

## МАТЕМАТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ БАГАТОКАНАЛЬНИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ СИСТЕМ З ШУМОПОДІБНО КОДОВАНИМИ СИГНАЛАМИ

### Вступ

Основним завданням при створенні систем передачі інформації є захист від різноманітного роду завад та викривлень. Завдання виявилось настільки тяжким, що багато її аспектів не вирішено до цих пір. Для розв'язання цього завдання сформувався новий науковий напрямок, який здобув назву теорії інформації або теорії передачі сигналів. Було сенсацією, що ідеальним сигналом для передачі інформації, як довело відкриття К. Шеннона, виявляється шум. З формул беззаперечно поставало, що саме сигнал у формі шуму виявляється найбільш неочікуваним для одержувача і тому може бути найефективним для зв'язку.

Развиток телекомунікаційних засобів нової генерації заснований на заміні звичайних сигналів на більш складні сигнали, з введенням надмірності. Велике розповсюдження набуває використання широкосмугових сигналів з великою базою[1]:

$$B_c = \Delta F \cdot T \gg 1 \quad (1)$$

Вони також мають назву шумоподібних. Використання в телекомунікаційних системах широкосмугових шумоподібних сигналів дозволяє підвищити завадостійкість, потаємність, та надійність передачі інформації при існуванні сильних завад та викривленнях у каналах зв'язку. Це є важливим фактором при рішенні задачі, яка постає під час організації системи зв'язку на підприємствах в умовах сильних імпульсних завад та електромагнітного поля, від потужного цехового електроустаткування. За рахунок розширення смуги частот несущих сигналів досягається збільшення швидкості передачі інформації, підвищується усталеність і надійність роботи радіоелектронних систем [2].

Часові діаграми, які пояснюють принцип утворення шумоподібно кодovаних сигналів, зображені на рисунку 1.

Їх структура відображає структуру квазівипадкових послідовностей  $\{a_i\}_{\tau_0}^T$ . В даному випадку:

$$\{a_i\}_{\tau_0}^T \in 101101 = x^5 + x^3 + x^2 + 1 \quad (2)$$

де  $\tau_0$  – довжина елементарного кодового знака;  $T$  – довжина послідовності.

Принцип формування полягає в тому, що “одиниці” коду повинні відповідати одній амплітуді (частоті, фазі), а “нули” коду – іншій амплітуді (частоті, фазі). Таким чином можна сформулювати амплітудно-

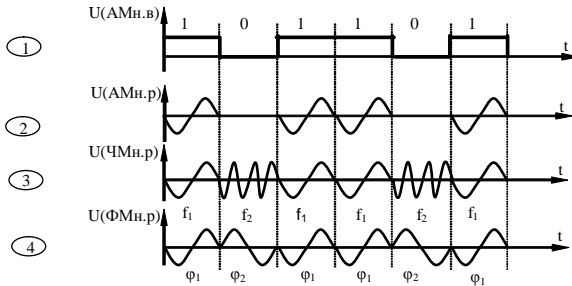


Рис. 1 – Часові діаграми шумоподібно кодованих сигналів

маніпульовані відеосигнали (АМн-відео, часова доріжка 1), амплітудно-маніпульовані радіосигнали (АМн-радіо, часова доріжка 2), частотно-маніпульовані радіосигнали (ЧМн-радіо, часова доріжка 3), фазоманіпульовані радіосигнали (ФМн-радіо, часова доріжка 4). Алгоритми формування можна описати таким чином:

- для АМн-відео “1” → А відео, “0” → А відео = 0;
- для АМн-радіо “1” → А радіо, “0” → А радіо = 0; (3)
- для ЧМн-радіо “1” →  $f_1$ , “0” →  $f_2$ ;
- для ФМн-радіо “1” →  $\varphi_1$ , “0” →  $\varphi_2$ .

Згідно з рис.1 математичні моделі зображених ШКС можна записати таким чином:

$$\begin{aligned}
 U(\text{ФМн}) &= A \sin[\omega_0 t + \Theta t] \\
 U(\text{ЧМн}) &= A[\sin \omega_{01} t \cos \Theta t + A \sin \omega_{02} t \sin \Theta t] \\
 U(\text{АММрадіо}) &= A \sin \omega_0 t \sin \Theta t \\
 U(\text{АММвідео}) &= A \sin \Theta t
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

де А – амплітуда сигналу;  $\omega_0$ ,  $\omega_{01}$ ,  $\omega_{02}$ - частоти;  $\Theta(t) = \pi \{a_i\}_{\tau_0}^T$ .

При моделюванні генератора шумоподібно кодованих сигналів за допомогою пакета прикладних програм Electronics Workbench були здобуті наступні види сигналів, які зображені на рисунку 4 а) амплітудно-маніпульований сигнал; б) частотно-маніпульований сигнал, в) фазоманіпульований сигнал.[3]

Найбільш загальну уяву про властивості сигналу дає автокореляційна функція комплексної амплітуди сигналу:

$$B_a(\tau, \omega) = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} \vec{U}_m(t) \vec{U}_m^*(t - \tau) e^{j\omega t} dt \right| \tag{5}$$

де  $\vec{U}_m(t)$  – комплексна амплітуда сигналу,  $\vec{U}_m^*(t)$  – комплексно-сполучена амплітуда сигналу, щ,ф – часове і частотне зрушення.

Відмінною рисою шумоподібно кодованих сигналів є вигляд їх автокореляційної функції, яка подібна до автокореляційної функції шума:

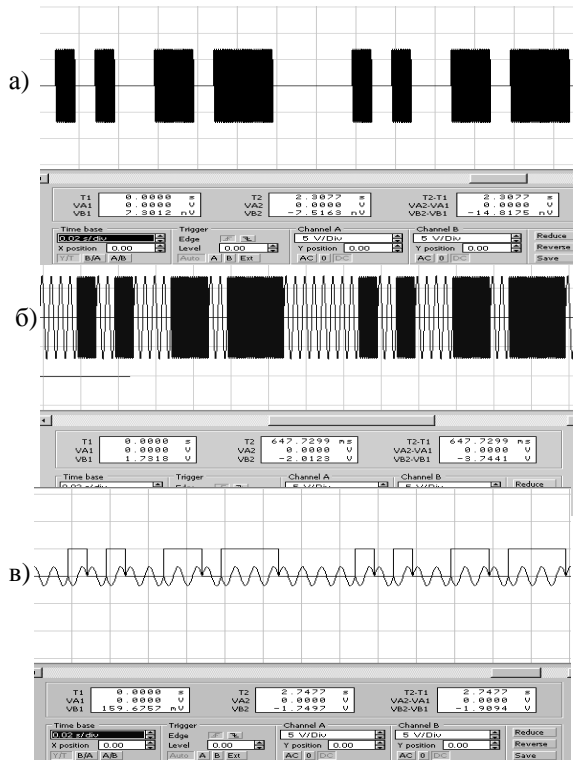


Рис. 2 – а) АМн-сигнал; б) ЧМн-сигнал; в) ФМн-сигнал

вона має один вузький, у порівнянні із загальною довжиною сигналу, центральний пік та значно менші за амплітудою бічні викиди. Якщо ми маємо меандр шумоподібно кодованого сигналу (рисунок 3), то отримуємо автокореляційну функцію, яка зображена на рисунку 4:

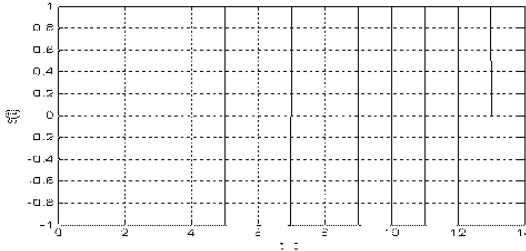


Рис. 3 – Фазоманіпульований шумоподібний сигнал

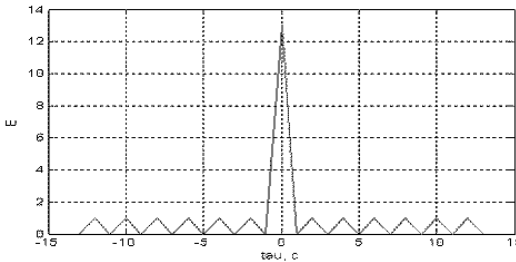


Рис. 4 – Автокореляційна функція фазоманіпульованого шумоподібного сигналу

Як бачимо з рисунка 4, амплітуда центрального викида автокореляційної функції  $B_a(\tau, \omega)$  прямо-пропорційна довжині сигналу. Часовий інтервал кореляції зворотньо-пропорційний смузі частот сигналу. Таким чином  $B_a(\tau, \omega)$  дає змогу говорити про потенційну завадостійкість та розподільчу спроможність за часом, які забезпечуються сигналом. У випадку, якщо взаємкореляційні функції сигналів  $B_{\text{вз}}(\tau, \omega) \cong 0$ , тобто, не мають яскраво виражених піків, а невеликі викиди розподілені по вісі часу, то  $B_{\text{вз}}(\tau, \omega)$  є еквівалентом ортогональності сигналів. Для ортогональних сигналів  $S_1(t)$  та  $S_2(t)$  має виконуватися умова:

$$\overline{S_1(t) \cdot S_2(t)} = 0 \tag{4}$$

Тобто, осереднений добуток двох сигналів  $S_1(t)$  та  $S_2(t)$  дорівнює нулю. Така властивість сигналів необхідна при побудові багатоканальних систем передачі інформації. Таким чином, функції  $B_{\text{вз}}(\tau, \omega)$  та  $B_a(\tau, \omega)$  дозволяють вирішувати питання про перспективність сигналів для створення багатоканальних систем приймання-передачі.

При організації багатоканальних інформаційних систем необхідно уживати ущільнення каналів на передаючому боці та розділення каналів на приймаючому боці. Розділення та ущільнення каналів можна учинити за частотою, часом та кодом. У нинішній час найбільше розповсюдження здобули системи які будувалися з використанням технологій з розділенням загального каналу за кодом.

Принцип кодового розділення каналів зв'язку побудований на використанні широкосмугових сигналів (ШСС), смуга яких значно перевищує смугу частот, необхідну для звичайної передачі повідомлень, наприклад у вузькосмугових системах з частотним розділенням каналів. Тобто кодове розділення базується на використанні шумоподібних сигналів. Раширення спектра частот передаваних цифрових повідомлень може відбуватися двома методами або їх комбінацією:

1. пряме розширення спектра частот;
2. скачкообразною зміною частоти несущої.

При першому способі вузькосмуговий сигнал (рисунок 5) перемножується із псевдовипадковою послідовністю (ПВП) с періодом повторення  $T$ , яка містить  $N$  біт послідовностей довжиною  $t_0$  кожний. В цьому випадку база ШСС численно дорівнює кількості елементів ПВП  $B-T/t_0 = N$  [2]

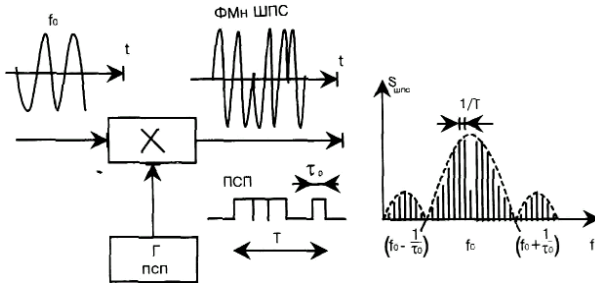


Рис. 5 – Пряме розширення спектра частот

Скачкообразна зміна частоти несущої (рис. 6), як правило, відбувається за рахунок швидкої перенастройки вихідної частоти синтезатора у відповідності із законом формування псевдовипадкових послідовностей.

Але переваги складних сигналів реалізуються тільки у випадку узгодженого прийома. Завдання пошуку оптимального метода прийома зводиться до визначення такої імпульсної реакції  $h(t)$  приймача, при якій досягається максимальне перевищення сигналу над перешкодою на виході приймача. Відомо, що :

$$\left. \begin{aligned} h(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega \\ H(\omega) &= \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

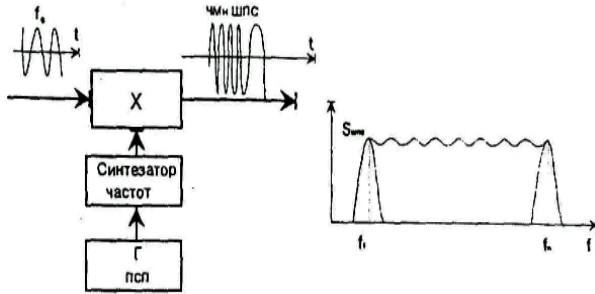


Рис. 6 – Розширення спектра частот скачкообразною зміною частоти несутчої

Тому замість імпульсної реакції приймача можна визначити оптимальну частотну характеристику приймача  $H(\omega)$ , яка прийме вигляд:

$$H(\omega) = aS^*(\omega)e^{-j\omega\tau} \quad (6)$$

де  $S^*(\omega)$  - функція, комплексноспряжена зі спектром сигналу,  $\tau$  – час, а – довільна комплексна константа.

Формула (3) визначає потенційні можливості сигналу, а формула (5) показує яким має бути приймач.

Приймач, який є узгодженим зі спектром радіосигналу, називають оптимальним, тому що він забезпечує максимально можливе співвідношення сигнал/перешкода на виході  $P_{\max}$ :

$$P_{\max} = \frac{2E}{N_0} \quad (7)$$

де  $E$  – енергія сигналу,  $N_0$  – спектральна густина завади на виході приймача, яка урахується у вигляді гауссового шуму.

Приймання ШПС здійснюється оптимальним приймачем, який для сигналу з повністю відомими параметрами вираховує кореляційну функцію.

$$z = \int_0^T x(t)u(t)dt \quad (8)$$

де  $x(t)$  – вхідний сигнал, який являє собою суму корисного сигналу  $u(t)$  та завади  $n(t)$  (в данному випадку білий шум). Потім величина  $Z$  порівнюється із порогом  $zq$ . Значення кореляційного інтеграла знаходиться за допомогою корелятора. (Рисунок 7) або узгодженого фільтра..

Корелятор здійснює “стиснення” спектра широкосмугового вхідного сигналу шляхом помноження його на еталонну копію  $u(t)$  із послідувочою фільтрацією у смузі  $1/T$ , що й призводить до покращення співвідношення сигнал/завада на виході корелятора у  $V$  разів по відношенню входу. При

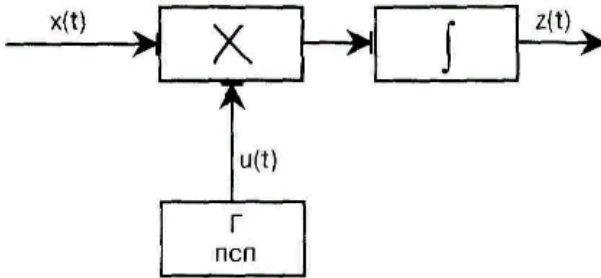


Рис. 7 – Корелятор

виникненні затримки між прийнятим та опорним сигналами амплітуда вихідного сигналу корелятора зменшується та наближається до нуля, коли затримка становить довжину елемента ПВП. Ця зміна амплітуди вихідного сигналу корелятора визначається видом АКФ – автокореляційної функції (якщо співпадають вхідний та опорний ПВП) та ВКФ – взаємокореляційної функції (якщо вхідна і опорна ПВП відрізняються).[4]

Поряд зі звичайними кореляційними функціями широко використовують знакові кореляційні функції. Їх розрахунок потребує менших затрат. Технічні спрощення при автоматичному розрахунку знакових кореляційних функцій досягаються завдяки тому, що процеси які досліджуються (один або обидва з кожної порівнюваної пари процесів) замінюють їх знаками /полярностями/. З цією метою використовується функція Sgn  $x$  – сігнум (знак)  $x$ , яка обумовлена рівнянням:

$$Sgn_x = \begin{cases} -1_{якщо} o_x < 0 \\ 0_{якщо} o_x = 0 \\ 1_{якщо} o_x > 0 \end{cases} \quad (9)$$

Тоді знакова взаємокореляційна функція випадкових процесів  $X$  та  $Y$ :

$$\iota_{XY}(\tau) = M[Sgn \overset{0}{X}(t) Sgn \overset{0}{Y}(t - \tau)] \quad (10)$$

у випадку, коли  $X=Y$  маємо вираз для знакової автокореляційної функції:

$$\iota_X(\tau) = M[Sgn \overset{0}{X}(t) Sgn \overset{0}{X}(t - \tau)] \quad (11)$$

При моделюванні цифрового корелятора [5] за допомогою прикладного пакета програм Electronics Workbench на виході корелятора була здобута автокореляційна функція, яка зображена на рисунку 8.

### Заключення

Застосування ширококугових шумоподібних сигналів забезпечує високу пропускну спроможність каналів, дозволяє ослабити вплив багатьох різновидів завад, а також бореться із впливом багатопроміневого

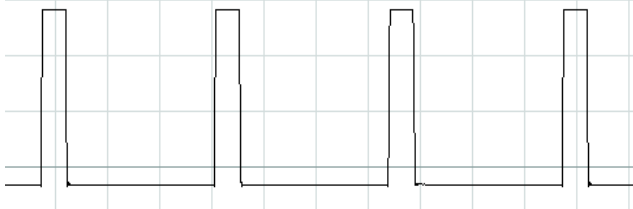


Рис. 8 – Автокореляційна функція шумоподібно кодovаних сигналів

розповсюдження радіохвиль. Важливою особливістю широкосмужових систем є добре електромагнітне сполучення з іншими радіоелектронними засобами за рахунок передавання у ефір безперервних у часі шумоподібних сигналів з дуже низькою спектральною щільністю. А кореляційні функції шумоподібно кодovаних сигналів дозволяють судити про потенційну завадостійкість системи, яка забезпечується сигналом, та розподільчу спроможність сигналів за часом що є дуже важливим для синхронізації системи.

### Література

1. Габидулин Ә.М., Афанасьев В.Б. Кодирование в радиоэлектронике.- М.: Радио и связь, 1986.
2. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами.- М.: Радио и связь 1985, 1985.-384С
3. Методичні вказівки для виконання лабораторних робіт з дисципліни “Цифрова електроніка та ЕОМ в системах управління” для магістрів спеціальності 8.091.401 “Системи управління і автоматики”. /Корніловський В.П., Корніловська Н.В., Головащенко Н.В.-Херсон, ХДТУ, 2003, с19,Укр.мовою.
4. Смирнов Н.И. Проектирование микрoэлектронных устройств обработки шумоподобных сигналов. Часть 1. Корреляционные свойства ШПС. Учебное пособие. М.:МЭИС. 1988.
5. Головащенко Н.В., Боярчук В.П. Аппаратурный состав для улучшения свойств трактов приёма-передачи информации в системах промышленной автоматики. – ААЭКС 1 (8) Херсон – 2003. – с.58-61