

ВИЯВЛЕННЯ ШУМОПОДІБНИХ КОДІВ З ПРОМІЖНИМ ПЕРЕТВОРЕННЯМ В АНАЛОГОВИЙ СИГНАЛ

© Погрібний В.О., Рожанківський І.В., Лозинський В.І., 2001

The method of transformation of binary code sequences into an analog signal with the following reproduction of them by means of sign delta modulation (SignDM) for the further detection by the digital matching filtration has been proposed. The results of imitating modeling and recommendations for the choice of parameters of code sequences, smooth filter and SignDM-coder are given.

Вступ

Шумоподібні коди широко застосовуються у багатьох галузях народного господарства, зокрема, в системах керування автоматизованим виробництвом, роботизованому виробництві, телекомунікації та радіолокації. Безпосередня передача кодів через лінію зв'язку вимагає достатньо широкої смуги частот. Аналоговий сигнал, на відміну від кодового, займає значно вужчу смугу частот, і цією властивістю можна скористатись тоді, коли при передачі даних існують частотні обмеження. Для зменшення смуги частот кодові послідовності перетворюють в аналогові сигнали за допомогою різних типів модуляції. Метою даної роботи є розроблення та дослідження методу перетворення шумоподібних кодів в амплітудно модульовані сигнали та їх відтворення за допомогою знакової дельта-модуляції (ЗДМ) для подальшого виявлення цифровою узгодженою фільтрацією.

Перетворення шумоподібних кодів на основі знакової дельта-модуляції

Алгоритм запропонованого підходу такий [1]. На підставі заданого N -розрядного двійкового шумоподібного коду $\{B_n\}$, $\forall B \in \{0, 1\}$ формується часовий ряд $\{x_n\}$ згідно з виразом

$$x_n = \sum_{i=1}^n e_i = x_{n-1} + e_n, \quad (1)$$

де $n = \overline{1, N}$, $x_0 = 0$, а кроки квантування e_i задаємо так

$$e_i = \begin{cases} -\varepsilon, & \text{якщо } B_i = 0; \\ \varepsilon, & \text{якщо } B_i = 1. \end{cases} \quad (2)$$

В найпростішому випадку $\varepsilon = 1$ і тоді $e_i \in \{-1, 1\}$.

Далі для створення неперервного сигналу застосовується лінійна інтерполяція часового ряду $\{x_n\}$. Однак при апаратурній реалізації запропонованого підходу отримати сигнал з лінійною інтерполяцією практично неможливо. Він буде більшою чи меншою мірою згладжений залежно від інерційності ланок апаратури, через які проходить сигнал. Інерційність ланок можна трактувати як дію фільтра нижніх частот з частотою зрізу f_c . Дія фільтра нижніх частот є корисною в сенсі зменшення смуги частот створеного сигналу, однак призводить до похибок відтворення заданої кодової послідовності.

Якщо ідеальний аналоговий сигнал (сформований за відсутності фільтра нижніх частот) продискретизувати з частотою $f_d = 1/T_d$, де T_d – тривалість одного розряду заданої кодової послідовності, та подати на ЗДМ-кодер з різницевою зоною $0 < \delta < \varepsilon$ [2], а вихідний ЗДМ-код представити в двійковій формі, то отримаємо кодову послідовність у вигляді $01 \Leftrightarrow 1$ та $11 \Leftrightarrow -1$, в якій завжди відсутні нульові значення $00 \Leftrightarrow 0$. В цьому випадку біт модуля, як неінформативний, можна відкинути, і в результаті отримаємо однорозрядний код, який відповідає заданій шумоподібній послідовності.

Відтворення шумоподібного коду пропонується здійснювати за допомогою ЗДМ-кодера першого порядку, на виході якого формується ЗДМ-код $\{d_n\} \forall d \in \{-1, 0, 1\}$ згідно з таким алгоритмом [2]:

$$d_n = \begin{cases} 1, & \text{якщо } x_n - x_{n-1} > \delta^{(x)} \\ 0, & \text{якщо } |x_n - x_{n-1}| \leq \delta^{(x)} \\ -1, & \text{якщо } x_n - x_{n-1} < -\delta^{(x)} \end{cases}, \quad (3)$$

де $\delta \geq 0$ – різницева зона ЗДМ, задана апіорі.

В двійковій формі дворозрядний ЗДМ-код $B_n^{(S)} B_n^{(M)}$, де $B_n^{(S)}$ – біт знака, $B_n^{(M)}$ – біт модуля, подається згідно з принципом [2]:

$$d_n \Leftrightarrow B_n^{(S)} B_n^{(M)} \in \{00, 01, 11\},$$

$$d_n = 0 \Leftrightarrow 00, \quad d_n = -1 \Leftrightarrow 11, \quad d_n = 1 \Leftrightarrow 01. \quad (4)$$

Виявлення шумоподібного коду в часовій області здійснюється цифровою узгодженою фільтрацією отриманого ЗДМ-коду на основі згортки [3]:

$$y_n = \sum_{m=0}^{N-1} d_{n-m} h_m, \quad (5)$$

де $\{y_n\}$ – результат фільтрації; $\{h_n\}$ – вагові коефіцієнти імпульсної характеристики.

Результати імітаційного моделювання

Для дослідження ефективності запропонованого підходу проведено імітаційне моделювання описаного вище алгоритму для різних довжин кодів Баркера та Неймана-Гоффмана [4]. В результаті імітаційного моделювання було встановлено, що на результати узгодженої фільтрації суттєвий вплив має кількість одиниць і нулів у вибраному коді. Якщо ця кількість однакова, то можна забезпечити результат фільтрації, що відповідає відомим з літератури результатам для шумоподібних кодів. Для прикладу на рис. 1, 2, 3, 4 подано результати моделювання для 24-розрядного коду Неймана-Гоффмана 000001110011101010110110. Кількість одиниць (нулів) в цьому коді становить 12, а значення головної та максимальної бокової пелюсток автокореляційної функції (вихідного сигналу узгодженого фільтра) дорівнюють, відповідно, 24 і 1 [4].

На рис. 1 зображено неперервний сигнал, який отримано з цього коду на підставі (1) та лінійної інтерполяції.

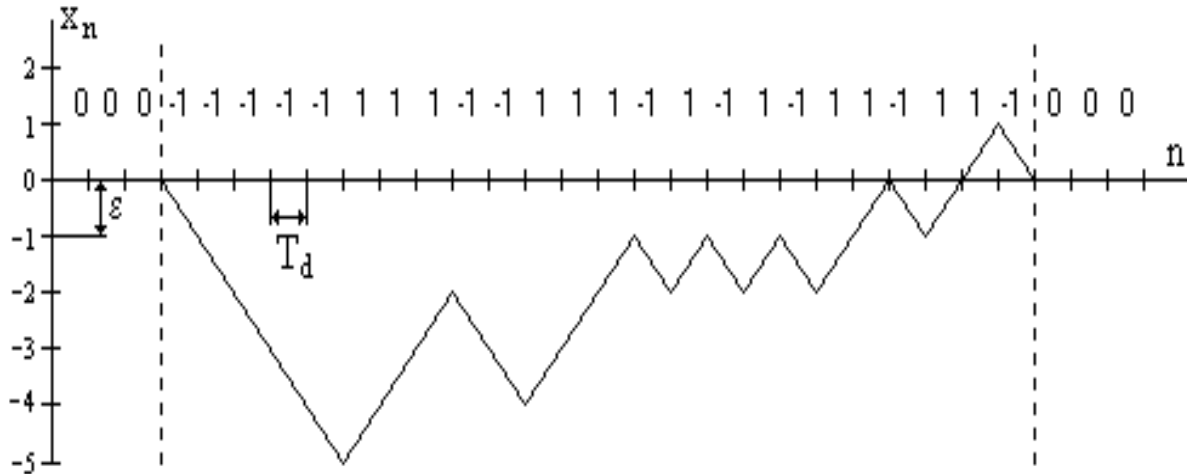


Рис. 1. Формування аналогового сигналу з коду Неймана-Гоффмана

Початкові та кінцеві (нульові) відліки на рис. 1 відповідають ділянкам, на яких кодовий сигнал відсутній. Якщо сигнал, що зображений на рис. 1, подати на ЗДМ-кодер з кінцевою різницевою зоною $0 < \delta < \epsilon$, то на виході останнього отримаємо ЗДМ-код, який відображає нульові розряди заданого двійкового шумоподібного коду значеннями -1, одиничні – значеннями 1, а відсутність коду – нульовими значеннями. ЗДМ-код, що відповідає отриманому неперервному сигналу, зображений у верхній частині рис.1.

Негативний вплив згладжуючої фільтрації (рис. 2) проявляється в затримці сигналу, зменшенні його амплітуди та появі осциляцій (хвоста) в кінці цього сигналу. Це призводить до звуження допустимих границь різницевої зони ЗДМ-кодера. Комп'ютерна симуляція показала, що максимальне відношення частоти зрізу f_c фільтра нижніх частот до частоти дискретизації f_d , при якому отримується найвужчий спектр створеного аналогового сигналу, приблизно дорівнює $\frac{f_c}{f_d} = 0,5$. В цьому випадку допустима різницева зона знаходиться в межах

$0.1\epsilon < \delta < 0.4\epsilon$. При подальшому збільшенні відношення $\frac{f_c}{f_d} > 0,5$ різко скорочується допустима зона δ і тоді отримати потрібний код на виході ЗДМ-кодера не вдається.

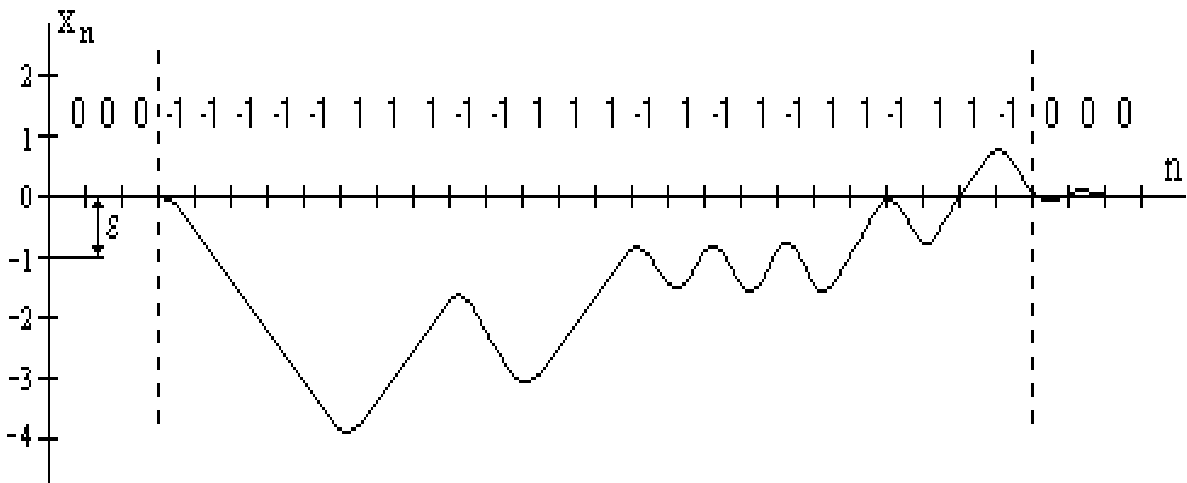


Рис. 2. Вигладжування сигналу після лінійної інтерполяції

Результат узгодженої фільтрації при $\frac{f_c}{f_d} = 0,5$ та $\delta = 0,2\epsilon$ подано на рис. 3. Отриманий результат повністю відповідає автокореляційній функції для даного 24-розрядного шумоподібного коду [4].

Якщо різницева зона менша від допустимої, то результат узгодженої фільтрації спотворюється. На рис. 4 для прикладу зображено вихідний сигнал узгодженого фільтра при $\frac{f_c}{f_d} = 0,5$ та $\delta = 0,03\epsilon$.

Затримки сигналу та осциляції, викликані дією згладжуючого фільтра, при недостатній різницевій зоні призводять до появи додаткових ненульових розрядів в кодовій послідовності на виході ЗДМ-кодера. Як видно з рис. 4, ці додаткові розряди не впливають на величину основної пелюстки, однак зумовлюють збільшення бокових пелюсток, що погіршує відношення між основною та боковими пелюстками.

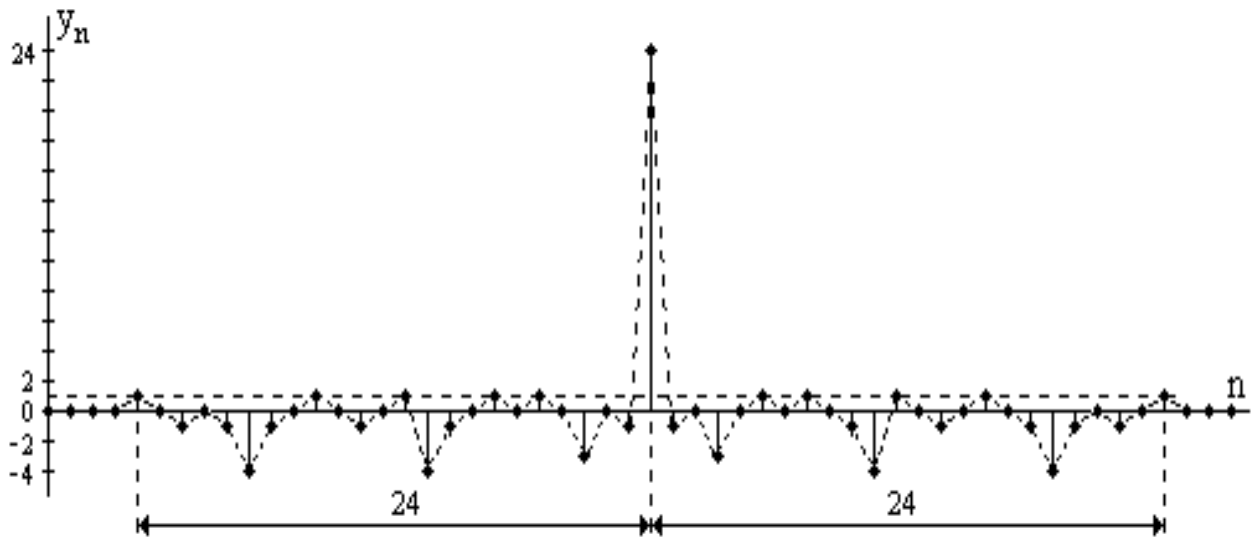


Рис. 3. Вихідний сигнал узгодженого фільтра без спотворень; $\delta = 0,2\epsilon$

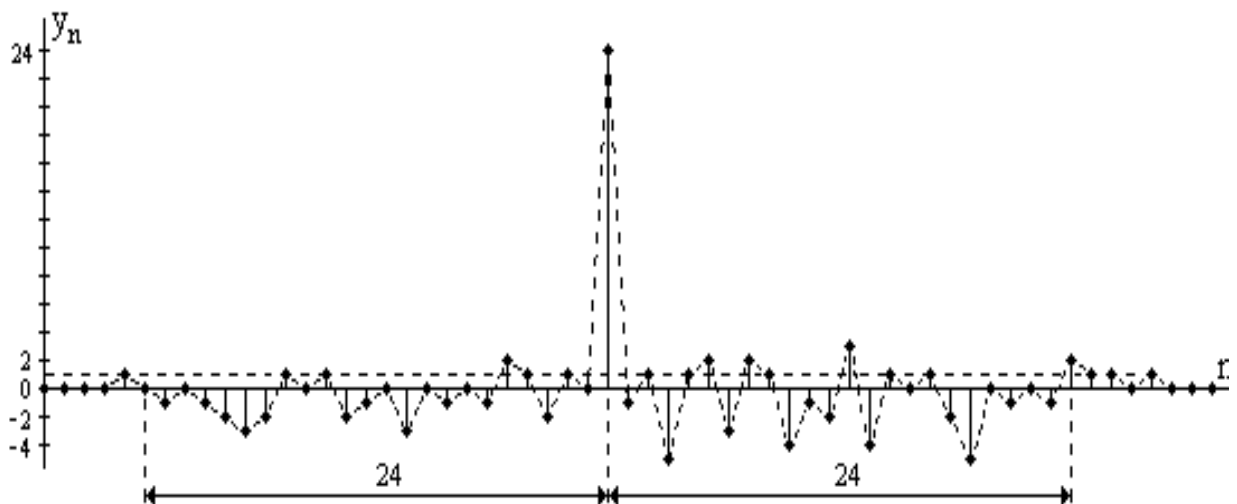


Рис. 4. Спотворений вихідний сигнал узгодженого фільтра; $\delta = 0,03\epsilon$

Подібні спотворення сигналу на виході узгодженого фільтра виникають також при перевищенні різницевою зоною верхньої допустимої межі. В цьому випадку це зумовлено зменшенням амплітуди сигналу після згладжуючої фільтрації.

При дослідженні запропонованого алгоритму виявлено, що коди, в яких кількість одиниць не дорівнює кількості нулів, не дозволяють отримати результати узгодженої фільтрації, які були б аналогічні до результатів класичної узгодженої фільтрації шумоподібних кодів. Це пов'язано з тим, що в цьому випадку сигнал, отриманий на основі (1), закінчується ненульовим значенням. Спад (зростання) останнього значення сигналу до нульового рівня викликає появу на виході ЗДМ-кодера додаткового ненульового розряду, який неможливо скомпенсувати відповідним підбором різницевої зони.

На рис. 5 для прикладу показано неперервний сигнал після лінійної інтерполяції для 13-розрядного коду Баркера 0000011001010, який містить 9 нулів та 4 одиниці. Оскільки нулів на 5 більше від одиниць, то останнє значення створеного аналогового сигналу дорівнює -5ε . Тому перше нульове значення після закінчення коду Баркера, яке відповідає відсутності кодової послідовності, в ЗДМ-кодері трансформується в 1. Згладження сигналу (рис. 6) при такій різкій його зміні збільшує осциляції “хвоста”, що викликає появу додаткових хибних ненульових розрядів на виході ЗДМ-кодера.

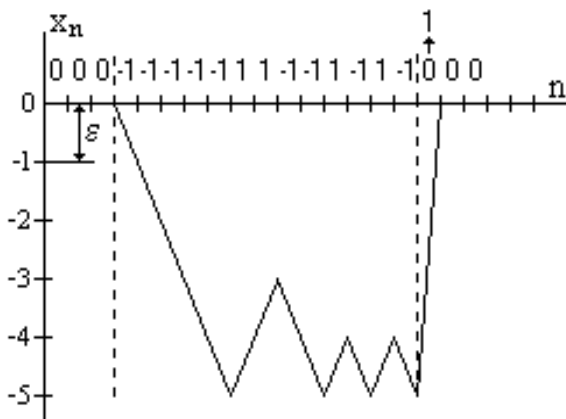


Рис. 5. Формування аналогового сигналу з коду Баркера

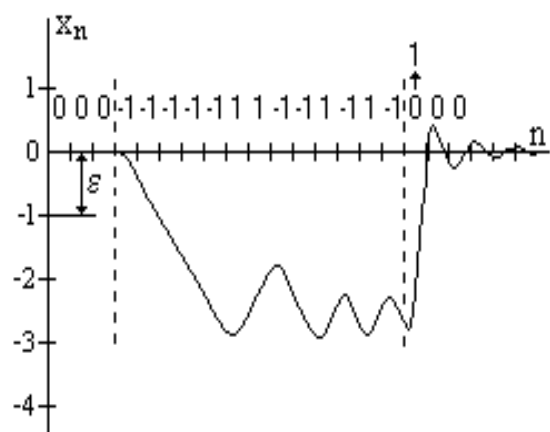


Рис. 6. Вигладжування сигналу після лінійної інтерполяції

Результати узгодженої фільтрації для класичного коду Баркера (ідеального) та для ЗДМ-коду, що відповідає сигналу з рис. 5, зображені відповідно на рис. 7 та 8. Як видно з рис. 8, додаткові ненульові розряди ЗДМ-коду, що появляються за рахунок кінцевого спаду відтвореного сигналу, впливають на результат узгодженої фільтрації так само, як і додаткові розряди при невідповідній різницевій зоні δ . Тобто головна пелюстка не змінюється, але зростають бокові пелюстки.

Висновки

Запропонований в роботі метод дає змогу перетворювати в амплітудно-модульовані сигнали двійкові кодові послідовності з наступним їх відтворенням за допомогою знакової дельта-модуляції. В зв'язку з тим, що ЗДМ-код представляється трьома значеннями -1, 0, 1, він дуже добре відповідає вимогам цифрової узгодженої фільтрації двійкових

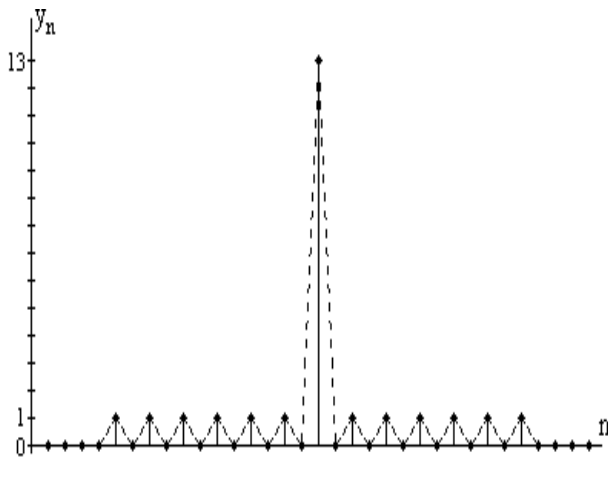


Рис. 7. Вихідний сигнал узгодженого фільтра для коду Баркера

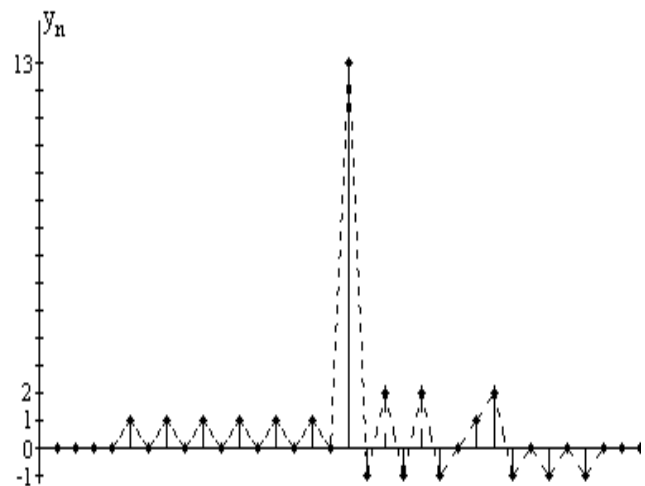


Рис. 8. Вихідний сигнал узгодженого фільтра для ЗДМ-коду

послідовностей, зокрема, шумоподібних. На основі проведеного аналізу запропонованого методу вироблено рекомендації до вибору параметрів шумоподібних кодів, згладжуючого фільтра та ЗДМ-кодера з метою отримання мінімальної ширини спектра створюваного аналогового сигналу та неспотвореного результату узгодженої фільтрації.

1. Pogribny W., Rozhankiwsky I., Drzycimski Z., Milewski A., Lozynsky V. *Differential processing of location signals in time domain. Abstract book of the EOS/SPIE Symposium, Barcelona, Spain, 2000.* 2. Погрибноу В.А. Дельта-модуляція в цифровій обробці сигналів. – М.: Радио и Связь, 1990. – 216 с. 3. Oppenheim A.V. and Schaffer R.W. *Digital signal processing, Prentice – Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1975.* – 416 p. 4. Spilker J.J. *Digital Communications by Satellite. Prentice – Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1977.* – 592 p.

УДК 621.372

П.В. Тимошук

МАКРОМОДЕЛІ АМПЛІТУДНО- ТА ЧАСТОТНОНЕЗАЛЕЖНОГО ПОМНОЖУВАЧА ЧАСТОТИ ГАРМОНІЧНИХ СИГНАЛІВ

© Тимошук П.В., 2001

The amplitude and frequency independent analogue and discrete macromodels of harmonic signals frequency multiplier on three has been built. The analogue macromodel has been designed in the rational function form with the influences and their integrals as the arguments. The discrete macromodel has been obtained in the appropriate discrete equation aspect.

Вступ

Існують різні методи побудови математичних моделей помножувачів частоти гармонічних сигналів з метою розв'язання відповідних задач синтезу. Наприклад, в [1] описано методику моделювання помножувачів частоти в цілу кількість разів у вигляді