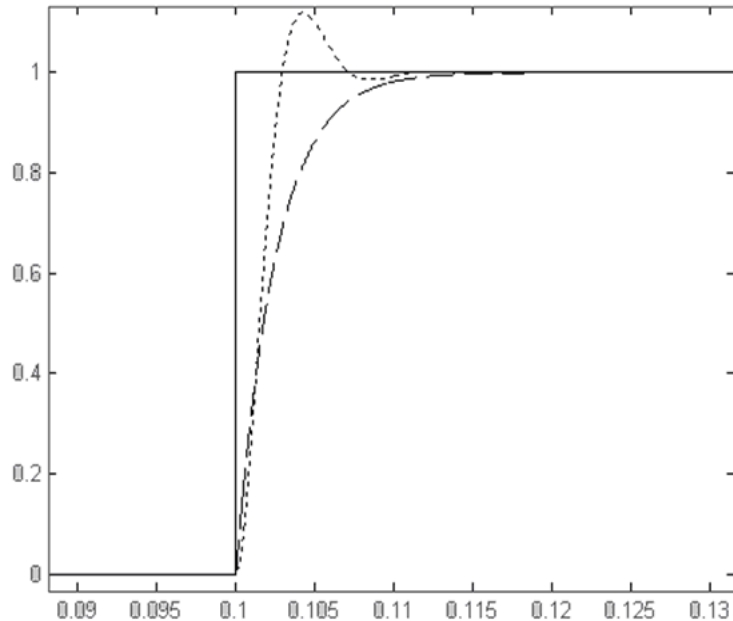


Рис. 2. Результати моделювання алгоритму системи

На рисунку показаний вхідний сигнал (суцільна лінія), сигнал з виходу генератора, що керується напругою, при розрахунку зв'язку по задавальній дії із умови підвищення порядку астатизму [3] (короткі штрихи) та сигнал з виходу генератора, що керується напругою, системи, що працює за отриманими в даній роботі алгоритмами оцінювання і управління (довгі штрихи). При моделюванні було прийнято $\Theta = 0.5$.

Висновки

На основі методики синтезу цифрових систем фазового автопідстроювання частоти [6] отримано алгоритми оцінювання і управління. З результатів розрахунків (22-24) видно, що алгоритми управління та оцінювання в цифрових системах фазового автопідстроювання частоти, еквівалентних комбінованим, отримані за вказаною методикою, можна фізично реалізувати як при фільтрах, передаточна функція яких має дефект (3), так і при фільтрах, передаточна функція яких дефекту немає (4).

Реалізація отриманих алгоритмів в системі фазового автопідстроювання частоти при демодуляції сигналів з фазовою маніпуляцією дозволить підвищити точність її роботи і, як наслідок, зменшити ймовірність помилки демодуляції.

Список літератури

1. Кулебакин В.С. Об основных задачах и методах повышения качества автоматически регулируемых систем //Тр. II Всесоюз. совещ. по теории автоматич. регулирования. – М., 1955. – Т.2. – С. 184-207.
2. Терсков В.Г. Метод расчета систем с комбинированным управлением. – В кн.: Теория инвариантности в системах автоматического управления. М., «Наука», 1964, с. 203 – 214.
3. Зайцев Г.Ф. Синтез следящих систем высокой точности. - К.: Техніка, 1971, – 202 с.
4. Пушкарев Ю.А. Анализ и синтез дискретных систем оценивания. – Ж.: ЖВУРЭ ПВО, 1989.–326с.

5. Водоп'ян С.В., Пушкар'юв Ю.О., П'ясковський Д.В. Поліноміальний синтез алгоритмів управління на основі оцінювання для замкнених автоматичних систем // Проблеми створення, випробування та експлуатації складних інформаційних систем космічного та наземного базування. – Житомир: ЖВІРЕ. –1999. -№ 2. -С.68-74.

6. Водоп'ян С.В., П'ясковський Д.В., Романов О.М. Поліноміальний синтез структури цифрових еквівалентних комбінованих систем фазової автопідстройки частоти для демодуляції фазоманіпульованих сигналів зв'язку // Вісник ЖДТУ / Технічні науки. – 2009. – № 4 (55). – С. 53-59.

7. Острём К., Виттенмарк Б. Системы управления с ЭВМ: Пер. с англ. – М.: Мир, 1987. 480с.

8. Изерман Р. Цифровые системы управления: Пер. с англ. – М.: Мир, 1984.- 541 с.

9. Зайцев Г.Ф., Стеглов В.К. Комбинированные следящие системы. – К.: Техніка, 1978. – 264 с.

10. Волгин Л.Н. Оптимальное дискретное управление динамическими системами/ Под ред. П.Д.Крутько. – М.: Наука. Гл. Ред. Физ.-мат. лит., 1986.-240 с.

Отримано алгоритми оцінювання та управління цифровою еквівалентною комбінованою системою фазового автопідстроювання частоти при використанні фільтрів з дефектом та без дефекту. Синтез проводився на основі методу трьох поліномів. Для розрахунків використовувався метод поліноміальних рівнянь. Отримані алгоритми забезпечують підвищення точності роботи систем фазового автопідстроювання частоти. Стаття містить два рисунка та десять посилань на літературу.

Ключові слова: цифрова система автоматичного управління, фазове автопідстроювання частоти, поліноміальний синтез, алгоритми оцінювання та управління.

Получены алгоритмы оценивания и управления цифровой эквивалентной комбинированной системы фазовой автоподстройки частоты при использовании фильтров с дефектом и без дефекта. Синтез проводился на основе метода трех полиномов. Для расчетов использовался метод полиномиальных уравнений. Полученные алгоритмы обеспечивают повышение точности работы систем фазовой автоподстройки частоты. Статья содержит два рисунка и десять ссылок на литературу.

Ключевые слова: цифровая система автоматического управления, фазовая автоподстройка частоты, полиномиальный синтез, алгоритмы оценивания и управления.

It is got the estimation and control algorithms of the digital equivalent combined system of the phase locked-loop with defective and non-defective filters. The synthesis is based on the three polynomials method. The polynomial equation method was used for computing. The computed algorithms provide the accuracy increasing of the phase locked-loop systems tracking. The article contains two pictures and ten references to the literature.

Keywords: digital automatic control system, phase-locked-loop, polynomial synthesis, estimation and control algorithms.

Надійшла 4.02.2010

УДК 345:871.09

к.ю.н. Климчук С.О., к.ю.н. Артемов В.Ю.,
к.ф.н., с.н.с. Пашков (НА СБУ)

СПІВРОБІТНИЦТВО В ГАЛУЗІ ІНФОРМАЦІЙНОЇ ОСВІТИ МІЖ УКРАЇНОЮ І ЧЕСЬКОЮ РЕСПУБЛІКОЮ

Чеська Республіка давно заявила про своє бачення об'єднаної, демократичної, соціально справедливої, процвітаючої, мирної Європи, де живуть інформаційно вільні громадяни і співпрацюють країни і регіони. У цьому контексті міжнародне співробітництво Чеської Республіки в усіх галузях освіти будується і реалізується таким чином, щоб результати цієї співпраці стали внеском у поглиблення її інтеграції в євроатлантичні та європейські структури, у посилення регіонального співробітництва і систематичного використання зарубіжного досвіду у своїй країні.

Така співпраця здійснюється на багатосторонній основі (в рамках міжнародних організацій – насамперед Європейського Союзу, Організації з економічного співробітництва й розвитку, Ради Європи та ООН – ЮНЕСКО) або на двосторонній. Окрім співробітництва на міжурядовому рівні, особлива увага приділяється прямій співпраці на рівні недержавних організацій, а також між окремими установами, навчальними закладами та громадянами.