

шаруватих монокристалах і плівках InSe // Журнал фізичних досліджень. – 2001. – Т. 5, № 1. – С. 43–45. 16. Макаров С.В., Медведєв С.Ю., Якимов А.В. Корреляція между интенсивностями спектральных компонент 1/f шума // Известия вузов. Радиофизика. – 2000. – Т. XLIII, № 11. – С. 1016–1023. 17. Колодій З.О. Нестационарність низькочастотних флуктуацій в провідниках з різним характером електропровідності // Вимірювальна техніка та метрологія. – 2000. – №56. 18. Гальчак В.П., Мудрий С.І. Флуктуації координатних чисел у рідких металах // Журнал фізичних досліджень. – 2002. – Т.6. – №1. – С.78–82. 19. Колодій З. Електричні флуктуації – різні сторони одного процесу // Вісник НУ „Львівська політехніка” “Радіоелектроніка та телекомунікації”. – 2001. – №428. – С.226–227. 20. Колодій З.А. Низкотемпературные термошумовые преобразователи: Дисс.... канд. техн. наук. – Львов, 1988. – 138 с.

УДК 621.391

Іван Лісовий, Олександр Філаретов

Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова,  
кафедра волоконно-оптичних ліній зв'язку,  
Одеський науково-дослідний інститут зв'язку

## ПРИСТРІЙ ТАКТОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ З ЦИФРОВИМ РЕГУЛЯТОРОМ НА БАЗИСІ НЕЧІТКОЇ ЛОГІКИ

© Лісовий Іван, Філаретов Олександр, 2004

Викладено результати моделювання цифрового регулятора пристрою тактової синхронізації на базисі теорії нечітких множин.

The modeling result of clock system digital controller applying the theory of fuzzy sets are explained.

Цифрові регулятори на базисі нечіткої логіки дають змогу створювати САР, характеристики яких порівняно з результатами найбільш розвинутих традиційних методів керування, показали їх високу ефективність, а в багатьох випадках й істотні переваги над класичними цифровими регуляторами [1–4].

На рис. 1 показано структурну схему пристрою тактової синхронізації з цифровим регулятором на базисі нечіткої логіки, який виробляє керуючий вплив на підставі нечітких продукційних правил, що визначають конкретні ситуації керування.

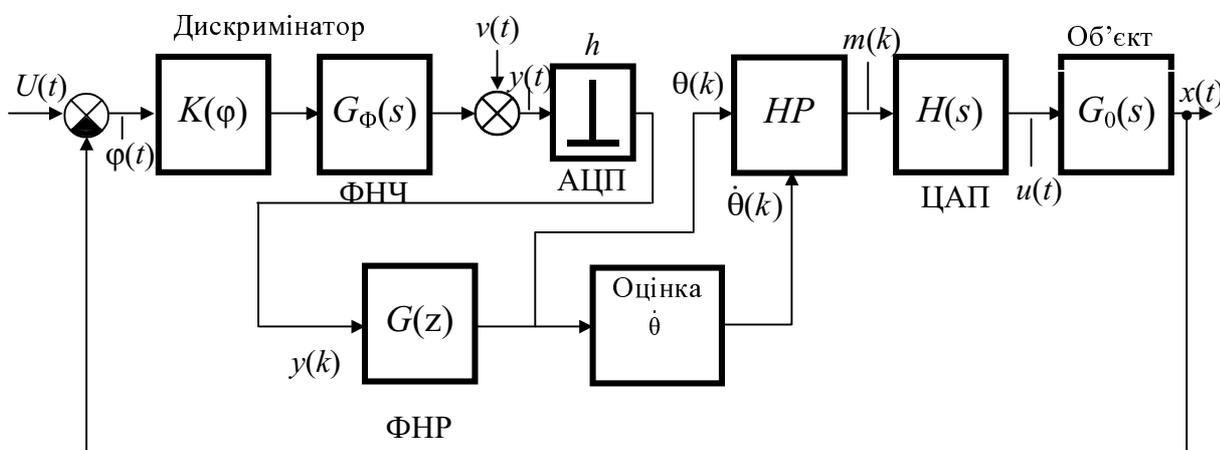


Рис. 1. Структурна схема пристрою тактової синхронізації

Мета керування полягає в тому, щоб утримувати частоту веденого генератора такою, що дорівнює еталонній якомога довше, тобто забезпечити виконання умови  $\theta = \dot{\theta} = 0$ . Для задовільного керування досить встановити зв'язок між похибкою та змінами похибки.

Для системи керування тактовим генератором вхідними змінними є: похибка  $\theta(t)$ , яка є неузгодженістю фаз веденого генератора та прийнятого задаючого сигналу, і швидкість зміни похибки  $\dot{\theta}(t)$ . Вихідною, або керуючою змінною є напруга  $u(t)$ , прикладена до елемента керування частотою (фазою) коливань веденого генератора. Ці нечіткі змінні подаються (квантуються) у вигляді п'яти нечітких підмножин (термів): негативна велика (НВ), негативна середня (НС), мала (близька до нульової) (М), позитивна середня (ПС), позитивна велика (ПВ). Для подання вхідних змінних у вигляді нечітких множин використані трикутні функції належності (рис. 2).

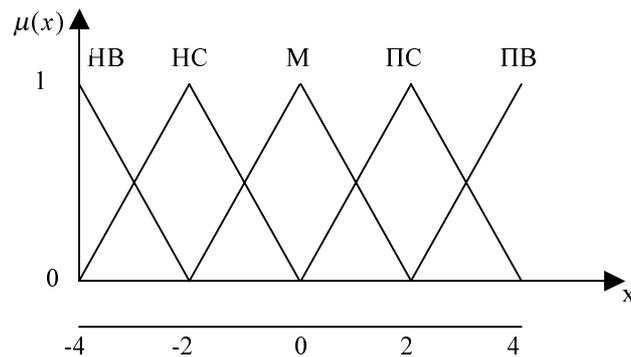


Рис. 2. Трикутні функції належності

Діапазони  $[\theta_{\min}, \theta_{\max}]$ ,  $[\dot{\theta}_{\min}, \dot{\theta}_{\max}]$  та  $[m_{\min}, m_{\max}]$  зміни вхідних і вихідного параметрів на єдину універсальну множину  $U_i = [0, L_i - 1] = [0, 1]$ , де  $L_i = 5$  – число, яке відповідає кількості термів кожної лінгвістичної змінної. Водночас перерахунок фіксованого значення параметра  $x_i^* \in [x_{ni}, x_{oi}]$  у відповідний елемент  $u^* \in [0, 1]$  здійснюється за формулами [3]

$$u_1^* = (\theta^* - \theta_{\min}) / (\theta_{\max} - \theta_{\min}); \quad (1)$$

$$u_2^* = (\dot{\theta}^* - \dot{\theta}_{\min}) / (\dot{\theta}_{\max} - \dot{\theta}_{\min}); \quad (2)$$

$$u_3^* = (m^* - m_{\min}) / (m_{\max} - m_{\min}). \quad (3)$$

На підставі спостережень та аналізу процесу розроблені прості лінгвістичні правила:

*Якщо похибка (неузгодженість) фази є позитивною та великою і швидкість зміни близька до нуля, тоді керуючий елемент необхідно налагодити на велике відхилення.*

Для захоплювання та слідкування за тактовою частотою використовуються два набори нечітких продукційних правил. Для захоплювання частоти розроблено набір з семи продукційних правил.

Якщо  $\theta = ПВ$  та  $\dot{\theta} = ПВ$ , тоді  $u = М$ .

Якщо  $\theta = ПС$  та  $\dot{\theta} = ПВ$ , тоді  $u = ПС$ .

Якщо  $\theta = М$  та  $\dot{\theta} = ПВ$ , тоді  $u = ПВ$ .

Якщо  $\theta = М$  та  $\dot{\theta} = М$ , тоді  $u = М$ .

Якщо  $\theta = М$  та  $\dot{\theta} = НВ$ , тоді  $u = НВ$ .

Якщо  $\theta = НС$  та  $\dot{\theta} = НВ$ , тоді  $u = НС$ .

Якщо  $\theta = НВ$  та  $\dot{\theta} = НВ$ , тоді  $u = М$ .

Коли похибка та її зміна знаходяться у певних діапазонах, цифровий регулятор використовує другий набір (стабілізаційних) продукційних правил. Він складається з одинадцяти нечітких правил, які забезпечують слідкування за тактовою частотою.

Якщо  $\theta = ПВ$  та  $\dot{\theta} = M$ , тоді  $u = ПВ$ .

Якщо  $\theta = ПС$  та  $\dot{\theta} = ПС$ , тоді  $u = ПС$ .

Якщо  $\theta = ПС$  та  $\dot{\theta} = НС$ , тоді  $u = M$ .

Якщо  $\theta = НВ$  та  $\dot{\theta} = M$ , тоді  $u = НВ$ .

Якщо  $\theta = НС$  та  $\dot{\theta} = НС$ , тоді  $u = НС$ .

Якщо  $\theta = НС$  та  $\dot{\theta} = ПС$ , тоді  $u = M$ .

Якщо  $\theta = M$  та  $\dot{\theta} = M$ , тоді  $u = M$ .

Якщо  $\theta = M$  та  $\dot{\theta} = НВ$ , тоді  $u = НВ$ .

Якщо  $\theta = M$  та  $\dot{\theta} = НС$ , тоді  $u = НС$ .

Якщо  $\theta = M$  та  $\dot{\theta} = ПС$ , тоді  $u = ПС$ .

Якщо  $\theta = M$  та  $\dot{\theta} = ПВ$ , тоді  $u = ПВ$ .

Діапазони функціонування за стабілізаційними продукційними правилами  $\theta \in [-3, 3]$ ,  $\dot{\theta} \in [-2, 2]$ . Якщо  $u \notin [-4, 4]$ , то регулятор повертається до режиму захоплення.

Функція належності вектора параметрів рішення (вибраному для керуючого впливу на об'єкт)  $m_j$ ,  $j = 1, 5$ , визначається з системи нечітких логічних рівнянь

$$\mu^{m_j}(x_1, x_2) = \mu^j(x_1) \wedge \dots \wedge \mu^j(x_2). \quad (4)$$

Результуюча функція належності для керуючого впливу згідно з робочим правилом цифрового регулятора на базисі нечіткої логіки запишеться у вигляді

$$\mu^m(x_1, x_2) = \mu^{m_1}(x_1, x_2) \vee \dots \vee \mu^{m_j}(x_1, x_2), \quad (5)$$

де  $\wedge$  – логічне ТА,  $\vee$  – логічне АБО.

Обчислення значення керуючого впливу  $m^*$  виконується формуванням “результуючої фігури”, яка обмежується результуючою функцією належності та пошуку абсциси “центра ваги” результуючої фігури за формулою [4]

$$u_4^* = \frac{\sum_{k=1}^N (a_{k+1} - a_k) [(2a_{k+1} - a_k)b_{k+1} + (2a_k - a_{k+1})b_k]}{3 \sum_{k=1}^N (a_{k+1} - a_k)(b_{k+1} + b_k)}, \quad (6)$$

де  $N$  – кількість вершин,  $a_k, b_k$  – координати вершин результуючої фігури.

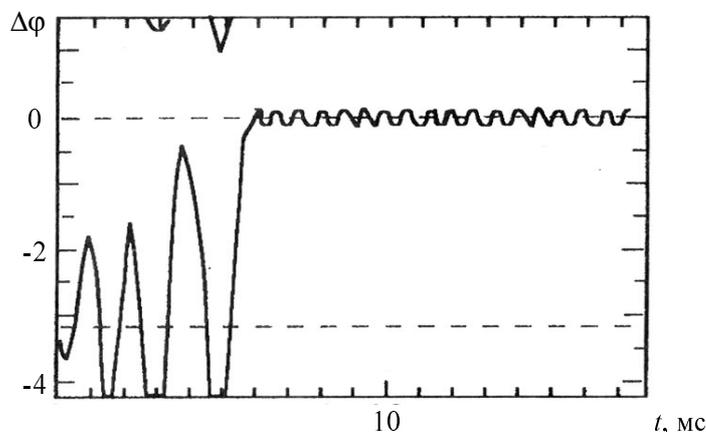


Рис. 3. Результати моделювання

Отримане значення  $u_4^*$  перетворюється у значення керуючого впливу на ведений генератор

$$m^* = m_{\min} + (m_{\max} - m_{\min})u_4^* \quad (7)$$

З результатів моделювання (рис. 3) видно, що за використання цифрового регулятора з вибраним набором правил та функціями належності, у режимі слідкування спостерігаються флуктуації.

Це пояснюється тим, що цифровий регулятор на базисі нечіткої логіки має багато параметрів, які для забезпечення необхідних характеристик керування потребують попереднього налагодження, але були вибрані евристично. Підвищити точність слідкування можна оптимізацією параметрів функцій належності та діапазонів значень вхідних та вихідної змінних або використанні цифрового регулятора для керування параметрами ПД регулятора. Розробка методики параметричної оптимізації та моделювання комбінованого регулятора потребують подальших досліджень, тому ці результати необхідно розглядати, як попередні.

1. *Прикладные нечеткие системы: Пер. с япон./ К. Асаи, Д. Ватада, С. Иваи и др.; Под ред. Т. Тэрано, К. Асаи, М. Сугэно. – М., 1993.* 2. *Алиев Р.А., Захарова Э.Г., Ульянов С.В. Нечеткие модели управления динамическими системами // Итоги науки и техники. Сер. Техническая кибернетика. – М., 1990. – Т.29. – С. 127–201.* 3. *Ротштейн А.П. Медицинская диагностика на нечеткой логике. – Винница, 1996.* 4. *Системы фуцци-управления // В.И. Архангельский, И.Н. Богаенко, Г.Г. Грабовский, Н.А. Рюмиин. – К., 1997.*

УДК 621.396.62:621.391.14

Михайло Мелень, Борис Павлов

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра теоретичної радіотехніки та радіовимірювання

## ПРОБЛЕМИ ПОБУДОВИ „НАДВИБІРНОГО” ПРИЙМАЧА АМ СИГНАЛІВ

© Мелень Михайло, Павлов Борис, 2004

**Наведено структурну і елементи принципової схеми „надвибірною” приймача, який дає змогу розділити два амплітудно-модульованих сигнали при взаємному перекритті їх спектрів. Подано результати експериментальних досліджень.**

**The structure, elements of schematic capture of high-selective receiver and results of experimental research are described in work. Such device allow to separate two AM-signals with overlapping spectra.**

### Вступ

Проблему розділення двох АМ сигналів, що взаємно перекриваються спектрами, розглянуто в [1, 2, 4, 6], де запропоновано структурні схеми перетворення з підвищенням проміжної частоти та параметричного амплітудного детектора для сигналу з низькою проміжною частотою. Їх робота аналізується без прив'язки до практичних схем приймача.

У цій роботі проведено огляд відомих технічних результатів та наведено повні структурні схеми приймача з розділенням спектрів АМ сигналів при їх перекритті та елементи цифрової принципової схеми такого ”надвибірною” приймача. Результати теоретичного аналізу підтверджені експериментально.

### 1. Теоретичні передумови

В системах з амплітудною модуляцією і передачею двох бічних смуг існує надлишок пропускнуої здатності каналу, тому що необхідна вдвічі більша ширина смуги, ніж смуга частот