

УДК 621.396.96

В.О. Погрібний*, І.В. Рожанківський*#, В.І. Лозинський#

*Instytut Telekomunikacji Akademii Techniczno-Rolniczej

#Національний університет "Львівська політехніка",

кафедра "Автоматизації та комплексної механізації

машинобудівної промисловості"

ЦИФРОВА УЗГОДЖЕНА ФІЛЬТРАЦІЯ ЧАСТОТНО- МОДУЛЬОВАНИХ СИГНАЛІВ У ЧАСОВІЙ ОБЛАСТІ

© Погрібний В.О., Рожанківський І.В., Лозинський В.І., 2002

У роботі наведені результати досліджень цифрової узгодженої фільтрації частотно-модульованих сигналів у часовій області. Подані переваги цього типу обробки сигналів порівняно із швидкою згорткою, що здійснюється у частотній області. Наводяться рекомендації щодо вибору параметрів коротких та довгих частотно-модульованих сигналів, а також згладжувальних вікон з метою отримання максимального співвідношення між головною та боковими пелюстками. Результати ілюструються прикладами комп'ютерного моделювання.

The peculiarities of matching digital filtration of chirp signals in time domain are studied in this work. The advantages of this kind of processing in comparison to the processing on fast convolutions in frequency domain are demonstrated. A choice of parameters of the long and short chirp-signals and smoothing windows have been studied to increase the ratio of the main lobe to side lobes of convolutions. This choice has carried out with the use of computer simulation and result has shown in this paper.

1. Вступ

Частотно-модульовані радіоімпульси широко застосовують як зондуючі сигнали в радіолокації, а також в гідролокації при використанні так званих "chirp"-сонарів [1]. У цифровій локації при вимірюваннях змінних часових інтервалів між моментами генерування та приймання відбитого локаційного сигналу здійснюється його компресія за допомогою цифрової узгодженої фільтрації (УФ) для отримання вузького вихідного піку (головної пелюстки) відбитого сигналу.

Останнім часом для компресії частотно-модульованих сигналів почали застосовувати спеціалізовані процесори, що працюють на засаді швидкої згортки [2, 3]. Алгоритм такої згортки базується на швидкому перетворенні Фур'є. При цьому для знаходження Фур'є-образу вхідного сигналу виконується $N \cdot \log_2 N$ перемножень та підсумовувань та N комплексних перемножень для визначення N добутків. Після цього для переходу в часову область здійснюють $N \cdot \log_2 N$ перемножень та підсумовувань для зворотного перетворення Фур'є цих добутків (N – кількість відліків оброблюваного сигналу). На відміну від швидкої згортки в частотній області, узгоджена фільтрація в часовій області вимагає N^2 перемножень. Якщо ж узгоджений фільтр містить N каналів з перемножувачами, то кожне значення згортки обчислюється протягом тільки одного такту перемноження, а повна згортка – протягом $2N - 1$ таких тактів. Це в $\log_2 N$ раз швидше, ніж у випадку алгоритму

узгодженої фільтрації в частотній області. Однак наявність великої кількості багаторозрядних перемножувачів утруднює на теперішній час реалізацію швидкодіючих цифрових узгоджених фільтрів, що здійснюють фільтрацію в часовій області. Тому метою роботи є дослідження впливу параметрів частотно-модульованих сигналів та імпульсних характеристик узгоджених фільтрів на результати УФ в часовій області та вибір відповідних параметрів фільтрів для спрощення структур спеціалізованих процесорів для цифрової локації.

2. Узгоджена цифрова фільтрація в часовій області

Узгоджена цифрова фільтрація на основі згортки у часовій області відбувається згідно з виразом

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

де $\{y_n\}$ – результат фільтрації; $\{x_n\}$ – відліки вхідного сигналу; $\{h_n\}$ – вагові коефіцієнти імпульсної характеристики (ІХ), N – кількість відліків імпульсної характеристики та вхідного сигналу.

Для зменшення коливальності Гібса використовуються згладжувальні вікна $\{w_n\}$, які накладаються в часовій області шляхом перемноження відповідних коефіцієнтів імпульсної характеристики та вікна $\{h_n w_n\}$.

Згладжувальні вікна дозволяють збільшити співвідношення між головною та боковими пелюстками вихідного сигналу фільтра, але одночасно збільшують ширину головної пелюстки. У роботі досліджений вплив на компресію імпульсів різноманітних вікон, зокрема прямокутного, Хемінга, Блекмана, Блекмана-Гаріса, Гаусса, Тейлора-4 (чотиричленного виразу), Тейлора-6 (шестичленного виразу), Тейлора-10 (десятичленного виразу) [4].

Для досліджень як локаційний радіоімпульс використовувався косинусоїдальний сигнал із лінійно змінною частотою

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

де $a = \Delta f / 2\tau_i$, $\Delta f = f_2 - f_1$ – девіація частоти, f_1 – початкова частота, f_2 – кінцева частота, τ_i – довжина імпульсу, φ_0 – початкова фаза.

Для реалізації цифрової узгодженої фільтрації сигнал (2) продискретизовано з частотою дискретизації $f_d \geq 2f_2$ і подано в формі часового ряду $\{x_n\}$. Тоді $n = \overline{1, N}$, де $N = \text{ENT}(\tau_i f_d)$, ENT – ціла знизу частина числа. Імпульсна характеристика узгодженого фільтра без згладжувального вікна є дзеркальним відображенням вхідного сигналу (2):

$$h_n = x_{N-n}. \quad (3)$$

3. Результати комп'ютерного моделювання

Результати комп'ютерного моделювання алгоритму (1) з використанням вікна Хемінга показані на рис. 1. Дослідження проводили із часовими рядами, які отримані внаслідок дискретизації частотно-модульованих сигналів (2) із такими параметрами: $f_1 = 0$, $\Delta f = 6 \text{ МГц}$, $\tau_i = 40 \text{ мкс}$, $\varphi_0 = \pi/2$. Частота сигналу (2) змінюється лінійно, а добуток

$\Delta f \cdot \tau_i = 240$. Частота дискретизації $f_d = 12.5 \text{ МГц}$ та кількість відліків вхідного сигналу $N = 500$ вибрані згідно з умовами $f_d \geq 2f_2 = 12 \text{ МГц}$ і $N \geq f_{d,\text{min}} \cdot \tau_i = 480$. Результат узгодженої фільтрації $\{y_n\}$ в логарифмічному мірилі показаний на рис. 1.а. Відношення головної пелюстки до бокових пелюсток сигналу на виході узгодженого фільтра (SNR) поза межами головної пелюстки перевищує 60дБ для заданих параметрів сигналу при використанні вікна Хемінга. Цей самий сигнал на виході фільтра показаний на рис. 1.б в розширеному мірилі, що дозволяє визначити ширину головної пелюстки, яка дорівнює 640нс на рівні -40дБ.

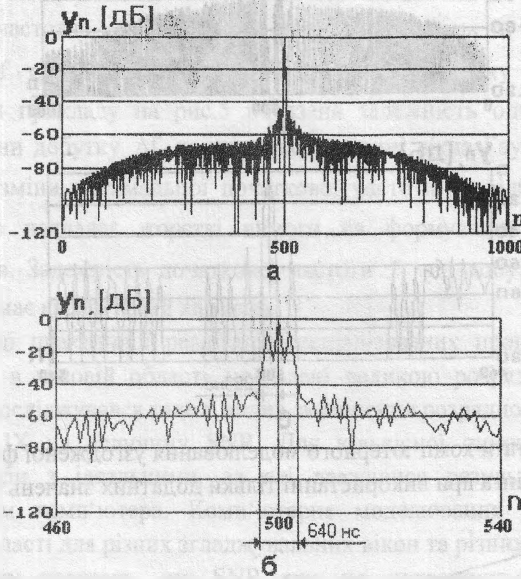


Рис. 1. Результати комп'ютерного моделювання узгодженої фільтрації з вікном Хемінга

Отримані результати узгодженої фільтрації можна покращити, якщо використати деякі особливості роботи цифрових фільтрів в часовій області. Наприклад, можна легко усунути усі від'ємні значення згортки. Результати комп'ютерного моделювання узгодженої фільтрації при використанні тільки додатних значень згортки для вищезгаданих параметрів сигналу показані на рис. 2.а, а в розширеному мірилі – на рис. 2.б. Як видно із рис. 2, усунення від'ємних значень згортки призводить до збільшення SNR в околі головної пелюстки та її суттєвого звуження. Для цього випадку ширина головної пелюстки дорівнює 200 нс на рівні -40дБ. Відсутність плавних переходів між головною та боковими пелюстками дозволяє покращити розпізнавання піку при обробці цифровими методами і є ще однією з переваг такого підходу.

Комп'ютерне моделювання показало, що співвідношення між головною та боковими пелюстками залежить від початкових частоти f_1 і фази φ_0 , а також від кількості відліків N частотно-модульованого сигналу. Тому отримані результати можна ще покращити, якщо вибрати відповідним способом f_1 , φ_0 та N . Для прикладу на рис. 3 показана двовимірна залежність SNR від початкової фази φ_0 та кількості відліків N при використанні тільки

додатних значень згортки. Параметри частотно-модульованого сигналу такі: $\tau_i = 10\mu\text{с}$, $f_i = 0$, $\Delta f = 15\text{МГц}$, $\Delta f \cdot \tau_i = 150$. Для такого сигналу частота дискретизації f_d з частотою Найквіста f_H дорівнює $f_d = f_H = 2f_2 = 2\Delta f$ і їй відповідає мінімальна кількість відліків $N_{\min} = f_d \cdot \tau_i = 300$.

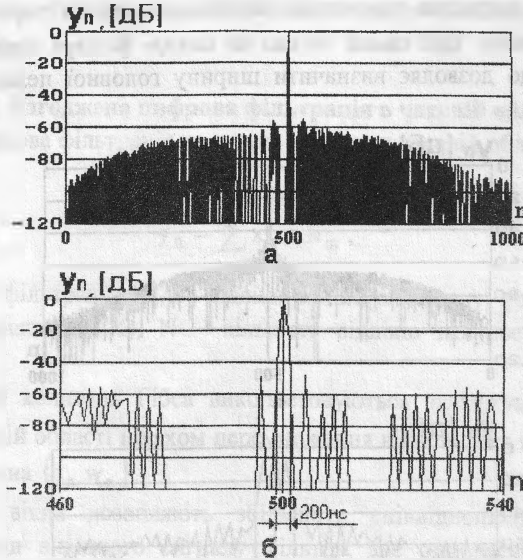


Рис. 2. Результати комп'ютерного моделювання узгодженої фільтрації з вікном Хемінга при використанні тільки додатних значень згортки

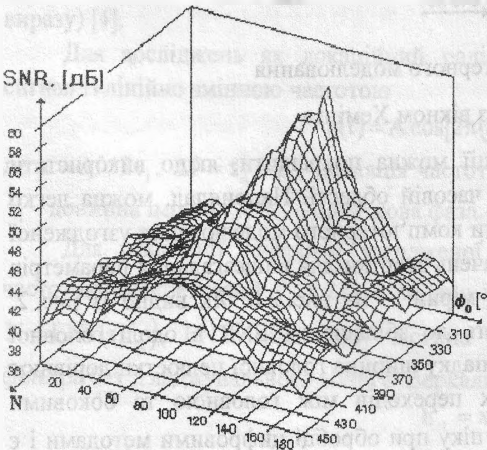


Рис. 3. Залежність SNR від початкової фази ϕ_0 частотно-модульованого сигналу та кількості відліків N для додатних значень згортки.

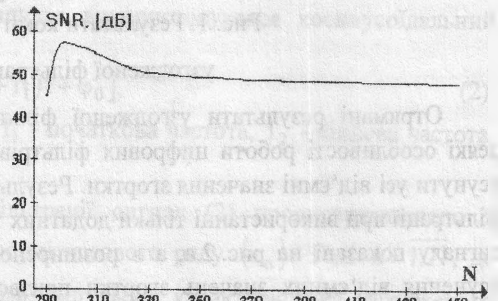


Рис. 4. Усереднена залежність SNR від кількості відліків N при $\phi_0 = 100^\circ$ для додатних значень згортки

Згідно з рис. 3 найбільші значення SNR для вищезгаданих параметрів сигналу отримані при частоті дискретизації $f_d = f_H$ і при початкових фазах ϕ_0 в межах від 80° до

100° . Збільшення $f_d > f_H$ (кількість відліків $N > N_{\min}$) призводить до загального зменшення SNR. Числові значення SNR краще видно на одновимірній залежності, яка показана на рис. 4 для початкової фази $\varphi_0 = 100^\circ$. Максимальне значення SNR для такого випадку сягає 57дБ.

Дослідження узгодженої фільтрації при використанні різних згладжувальних вікон показали, що для коротких сигналів ($\Delta f \cdot \tau_i \leq 40$) оптимальна в сенсі максимуму SNR початкова фаза φ_0 знаходиться в межах від 1.6 до 1.7 рад.

Співвідношення між головною та боковими пелюстками залежить також від початкової частоти f_1 частотно-модульованого сигналу. Вплив φ_0 та f_1 є різним при різних значеннях добутків $\{\Delta f \cdot \tau_i\}$ сигналу. Однак при збільшенні добутку $\Delta f \cdot \tau_i$ цей вплив стає менше помітним. Для прикладу на рис.5 показана залежність оптимальної початкової частоти f_1 від величини добутку $\Delta f \cdot \tau_i$ при використанні вікна Гаусса. Із цього рисунку видно, що найбільші зміни оптимальної початкової частоти f_1 відбуваються при малих значеннях $\Delta f \cdot \tau_i$, що накладає жорсткі вимоги на формування коротких частотно-модульованих сигналів. Залежність початкової частоти f_1 від добутку $\Delta f \cdot \tau_i$ для інших згладжувальних вікон має аналогічний характер.

Основні труднощі практичної реалізації спеціалізованих процесорів для цифрової узгодженої фільтрації в часовій області зумовлені великою розрядністю оброблюваних даних. Тому в роботі досліджувався також вплив зменшення розрядності відліків сигналу та вагових коефіцієнтів ІХ на величину SNR. Для кількісної оцінки такого впливу усі результати порівнювали з ідеальними, за які вважалися результати обчислення 32-розрядним процесором комп'ютера. Комп'ютерне моделювання цифрової узгодженої фільтрації в часовій області для різних згладжувальних вікон та різних параметрів частотно-модульованого сигналу показало, що SNR вже не покращується, коли розрядність оброблюваних даних перевищує 12. Однак, здебільшого цю розрядність можна вибрати ще меншою. Це ілюструє рис. 6, на якому зображене сімейство залежностей SNR від розрядності даних при використанні прямокутного вікна для різних початкових фаз частотно-модульованого сигналу. Параметри сигналу такі: $\tau_i = 2.5\text{мкс}$, $f_1 = 0.3\text{МГц}$, $\Delta f = 15\text{МГц}$, $\Delta f \cdot \tau_i = 37.5$, $N = 76$.

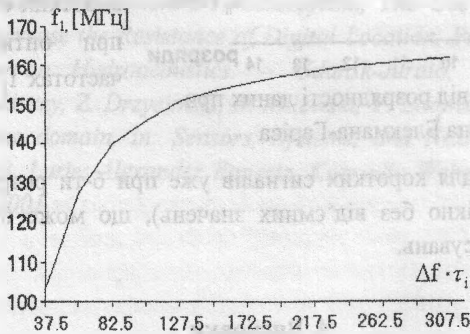


Рис. 5. Залежність оптимальної початкової частоти f_1 від добутку $\Delta f \cdot \tau_i$ при використанні вікна Гаусса.

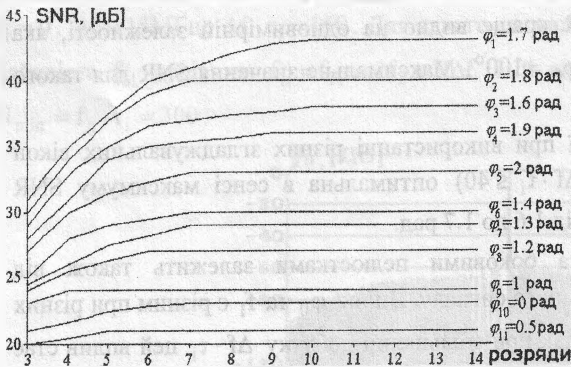


Рис. 6. Залежність SNR від розрядності даних при використанні прямокутного вікна

При використанні інших вікон можна отримати кращі співвідношення SNR, але це вимагає більшої розрядності оброблюваних даних. Один з таких випадків для вікна Блекмана-Гаріса зображено на рис. 7. Тут параметри сигналу аналогічні до попереднього випадку. При обчисленні згортки враховували додатні та від'ємні значення.

Для розглянутого випадку при оптимальній фазі $\varphi_1 = 1.6$ рад, максимальне значення SNR, яке можна отримати вже при 11-розрядних даних, дорівнює 50дБ. При подальшому зменшенні розрядності даних відбувається поступове погіршення співвідношення головної

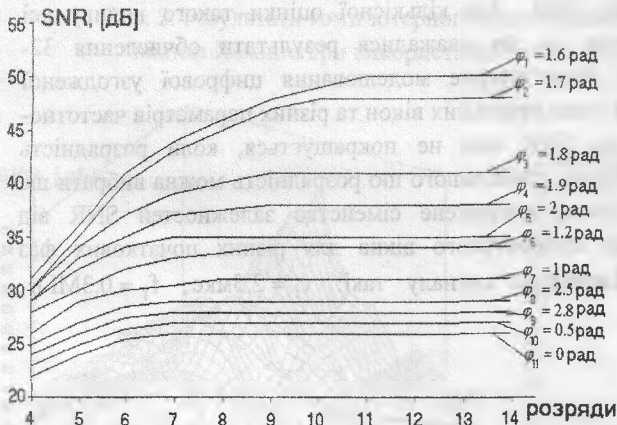


Рис. 7. Залежність SNR від розрядності даних при використанні вікна Блекмана-Гаріса

пелюстки до бокових. Конкретні значення кількості розрядів, при яких досягається максимально можливе SNR, для різних згладжувальних вікон наведені в табл.1. Там же наведені значення кількості розрядів, при яких SNR погіршується не більше ніж на 3дБ. Показані в табл.1 значення SNR обчислювалися для коротких сигналів ($\Delta f \cdot \tau_i = 37.5$) при оптимальних початкових частотах f_1 та фазах φ_0 .

пелюстки до бокових. Конкретні значення кількості розрядів, при яких досягається максимально можливе SNR, для різних згладжувальних вікон наведені в табл.1. Там же наведені значення кількості розрядів, при яких SNR погіршується не більше ніж на 3дБ. Показані в табл.1 значення SNR обчислювалися для коротких сигналів ($\Delta f \cdot \tau_i = 37.5$) при оптимальних початкових частотах f_1 та фазах φ_0 .

Як видно із табл. 1 для коротких сигналів уже при 6-ти розрядах можна отримати SNR=40дБ (прямокутне вікно без від'ємних значень), що може бути сприйнятним для багатьох практичних застосувань.

4. Висновки

Цифрова узгоджена фільтрація в часовій області для компресії частотно-модульованих радіоімпульсів є ефективнішою порівняно із швидкою згорткою в частотній області. Це зумовлено відсутністю проміжних перетворень, характерних для швидкої згортки.

Відкидання від'ємних значень вихідного сигналу узгодженого фільтра суттєво покращує SNR та звужує головну пелюстку згортки. Результати цифрової узгодженої фільтрації частотно-модульованих сигналів, особливо коротких, великою мірою залежать від параметрів останніх, зокрема від початкових частоти і фази, кількості відліків, а також від розрядності оцифрованих відліків сигналів та імпульсних характеристик фільтра. Сприйнятливі для практичного застосування результати фільтрації можна отримати уже при 6 розрядах оброблюваних даних, що дозволяє спростити структуру фільтра.

Таблиця 1

Залежність SNR від розрядності оброблюваних даних для різних згладжувальних вікон

Вікно	SNR, дБ	Розрядність
Прямокутне (із від'ємними значеннями)	SNR _{макс}	≥10
	SNR _{макс} -3дБ	4
Прямокутне (без від'ємних значень)	SNR _{макс}	≥10
	SNR _{макс} -3дБ	6
Гаусса (із від'ємними значеннями)	SNR _{макс}	≥11
	SNR _{макс} -3дБ	7
Тейлора-4 (із від'ємними значеннями)	SNR _{макс}	≥8
	SNR _{макс} -3дБ	7
Тейлора-6 (із від'ємними значеннями)	SNR _{макс}	≥9
	SNR _{макс} -3дБ	8
Хемінга (із від'ємними значеннями)	SNR _{макс}	≥9
	SNR _{макс} -3дБ	7
Тейлора-10 (із від'ємними значеннями)	SNR _{макс}	≥9
	SNR _{макс} -3дБ	8
Блекмана (із від'ємними значеннями)	SNR _{макс}	≥10
	SNR _{макс} -3дБ	9
Блекмана-Гаріса (із від'ємними значеннями)	SNR _{макс}	≥11
	SNR _{макс} -3дБ	8

1. S.G. Schock, L.R. LeBlanc, *Chirp sonar: new technology for subbottom profiling*, *Sea Technol.*, 31, 35-43, 1990. 2. P. Tortoli, M. Baldanzi, F. Guidi, C. Atzeni, *Digital Design Improves Radar Pulse Compression*, *Microwaves & RF*, 135-140, May 1997. 3. W. Pogribny, I. Rozhankivsky, Z. Drzycimski, A. Milewski, T. Leszczynski, *The Use of Fast Convolution and Correlation Analysis to Increase the Resistance of Digital Location*, *Proceedings of the 2nd EAA International Symposium on Hydroacoustics*. – Gdańsk-Jurata, Poland, 167-170, 1999. 4. W. Pogribny, I. Rozhankivsky, Z. Drzycimski, A. Milewski, V. Lozynsky, *Differential processing of location signals in time domain*, in: *Sensors, Systems, and Next-Generation Satellites IV*, Hiroyuki Fujisada, Joan B. Lurie, Alexander Ropertz, Konradin Weber, Editors, *Proceedings of SPIE Vol. 4169*, 337-347, 2001.