

## ВПЛИВ ЧАСОВОГО ЗСУВУ МІЖ ВІДЛІКАМИ СИГНАЛУ ТА ІМПУЛЬСНОЇ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА РЕЗУЛЬТАТ ЦИФРОВОЇ УЗГОДЖЕНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ

© Рожанківський І.В., Лозинський В.І., 2004

*The results of imitating modeling of digital matching filtration of the chirp-signals in time domain in PCM-format and combined formats PCM-DPCM, PCM-MDPCM are given, when random time shift between samples of signal and samples of pulse response occurs.*

### Постановка проблеми

Узгоджена фільтрація (УФ) широко застосовується для виявлення шумоподібних сигналів, зокрема лінійно-частотно-модульованих (ЛЧМ) радіоімпульсів. Останнім часом для узгодженої фільтрації ЛЧМ-сигналів почали застосовувати цифрові методи, в тому числі різницеві на основі різних видів дельта модуляції [1]. Для цифрової УФ ЛЧМ-сигналів характерною є наявність випадкового часового зсуву між відліками сигналу та імпульсної характеристики (ІХ) фільтра в межах одного періоду дискретизації. Вплив такого часового зсуву на співвідношення між головною пелюсткою та рівнем бокових пелюсток (SNR) стисненого сигналу на виході фільтра може бути значним, однак досліджений він недостатньо.

### Постановка задачі

Метою роботи є дослідження впливу часового зсуву між відліками сигналу і ІХ на результат цифрової УФ в часовій області ЛЧМ-сигналу. У роботі за допомогою комп'ютерного моделювання досліджувалася цифрова УФ в форматі ІКМ-ІКМ, а також в комбінованих форматах ІКМ-диференційна ІКМ (ІКМ-ДІКМ) та ІКМ-модифікована ДІКМ (ІКМ-МДІКМ) .

### Аналіз останніх досліджень і публікацій.

#### Цифрова УФ ЛЧМ-сигналів в часовій області

У форматі ІКМ-ІКМ цифрова узгоджена фільтрація в часовій області здійснюється на основі згортки

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

де  $\{y_n\}$  – результат фільтрації;  $\{x_m\}$  – ІКМ-відліки вхідного сигналу;  $\{h_m\}$  – ІКМ-відліки ІХ,  $N$  – кількість відліків сигналу (та ІХ),  $N = \text{ENT}(\theta / T_d)$ ,  $\theta$  – довжина сигналу  $x(t)$ ,  $T_d^{-1} = f_d$  – частота дискретизації,  $\text{ENT}(\bullet)$  – ціла частина числа.

При однаковій довжині ЛЧМ сигналу і ІХ узгодженого фільтра згортка стає симетричною і тоді для комбінованих форматів ІКМ-ДІКМ можна записати два рівнозначні вирази для цієї згортки. В [1] показано, що при використанні згладжуючого вікна для забезпечення оптимальної фільтрової обробки доцільним є представлення сигналу в форматі ІКМ, а ІХ – в форматі ДІКМ. Для цього випадку згортка (1) набуває вигляд [2]

$$y_n = h_0 \sum_{m=0}^i x_m + s_{\min}^{(h)} \sum_{i=1}^n \sum_{m=0}^i r_{i-m}^{(h)} x_m, \quad (2)$$

де  $h_0$  – початковий відлік ІХ у форматі ІКМ;  $s_{min}^{(h)}$  – мінімальний ДІКМ крок квантування ІХ;  $\{r_m^{(h)}\}$  – коефіцієнти квантування, які залежать від вигляду характеристики квантизатора в ДІКМ-кодері.

Кроки квантування  $\{s_i\}$  при ДІКМ визначають так [2]

$$s_i = E_i |r_i| s_{min} = r_i s_{min}, \quad E_i = \text{sgn } \alpha_i \in \{-1, 1\},$$

$$\alpha_i = x_i - \hat{x}_i, \quad s_{min} \neq 0, \quad (3)$$

де  $x_i$  – відліки вхідного сигналу;  $\hat{x}_i$  – сигнал апроксимації ДІКМ-кодера.

Коефіцієнти квантування для класичної ДІКМ

$$|r_i| \in \left\{ b \mid b = 1, 2^c - 1 \right\}, \quad (4)$$

де  $c$  – розрядність ДІКМ-коду.

Модифікована ДІКМ характеризується кроками квантування кратними до  $2^j$  [3]. Для такої характеристики квантизатора коефіцієнти квантування мають такий вигляд

$$|r_i| = 2^j, \quad j \in \left\{ b \mid b = 0, c - 1 \right\}. \quad (5)$$

Алгоритм (2) компенсує початкове перевантаження ДІКМ-кодера, оскільки оперує початковим ІКМ-відліком  $\{h_0\}$  і наступними ДІКМ-кроками  $\left\{ s_i^{(h)} \right\}_{i=1}^{N-1}$ , зв'язок між якими для  $k$ -го відліку ІХ визначається на основі виразу [2]

$$\hat{h}_k = h_0 + \sum_{j=1}^k s_j^{(h)} = h_0 + s_{min}^{(h)} \cdot \sum_{j=1}^k r_j^{(h)}. \quad (6)$$

Згладжувальне вікно  $\{w_m\}$ ,  $m = \overline{0, N-1}$  накладають в часовій області перемноженням відповідних коефіцієнтів ІХ і вікна, що дає ряд  $\{h_m w_m\}$ . При цьому придушуються початкові та кінцеві значення ІХ. Якщо вибрати мінімальний крок ДІКМ та параметри згладжувального вікна таким чином, щоб виконувались нерівності

$$h_0 w_0 < s_{min}^{(h)}, \quad h_{N-1} w_{N-1} < s_{min}^{(h)}, \quad (7)$$

то відповідні початкові та кінцеві відліки ІХ будуть перетворюватися ДІКМ-кодером без перевантаження у значення  $h_0 w_0 = 0$ ,  $h_{N-1} w_{N-1} = 0$ . В цьому випадку вираз (2) спроститься до вигляду

$$y_n = s_{min}^{(h)} \sum_{i=1}^n \sum_{m=0}^i r_{i-m}^{(h)} w_{i-m} x_m. \quad (8)$$

Зменшення розрядності ДІКМ звичайно супроводжується збільшенням  $s_{min}^{(h)}$ . На основі проведених авторами комп'ютерних симуляцій можна стверджувати, що для 5-ти та менш розрядної ДІКМ умови (7) виконуються для усіх згладжувальних вікон, які на практиці використовуються для оптимальної фільтрації ЛЧМ сигналів.

### Виклад основного матеріалу

Для комп'ютерного моделювання ЛЧМ радіоімпульс подано у вигляді косинусоїдального сигналу

$$x(t) = A \cos[2\pi(at + f_1)t + \varphi_0], \quad (9)$$

де  $a = \Delta f / 2\tau_i$ ,  $\Delta f = f_2 - f_1$  – девіація частоти,  $f_1$  – початкова частота,  $f_2$  – кінцева частота,  $\tau_i$  – довжина імпульсу;  $\varphi_0$  – початкова фаза. Сигнал  $x(t)$  продискретизовано з частотою  $f_d$  і подано у вигляді часового ряду  $\{x_n\}$ ,  $n = \overline{0, N-1}$ ,  $N = \text{ENT}(\tau_i f_d)$ .

Вплив часового зсуву  $\Delta t_{зс}$  між відліками сигналу та ІХ на SNR досліджувався в межах одного періоду дискретизації  $\Delta t_{зс} \in [-0.5T_d; 0.5T_d]$  на підставі алгоритмів (1) та (6) для форматів ІКМ-ІКМ і відповідно ІКМ-ДІКМ та ІКМ-МДІКМ з урахуванням згладжувального вікна. Попередні дослідження показали, що вплив типу згладжувального вікна в цьому випадку є несуттєвим, тому усі подальші результати наводяться для вікна Хемінга, яке найчастіше використовується для оптимальної фільтрації ЛЧМ сигналів.

Розрядність ІКМ-відліків дорівнює 8. Така розрядність в більшості випадків забезпечує результати згортки, аналогічні до результатів, одержаних при використанні 32-розрядної ІКМ [4, 6]. Для ДІКМ та МДІКМ розрядність вибиралася мінімально можливою за умови забезпечення результатів згортки, рівноцінних з результатами 8-розрядної ІКМ.

Негативний вплив випадкового часового зсуву  $\Delta t_{зс}$  можна компенсувати вибором відповідної довжини ЛЧМ сигналу (добутку  $\Delta f \cdot \tau_i$ ) та частоти дискретизації  $f_d$ . Тому в роботі основну увагу приділено дослідженню впливу  $\Delta t_{зс}$  на результат фільтрації при різних параметрах  $\Delta f \cdot \tau_i$  та  $f_d$ .

На рис. 1 зображено сімейство залежностей SNR від нормованої величини часового зсуву  $\Delta t_{зс} / T_d$  для форматів ІКМ-ІКМ, ІКМ-ДІКМ та ІКМ-МДІКМ при фільтрації коротких сигналів ( $\Delta f \cdot \tau_i = 37.5$ ).

Параметри ЛЧМ сигналу такі:  $\tau_i = 2,5$  мкс,  $f_0 = 62,5$  МГц,  $\Delta f = 15$  МГц,  $\varphi_0 = 1,73$  рад. ЛЧМ сигнал продискретизовано з частотою дискретизації  $f_d = f_2$  на засаді смужової дискретизації, побічним ефектом якої є зсув спектра високочастотного діапазон в область низьких частот [5]. Кількість відліків для такої частоти дискретизації  $N = 194$ . Розрядність для формату ДІКМ – 4, для МДІКМ – 3, з них один знаковий. Для подання абсолютних значень МДІКМ відліків використано 4 кроки квантування:  $s_{\min}, 2s_{\min}, 4s_{\min}, 8s_{\min}$ .

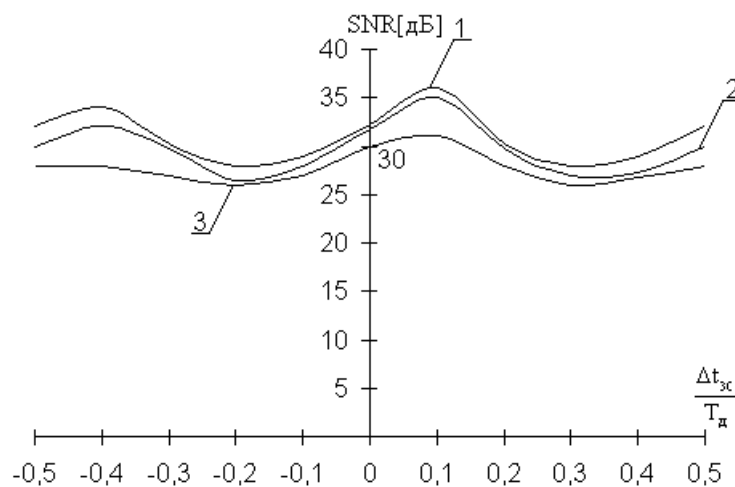


Рис. 1. Залежність SNR на виході узгодженого фільтра від нормованого часового зсуву  $\Delta t_{зс} / T_d$

для  $\Delta f \cdot \tau_i = 37,5$ ; 1 – формат ІКМ-ІКМ, 2 – ІКМ-ДІКМ, 3 – ІКМ-МДІКМ

Характер впливу часового зсуву на результат УФ є подібним для усіх форматів. Окрім того, спостерігається покращання SNR на виході узгодженого фільтра при  $\Delta t_{zc} = 0,1T_d$  порівняно з SNR при повному збіганні відліків сигналу і ІХ ( $\Delta t_{zc} = 0$ ). Нерівномірність SNR (різниця між максимальним і мінімальним значеннями SNR) є максимальною для формату ІКМ-ДІКМ і становить 8,5 дБ і мінімальною для ІКМ-МДІКМ – 5 дБ.

Дослідження показали, що вплив часового зсуву на SNR при коротких сигналах є найбільш помітним для формату ІКМ, особливо при частотах дискретизації, близьких до частоти Найквіста. При збільшенні частоти дискретизації цей вплив швидко нівелюється. Двовірна залежність SNR на виході узгодженого фільтра у форматі ІКМ від нормованої величини часового зсуву  $\Delta t_{zc}/T_d$  та відносної зміни частоти дискретизації  $f_d/f_2$  подана на рис. 2. Ця залежність отримана при таких параметрах ЛЧМ сигналу:  $\Delta f \cdot \tau_i = 37,5$ ,  $\tau_i = 2,5$  мкс,  $\Delta f = 15$  МГц,  $f_0 = 300$  кГц,  $\varphi_0 = 1,7$  рад. Мінімальна частота дискретизації була дорівнювала частоті Найквіста  $f_H = 2f_2$ .

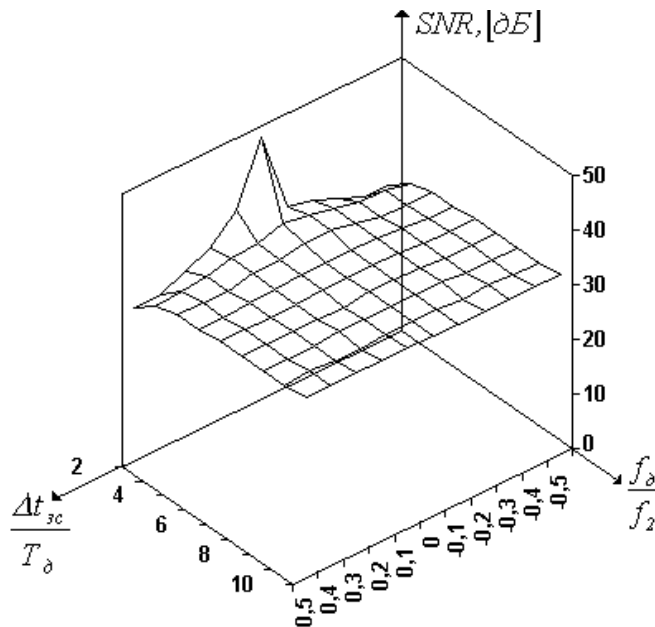


Рис. 2. Залежність SNR на виході узгодженого фільтра від нормованої величини часового зсуву  $\Delta t_{zc}/T_d$  та відносної зміни частоти дискретизації  $f_d/f_2$

Із рис. 2 видно, що найбільші зміни SNR залежно від величини часового зсуву відбуваються при  $f_d = f_H$ , але вже при частоті дискретизації  $f_d = 4f_2$  цей вплив практично відсутній.

Дослідження залежності SNR від  $\Delta t_{zc}$  при різних довжинах сигналу ( $\Delta f \cdot \tau_i \in [40, 300]$ ) показали, що зі зростанням величини добутку  $\Delta f \cdot \tau_i$  вплив  $\Delta t_{zc}$  на SNR зменшується, що пов'язано зі зростанням кількості відліків сигналу і ІХ. Для прикладу на рис. 3 показано залежності SNR від нормованої величини часового зсуву  $\Delta t_{zc}/T_d$  для формату ІКМ-ІКМ і комбінованого формату ІКМ-ДІКМ при  $\Delta f \cdot \tau_i = 150$ .

Ці залежності отримано для таких параметрів ЛЧМ сигналу:  $\tau_i = 10$  мкс,  $\Delta f = 15$  МГц,  $f_0 = 300$  кГц,  $\varphi_0 = 2,2$  рад. Частота дискретизації  $f_d = 5f_2$ , а кількість відліків, яка їй відповідає  $N = 766$ . Розрядність ДІКМ-відліків – 5.

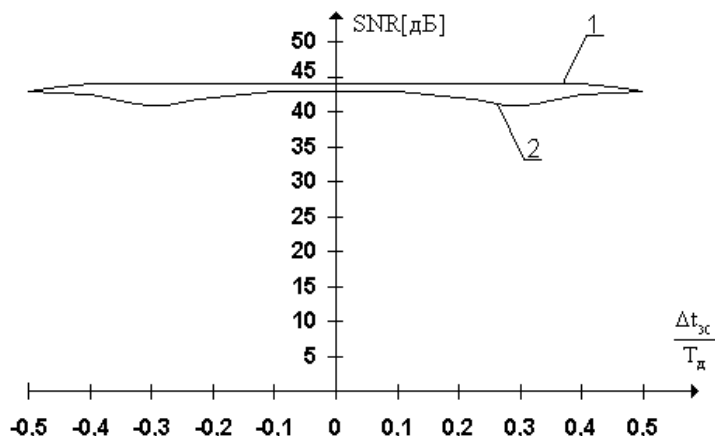


Рис. 3. Залежність SNR на виході узгодженого фільтра від нормованого часового зсуву  $\Delta t_{zc} / T_d$  для  $\Delta f \cdot \tau_i = 150$ ; 1 – ІКМ-ІКМ; 2 – ІКМ-ДІКМ

Із залежностей на рис. 3 видно, що у форматі ІКМ-ІКМ при зазначених параметрах сигналу зміна SNR відбувається тільки при максимальних часових зсувах в околі  $\Delta t_{zc} = 0.5T_d$ . При цьому нерівномірність SNR менша, ніж 1 дБ. У форматі ІКМ-ДІКМ ця нерівномірність є більшою, однак не перевищує 2 дБ, що вказує на суттєве покращання SNR порівняно з коротким ( $\Delta f \cdot \tau_i = 37,5$ ) сигналом.

Результати проведених досліджень дають підставу зробити висновок, що вплив часового зсуву між відліками ЛЧМ сигналу і ІХ на SNR на виході цифрового узгодженого фільтра можна зменшити збільшенням кількості відліків сигналу і одночасно ІХ. Цього можна досягти, збільшуючи частоту дискретизації або ж довжину сигналу. В обох випадках зростають затрати часу на обчислювальні операції, що погіршує швидкодію цифрового фільтра.

Для забезпечення високої швидкодії можна збільшити кількість відліків структурним шляхом, використовуючи  $M$  паралельних узгоджених фільтрів. Кожний з  $M$  фільтрів повинен згортати з імпульсною характеристикою ЛЧМ сигнал, зсунений щодо сигналу сусіднього фільтра на інтервал  $T_{zc} = T_d / M$ . Щоб одержати тільки один результат, необхідно застосувати розв'язувальний пристрій, який вибирає сигнал з максимальним SNR з виходу відповідного фільтра. Використання  $M$  паралельних фільтрів є рівноцінним збільшенню кількості відліків в  $M$  разів і зменшенню інтервалу випадкового зсуву  $\Delta t_{zc}$  до величини  $\Delta t_{zc} \in [-0.5T_d / M; 0.5T_d / M]$ , що відповідним чином зменшує нерівномірність SNR.

### Висновки

Випадковий часовий зсув між відліками ЛЧМ сигналу і імпульсної характеристики при цифровій узгодженій фільтрації проявляється в нерівномірності SNR вихідного сигналу фільтра. Вплив часового зсуву особливо суттєвий, коли сигнал і ІХ подані короткими часовими рядами. Збільшити кількість відліків і тим самим зменшити нерівномірність SNR можна збільшенням довжини ЛЧМ сигналу (добутку  $\Delta f \cdot \tau_i$ ) або ж частоти дискретизації. Однак в обох цих випадках погіршується швидкодія фільтра. Для збереження високої швидкодії, характерної для коротких часових рядів, доцільно використовувати структуру паралельних фільтрів з розв'язувальним пристроєм. Введення  $M$  паралельних фільтрів рівноцінне збільшенню в  $M$  разів кількості відліків сигналу і ІХ.

1. Погрібний В.О., Рожанківський І.В., Лозинський В.І., Лютовські З. Компресія частотно-модульованих сигналів у змішаних форматах // Міжвідомчий збірник наукових праць "Відбір і обробка інформації". – 2002. – №17(93). – 151 с. 2. Погрібной В.А. Дельта-модуляція в цифровій

обработке сигналов – М.: Радио и связь, 1990. – 216 с. 3. Pogribny W., Rais A. Optimization of DM coders algorithms with the use of steps with multiplication factor equal to power 2 // Proceedings of the 6th Intern. Conf. Mixed Design of Integrated Circuits and Systems MIXDES'99 – Kraków, Poland, 1999. – P. 399–404. 4. Погрібний В.О., Рожанківський І.В., Лозинський В.І. Цифрова узгоджена фільтрація частотно-модульованих сигналів у часовій області // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2002. – №443. – С.105–111. 5. Richard G. Lyons, Wprowadzenie do cyfrowego przetwarzania sygnałów – Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. – Warszawa, 1999. – 462 s. 6. Pogribny W., Rozhankivsky I., Milewsky A., Lozynsky V. Studying the exactitude of digital matching filtration of widepass location signals // Hydroacoustics Annual Journal. – 2001. – Vol. 4. – P. 209–212.

УДК 683.05

**О.В. ТИМЧЕНКО, Р.С. КОЛОДІЙ, М.В. СМОЛІНСЬКИЙ**

## **КЕРУВАННЯ ЯКІСТЮ МОВНОГО ЗВ'ЯЗКУ В МЕРЕЖАХ З ПАКЕТНОЮ КОМУТАЦІЄЮ**

© Тимченко О.В., Колодій Р.С., Смолінський М.В., 2004

*The methods are proposed for voice service quality increase due to subscribers activity analysis and coding rate change.*

### **Постановка проблеми**

Забезпечити гарантовану якість зв'язку (Quality of Service, QoS) – означає розподілити всі мережені ресурси так, щоб мовні пакети могли передаватись мережею точно за призначенням з найменшою часовою затримкою (згідно із рекомендаціями ITU-T G.114). У широкому розумінні основна задача обумовленого варіанта телефонії полягає в забезпеченні звичайного перебігу мовного спілкування двох або кількох абонентів, що є абонентами різних комутаційних мереж, засобами мережі зв'язку з комутацією пакетів. Отже, для кодування мови потрібно використовувати алгоритми, що мають найвигідніше співвідношення *якість мови / швидкість передачі*, і розглянути сеанс мовного зв'язку абонентів двох вузлів у годину найбільшого навантаження за відсутності трафіку даних і трафіку систем керування. Для цього необхідно створити модель діалогу двох абонентів у пакетній мережі, яка дасть можливість оптимізувати пропускну здатність каналу зв'язку в мережі з комутацією пакетів. З цих позицій можна зробити висновок про кількість абонентів пакетної мережі, що мають можливість вести телефонні розмови по мережі IP.

### **Аналіз останніх досліджень**

Для передачі мови по мережі передачі даних IP відповідно до рекомендації ITU-T H.323 необхідна швидкість передачі каналу зв'язку 19,6 кбіт/с. Внесена в мову затримка може досягати значних величин, що істотно перевищують рекомендоване ITU-T у рекомендації G.114 значення 150 мс. Величина внесеної в мову затримки при кодуванні нижча, ніж при передачі мови по мережі IP, але і вона може досягати значних величин, тому в каналі при використанні алгоритмів стиску важливим є використання оптимальних алгоритмів кодування мови.

**Постановка задачі:** розглянути можливості керування методами кодування сигналів для забезпечення гарантованої якості зв'язку при передачі мовних пакетів по IP-мережі.