

УДК 681.883.45

К.Г. Кебквал

Науково-дослідний центр Збройних Сил України «Державний океанаріум», Севастополь

## ОПТИМІЗАЦІЯ ФОРМИ КРИВОЇ РОЗШИРЕННЯ СПЕКТРА ГІДРОАКУСТИЧНОГО СИГНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ

Розглядається задача оптимізації характеристик цифрових сигналів зв'язку з розширенням спектру для перспективних гідроакустичних систем передачі даних від водою. Для сигналів зв'язку з розширенням спектру за однаковим критерієм оптимізації проведена оцінка, яка вказує на істотний вплив характеристик розширення сигналу на його властивості на прийомі в каналах, що характеризуються високим рівнем реверберації. Виконано оптимізацію форми кривої зміни частоти з використанням методу еволюційних стратегій, яка дозволила мінімізувати функціонал, що віддзеркалює міру перекручування сигналу в каналах такого типу.

**Ключові слова:** підводна телеметрія, цифровий зв'язок, бездротовий підводний зв'язок, гідроакустичний зв'язок.

### Вступ

Для передачі даних по гідроакустичних (г/а) каналах зв'язку в якості перспективного розглядається спосіб формування сигналів, що мають монотонне розширення спектра несучої [1]. Таке розширення звичайно полягає в безперервній зміні частоти по лінійній залежності [2] або кубічній параболі [1]. Завдяки безперервній зміні, миттєві частоти запізнілих багатопроменевих компонентів прийнятого сигналу завжди різні. Це дозволяє знизити ефект їх взаємного маскування і з більшою вірогідністю відновлювати параметри сигналу зв'язку, перекручені багатопроменевістю. Однак, лінійна й кубічна залежності не є єдино можливими. Основний показник сигналу зв'язку з розширенням спектра – база сигналу – визначається тривалістю й займаною шириною частотної смуги. При цьому, функція розширення спектра, що дозволяє збільшити базу сигналу, може являти собою довільну залежність частоти за часом.

Гідроакустичні станції (ГАС), що містять комерційно доступні прийомо-випромінювачі, найбільш часто характеризуються відносною шириною робочої смуги частот у діапазоні 0.4-0.8 [3]. При центральній частоті робочого діапазону, звичайно не більш 60 кГц, смуга частот за абсолютним значенням має ширину а межах 25-45 кГц. У порівнянні зі значеннями ширини частотної смуги, використовуваними у звичних радіоканалах, смуга частот г/а сигналу є дуже вузькою. Тому для ефективного застосування методу розширення спектра сигналу великий інтерес представляє розробка оптимальних форм кривої зміни частоти (у межах заданого частотного діапазону), здатних мінімізувати перекручення приймальних сигналів у складних каналах з високим рівнем реверберації.

**Мета статті** полягає в оптимізації форми кривої зміни частоти у межах заданого частотного діа-

пазону для зниження перекручування сигналу в г/а каналах з високим рівнем реверберації.

### Функціонал, що підлягає мінімізації

Припустимо, що  $s(t)$  – передавальний сигнал з комплексною обгинальною, що характеризується безперервною зміною частоти за довільним законом у часі, і що цей сигнал поширюється в багатопроменевому каналі з імпульсним відгуком  $h(t)$ . Прийнятий багатопроменевий сигнал у загальному виді [4] запишемо як

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \text{Re } s(\tau)h(t-\tau) d\tau,$$

і після обробки за допомогою оптимального комплексного детектора [13] і нормування комплексний вихід узгодженого фільтра можна представити у вигляді

$$R(t_0) = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) s(t+t_0)+s(t+t_0+\pi/2) dt = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Re } s(\tau)h(t-\tau) s(t+t_0)+s(t+t_0+\pi/2) dt d\tau \quad (1)$$

де  $\tau$  – надлишкова затримка поширення сигналу в каналі,  $t_0$  – час синхронізації приймача на початок прийнятого сигналу. Нормуючи вихід узгодженого фільтра  $R(t_0)$  до енергії найбільш енерговагомого багатопроменевого компонента  $E(t_0)$ , відношення

$\left| \frac{R(t_0)}{E(t_0)} \right|$  лежить у межах від 0 до 1. Якщо  $t_0$  є часом надходження на прийом найбільш енерговагомого багатопроменевого компонента прийнятого сигналу, то це відношення являє собою модуль взаємної енергії цього компонента й опорного сигналу, а вираження  $\text{Im} \left( \frac{R(t_0)}{E(t_0)} \right) / \text{Re} \left( \frac{R(t_0)}{E(t_0)} \right)$  є оцінкою його початко-

вої фази. Якщо переданий сигнал являє собою немодульовану інформаційним сигналом несучу (початкова фаза дорівнює нулю, а амплітуда одиниці), то наступне вираження можна розглядати в якості функціонала, мінімізація якого буде обумовлювати найменш перекручене приймання сигналу зв'язку:

$$\begin{cases} \left| \frac{R(t_0)}{E(t_0)} \right| - 1 \rightarrow 0; \\ \arctg \left( \frac{\operatorname{Im} \left[ \frac{R(t_0)}{E(t_0)} \right]}{\operatorname{Re} \left[ \frac{R(t_0)}{E(t_0)} \right]} \right) \rightarrow 0. \end{cases} \quad (2)$$

Для оцінки функціонала (2) необхідно розв'язати інтегральне рівняння (1). При цьому, слід урахувати, що підінтегральне вираження в (1) представлене добутком двох складових, одна з яких описує переданий сигнал, а інша імпульсний відгук каналу. Також, слід звернути увагу, що при фіксованому розміщенні приймача й передавача, імпульсний відгук  $h(t)$  залежить від властивостей каналу й умов поширення і є деякою функцією, на яку не може впливати розроблювач або користувач системи зв'язку. Навпаки, форма сигналу  $s(t)$  є складовою, яка може бути оптимізована.

### Оптимізація форми сигналу за методом еволюційних стратегій

Отже, імпульсний відгук  $h(t)$  є випадковим і залежать від поточної геометрії каналу, його динаміки і розміщення приймально-передавальних антен, а форма сигналу  $s(t)$  є такою, що задається (керованою) функцією, оптимізація якої забезпечує мінімум функціонала (2).

Очевидно, що за винятком декількох видів функцій у підінтегральному вираженні, наприклад, добутку синусоїди й експоненти [5, 6, 8], розв'язок інтеграла (1) в аналітичному вигляді для довільної частотно-часової залежності представляється скрутним, а число відмінних частотно-часових залежностей, що обумовлюють розширення спектра сигналу, може бути нескінченно великим.

Однак, за умови дискретизації частотного й часового інтервалів, множина кривих зміни частоти є кінцевою і розв'язок інтеграла (1) може бути виконаний в за використанням чисельних методів. Задаючись статистичними характеристиками каналу зв'язку та вирішуючи інтеграл (1) у чисельному вигляді для всієї множини кривих зміни частоти сигналу  $s(t)$ , може бути знайдена деяка субоптимальна форма, яка "у середньому" для великого числа випадкових  $h(t)$  буде давати результат, кращий ніж інші.

Нехай частотно-часовий інтервал, призначений для формування сигналу зв'язку, представляється масивом дискретних частотно-часових відліків і має розмір  $N \times M$  ( $N$  – число відліків частоти,  $M$  – число відліків часу). Множина залежностей зміни частоти

за часом може бути представлена як множина відмінних шляхів, що з'єднують ці відліки, причому кожний перехід з дискретного значення частоти в довільний момент часу може бути виконаний до кожного із  $M$  дискретних значень частоти в наступний момент часу. Тоді загальна кількість шляхів, що з'єднують  $N$  відліків частоти на інтервалі із  $M$  відліків часу, і, відповідно, число відмінних кривих зміни частоти сигналу, дорівнює  $M^N$ , а число незалежних змінних (по яких виконується оптимізація) становить  $N+M$ .

Припускаючи, що розширення спектра сигналу зв'язку полягає в зміні частоти по одній із цих кривих, і задаючись імпульсним відгуком каналу зв'язки, модель прийнятого багатопробеневого сигналу може бути отримана з наступних міркувань.

Для більшості г/а каналів імпульсний відгук можна представити набором дискретних багатопробневих компонентів (ізолюваних піків або "пальців"). Тоді, багатопробневий сигнал, що підлягає обробці на прийомі, являє собою суму синхронної копії переданого сигналу й ряду затриманих (несинхронних) копій з випадковими значеннями фази. За умови досить високої дискретизації за частотою й часом, знак інтеграла можна замінити знаком суми і вираження (1) можна переписати у вигляді:

$$R(m\Delta t_0) \approx \sum_{n=0}^N \sum_{i=0}^L \operatorname{Re} s(\tau_i) h(n\Delta t - \tau_i) s(n\Delta t + m\Delta t_0),$$

де  $L$  – число багатопробневих компонентів,  $\tau_i$  – надлишкова затримка поширення  $i$ -го багатопробеневого компонента,  $N$  – число відліків часу,  $n\Delta t$  – поточний дискретний час,  $m\Delta t_0$  – відліки дискретного часу. Кожний з багатопробневих компонентів, залежно від його фази й часового зсуву, дає більший або менший внесок у перекручення синхронної копії прийнятого сигналу. У самому несприятливому випадку такі компоненти щільно або безупинно надходять один за одним на інтервалі від нуля до максимальної надлишкової затримки поширення сигналу. При цьому найбільше перекручування інформаційного параметра синхронного компонента дорівнює сумі максимальних перекручень, внесених кожним з несинхронних компонентів. Тоді форма кривої зміни частоти сигналу  $s(t)$ , при якій сума максимальних перекручень мінімальна, вирішує задачу мінімізації функціонала (2) і її можна вважати оптимальною для даного  $h(t)$ .

Однак, серйозним утрудненням при розв'язуванні такої задачі є надзвичайно великий об'єм обчислень (задача комбінаторної складності). Наприклад, при дискретизації частотної смуги шириною 40 кГц із кроком 200 Гц, і тимчасового інтервалу тривалістю 2 мс із кроком 10 мкс, тобто дискретиза-

ції частотно-часового інтервалу, що дозволяє сформувати сигнал з базою  $B = 8$ , число дискретних значень частоти/часу становить 40000, а число незалежних змінних 400.

Очевидно, що для стандартних методів оптимізації число незалежних змінних є дуже великим (методи оптимізації в переважній більшості призначені для роботи з невеликим числом незалежних змінних, звичайно менш десяти [9]). Принципово підходящими для ефективного розв'язування задач оптимізації в просторі великої розмірності є еволюційні обчислення, зокрема методи генетичних алгоритмів [13] і еволюційних стратегій [14].

Відносно методу еволюційних стратегій відома множина характеристик, які роблять його переважним для використання в поточній задачі оптимізації форми сигналу зв'язку (оптимізації в багатомірному просторі рішень). Зокрема, відомо [10], що метод еволюційних стратегій демонструє високу ефективність під час розв'язування важко формалізувальних задач, а також трудомістких задач багатомірної оптимізації і обробки даних, задач комбінаторної оптимізації, забезпечує можливість проблемно-орієнтованого кодування розв'язувань і не ставить обмежень на вид цільової функції (наприклад, допускає використання мультимодальних цільових функцій). Незважаючи на певні методологічні відмінності [11] у вигляді цільових функцій і альтернативних рішень, операторів рекомбінації, мутації ін., відомі форми еволюційних стратегій дозволяють говорити про базові постулати, такі як універсальність і фундаментальність, властивих еволюції незалежно від форми її рівня абстракції моделі [12].

У представленому нижче матеріалі для оптимізації форми сигналу використовувалась еволюційна стратегія з параметрами еволюції (6/6, 20) [15]. Зазначені параметри означають, що в створенні кожної наступної популяції беруть участь 6 батьків, причому всі 6 беруть участь у процесі рекомбінації й породжують 20 нащадків (кома означає, що селекції підлягають лише нащадки, а батьки із селекції й подальшого відтворення виключаються). Характерною рисою було виконання адаптації (перерахування) коваріаційної матриці для кожного нового покоління. Загальне число поколінь, що моделювали процес еволюції, звичайно лежало в межах 30000-40000.

Використані параметри еволюції не є єдино можливими. Вибір здійснювався з вигляду задачі, а саме, великого числа незалежних змінних і невеликого числа обмежень (див. нижче), а також практичного досвіду [15], що свідчить на користь високої результативності еволюційних алгоритмів, виконуваних з такими параметрами (високої швидкості, стійкості пошуку - здатності постійно збільшувати якість популяції, стійкості до влучення в зони екстремумів).

Ініціалізація початкової популяції полягала в створенні 6 однакових векторів-батьків  $x=(x_1, \dots, x_n) \in \mathbf{R}^N$ , що представляють собою аргумент функції  $s(x) = \cos(x)$  і утворюють лінійну висхідну або спадну зміну частоти. У результаті мутації (видозміни)  $x_1, \dots, x_n$  кожного з батьків і наступної рекомбінації видозмінених  $x$  створювалося покоління їх 20 нащадків, для кожного з яких оцінювався критерій оптимізації (див. нижче). Після селекції 6 нащадків, що мають найбільші значення цього критерію й виступаючих у ролі наступного покоління батьків, створювалася нова популяція. Процес еволюційних обчислень тривав до досягнення максимуму критерію оптимізації, коли знову створювані нащадки вже не збільшували його значення, або до досягнення останнього обчислювального циклу (=40000). На виході еволюційних обчислень – вектор  $x$ , що визначає функцію безперервної зміни частоти переданого сигналу, використовувався у якості оптимального.

Незважаючи на те, що розглянута нижче оптимізація виконана відносно специфічного прикладу слід зазначити, що її результати можна узагальнити на велику множину інших прикладів. Це стає можливим після запису сигналу в абстрактній формі, у якій сигнал визначається не звичними параметрами (частотна смуга, тривалість, форма), а абстрактними: числом осциляцій і їх форма.

Припустимо, що для розрахунків значення критерію оптимізації використовується вектор  $\omega$ , що визначає функцію зміни частоти, причому  $\omega = (\omega_1, \dots, \omega_N) \in \mathbf{R}^N$ , де  $N = 200$ . Тривалість сигналу становить  $T = 200$  мкс. Сигнал дискретизується за часом з кроком 10 мкс. Частотна смуга, в якій формується сигнал, має ширину 40 кГц. Кутові частоти сигналу належать до інтервалу  $[\omega_1, \omega_n]$ , де  $\omega_1 = 2\pi \cdot 40000 \text{ s}^{-1}$  і  $\omega_n = 2\pi \cdot 80000 \text{ s}^{-1}$ .

Для зручності обчислень визначимо нормований вектор як  $\hat{\omega} = (\hat{\omega}_1, \dots, \hat{\omega}_N)$ ,  $i = 1, \dots, N$  де  $\hat{\omega}_i = \frac{\omega_i - \min(\omega)}{\max(\omega) - \min(\omega)}$ , причому вихідний вектор  $\omega$  і перетворений  $\hat{\omega}$  пов'язані лінійною залежністю

$$\omega_i = \hat{\omega}_i (\omega_n - \omega_1) + \omega_1, \quad i = 1, \dots, N \quad (3)$$

Слід зазначити, що за допомогою цієї залежності, шляхом задання  $\omega_1$  і  $\omega_n$  може бути отриманий аргумент, що визначає частотну смугу сигналу і лежить у границях необхідного діапазону частот. Тоді, застосовуючи  $\hat{\omega}_i$  замість  $\omega_i$ , результати пророблених нижче розрахунків можуть бути розширені на довільну частотну смугу.

Критерій оптимізації й функція обмеження простору рішень. За задумом, у точці мінімуму фун-

кціонала (2) розсіювання фази і амплітуди є мінімальними. Тоді, у якості критерію оптимальності можна використовувати максимум деякої функції, значення якого обернено пропорційно радіусу розсіювання фази й амплітуди сигналу навколо свого неспотвореного значення. Тому, цей критерій можна визначити у вигляді

$$\text{Optcrit}(x) = \frac{1}{\sqrt{\frac{\Delta\theta_{\text{er}}}{\pi} + \frac{2\Delta A_{\text{er}}}{A}}} \rightarrow \max ,$$

де  $\Delta\theta_{\text{er}}$  – максимальне відхилення фази від еталонного значення,  $\Delta A_{\text{er}}$  – максимальне відхилення амплітуди від еталонного значення,  $A$  – амплітуда сигналу. Для того, щоб гарантувати, що енергія сигналу  $s(t)$ , що містить генеруємий у ході оптимізації аргумент  $x$ , лежить у заданому частотному діапазоні, на кожному кроці оптимізації оцінювалося відношення енергії сигналу, що доводиться на даний діапазон, до повної енергії сигналу:

$$\text{EFB}(x) = \frac{\sum_{x_1}^{x_h} U(x)}{E} ,$$

де  $U(x)$  – спектральна щільність енергії сигналу,  $E$  – енергія сигналу,  $x_1, x_h$  – індекси, відповідні до частот  $\omega_1$  і  $\omega_h$  за допомогою рівняння (3).

Слід зазначити, що сигнали, енергія яких виходила за межі заданого частотного діапазону, не виключалися повністю із процесу оптимізації. Замість цього такі сигнали зазнавали «штрафування». У результаті, обмеження на їхню участь у розрахунках було «м'яким». Зокрема, якщо більше ніж 95 % енергії сигналу  $s(x)$  знаходилося в межах заданого частотного діапазону, тобто  $\text{EFB}(x) \geq c_1 = 0,95$ , то значення штрафу рівнялося нулю. Якщо ні, то штраф був позитивним числом, що зростав у монотонній залежності (фактично, у процесі емуляції різниця в застосуванні, наприклад, лінійної й квадратичної залежностей була мало помітною).

Отже, формалізація м'якого обмеження полягала в порівнянні розрахованого для поточного  $x$  значення  $\text{EFB}(x)$  з фіксованим порогом  $c_1 = 0,95$ , а також розрахунках штрафу при виконанні умови  $\text{EBF}(x) < c_L$ , зокрема

$$q_R(x) = \begin{cases} c_f(c_L - \text{EBF}(x))^2 & : \text{EBF}(x) < c_L \\ 0 & : \text{EBF}(x) \geq c_L \end{cases}$$

де  $c_f$  – масштабний коефіцієнт, що визначає швидкість наростання штрафу для сигналів зі спектром, більш широким, чим заданий частотний діапазон. Значення масштабного коефіцієнта  $c_f$  вибиралося з міркувань доцільності функції штрафів. Зокрема, для сигналів зі значно більш широким спектром, чим припустимий, масштабний коефіцієнт повинен був забезпечувати сумірність значення штрафу  $q_R(x)$  і критерію оптимальності  $\text{Optcrit}(x)$ .

*Міра якості.* Таким чином, для мінімізації цільової функції (2) у ході оптимізації знаходились таке значення  $x$ , при якому  $\text{Optcrit}(x)$  приймало максимальне значення, у той час як умова  $\text{EFB}(x)$  являла собою «м'яке» обмеження на спектральну щільність енергії оптимізуемого сигналу. З урахуванням цього обмеження міра якості сигналу  $s(t)$ , формованого на кожному кроці оптимізації, мала вигляд  $q(x) = \text{OptCrit}(x) - q_R(x)$ .

Фактично  $q(x)$  являв собою міру, що дозволяє судити не тільки про ступінь перекручувань сигналу в багатопробеному каналі, але також і про ступінь його відповідності обмеженню по займаній частотній смузі.

*Міра згладженості.* Для оцінки варіації миттєвих значень частоти на кожному кроці оптимізації обчислювалась спеціальна міра, що дозволяла судити про ступінь згладженості кривої зміни частоти. Вона залежала від дисперсії миттєвих частот, яка обчислювалась на підмножині  $z$  вектора  $x$  довжиною  $N_z$  у такий спосіб:

$$v_j(x) = v_j(x_1, \dots, x_{i+N_z-1}) = \frac{1}{N_z(N_z-1)} \times \left( N_z \sum_{i=1}^{N_z} x_i^2 - \left( \sum_{i=1}^{N_z} x_i \right)^2 \right), \quad i = 1, \dots, N - N_z,$$

після чого міра згладженості знаходилась у вигляді  $q_G(x) = c_G \sum_{j=1}^{N-N_z} v_j^2(x)$ , де  $c_G$  – масштабний коефіцієнт, який вибирався для нормування і наочного наведення  $q_G(x)$ .

Результати оптимізації. Приклад зміни якості  $q(x)$  у процесі оптимізації представлений на рис. 1, а також зміни окремих компонентів цієї міри на рис. 2.

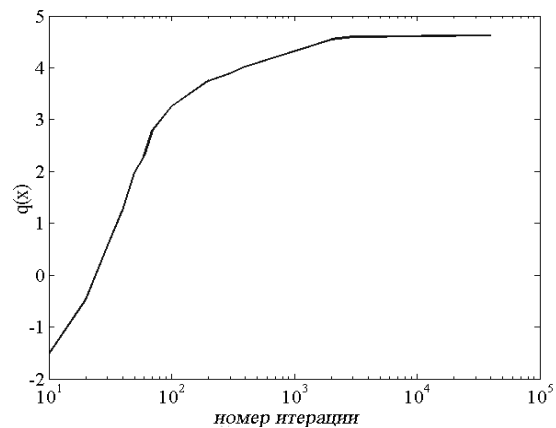


Рис. 1. Крива зміни якості  $q(x)$

Наведені на рис. 1, 2 криві є типовими для всіх еволюційних обчислень, виконаних у рамках цієї роботи з різними початковими умовами й параметрами оптимізації. Після короткої фази, протягом

якої значення критерію оптимізації зростало (це тривало приблизно до 100 кроку оптимізації), наступала тривала фаза повільного росту, змінювана насиченням. Пояснення такої поведінки кривої презентовано на рис. 2.

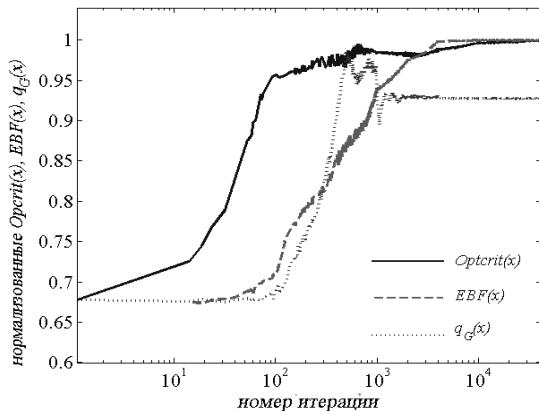


Рис. 2. Складові  $q(x)$ , нормовані до 1

На рис. 2 представлені складові якості  $q(x)$ : суцільною лінією – критерій оптимізації  $Optcrit(x)$ , пунктирною лінією – м'яке обмеження  $EFB(x)$ , крапками – міру згладженості  $q_G(x)$  кривої зміни частоти. Для наочності кожна із кривих нормована до одиниці. Як випливає з рисунку, швидше всього зростала міра змісту енергії в заданій смузі частот  $EFB(x)$ , так що після приблизно 100 кроку оптимізації задовольнялася умова  $EFB(x) > 0.95$  (сигнал вже лежав у межах заданої частотної смуги). Характерно, що до досягнення справедливості цієї умови показник згладженості кривої змінювався мало або не змінювався взагалі. Після досягнення справедливості умови  $EFB(x) > 0.95$  показник згладженості зростав

до максимального значення й потім осцилював зі зниженням до деякого проміжного (сталого) значення. У свою чергу, значення критерію оптимізації  $Optcrit(x)$  зростало практично протягом усього ходу обчислень. Найбільший ріст спостерігався після досягнення справедливості умови  $EFB(x) > 0.95$ . На кінцевій ділянці оптимізації спостерігалася слабка осциляція критерію оптимізації біля значення  $c_1$ . Хід цієї оптимізації, також як і інших, виконаних з іншими початковими умовами, указує на суперечливість  $Optcrit(x)$  і  $EFB(x)$ . Найбільше значення  $Optcrit(x)$  досягається при максимально припустимому  $EFB(x)$ . Це значить, що в результаті оптимізації сигнал «прагнув» зайняти як можна більш широку смугу.

Результати оптимізації. Оскільки в [2] встановлено, що використання в багатопробієвих г/а каналах несучої з лінійною зміною частоти дозволяє суттєво знизити спотворювальний вплив багатопробієвої інтерференції, у якості вихідних кривих зміни частоти (початкової популяції  $x$ ) використовувалися лінійні залежності. При цьому значення критерію на початку процесу оптимізації були приблизно однаковими, зокрема 3.42 і 3.33 для сигналів з лінійною висхідною й лінійною спадною зміною частоти, відповідно. У межах заданої частотної смуги перебувало близько 93% енергії сигналу.

Оскільки незалежно від форми вихідної кривої зміни частоти (початкової популяції  $x$ ) рішення, одержувані в результаті оптимізації, мали малі відмінності (значення критерію оптимізації були близькі), далі для стислості виклад буде відбуватися відносно оптимізованих форм, що мають висхідний тренд.

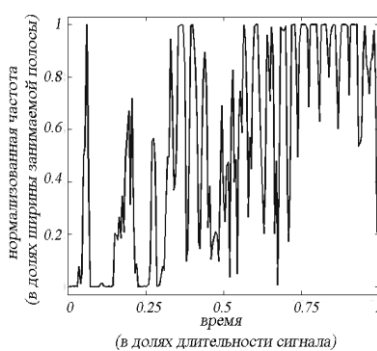


Рис. 3. Крива зміни частоти (без згладжування)

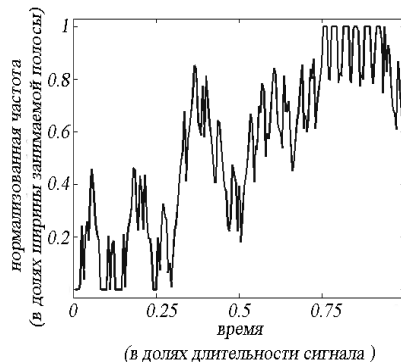


Рис. 4. Крива зміни частоти із згладжуванням ( $N_z=5$ )

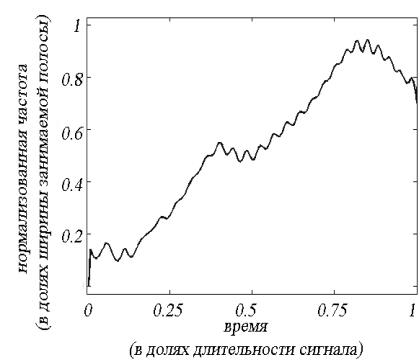


Рис. 5. Крива зміни частоти із згладжуванням ( $N_z=10$ )

На виході першої оптимізації, виконаної без згладжування, була отримана форма зміни частоти, яка характеризується сильними флуктуаціями (рис. 3). При цьому сигнал задовольняв обмеженню на спектральну щільність енергії, зокрема  $EFB(x)=0.951$ , а критерій оптимізації суттєво перевищував значення, характерне для вихідного сигналу з лінійною зміною частоти, зокрема  $Optcrit=4.771$ .

Оскільки представлена на рис. 3 оптимізована форма кривої є складною й не дозволяє використовувати апроксимації, зручні для математичного моделювання, у наступних оптимізаціях було використано згладжування (з оцінкою й відображенням міри згладженості кривої).

За допомогою задання ширини вікна згладжування  $N_x$  регулювався розкид миттєвих частот (зі

збільшенням  $N_x$  дисперсія  $v_j^2(x)$  й  $q_G(x)$  зменшувалися). Рис. 4 представляє результат оптимізації кривої зміни частоти при заданні ширини вікна  $N_x=5$ , а рис. 5 при заданні вдвічі більшої ширини вікна,  $N_x=10$ . Слід зазначити, що, незважаючи на значно більшу згладженість, значення критерію оптимізації різнилися несуттєво (4,666 для рис. 4, 4,664 для рис. 5). При цьому обидва сигнали містили однакову кількість енергії в межах заданої смуги частот ( $EFB = 0.952$ ).

Аналіз. На рис. 6 представлені знайдені вище рішення, отримані в результаті оптимізації по еволюційному алгоритму, відштовхуючись від вихідно-

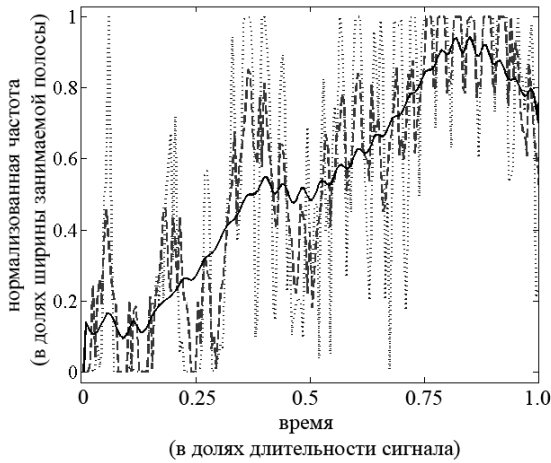


Рис. 6. Накладення кривих з найбільшими значеннями  $OptCrit(x)$  для різних згладжувань

Для перевірки цього припущення крива зміни частоти, зображена на рис. 7, апроксимувалася послідовністю лінійних ділянок з різними нахилами. У результаті отримана оцінка критерію оптимальності виявилася трохи нижче, чим аналогічна оцінка для сигналу з «найкращою» кривою зміни частоти (рис. 3), зокрема, 4.464 проти 4.771. У той же час, це значення залишалось суттєво більшим у порівнянні з вихідним, зокрема, 4.464 проти 3.42.

Крім апроксимації послідовністю лінійних ділянок, крива апроксимувалася також поліномами третьої, четвертої і п'ятої степені. Оцінки характеристик сигналів виявилися близькими. Наприклад, при апроксимації поліномом п'ятої степені, значення критерію оптимізації  $Optcrit(x)$  зросло до 4.571, і таким чином відрізнялося всього на 4.2 % від максимального зі знайдених.

Таким чином, залежно від згладженості кривої зміни частоти максимальне значення критерію оптимізації  $Optcrit(x)$  могло відрізнятися (більші значення для менш згладжених кривих), однак, ступінь цих відмінностей був невеликий, зокрема, у межах декількох відсотків. Уважаючи ці відмінності малозначимими для практичних задач, слід зазначити перевагу використання гладких, наприклад, поліноміальних або кусочно-лінійних функцій зміни час-

го лінійно-висхідної зміни частоти несучої. У результаті накладення слід зазначити наступні закономірності. Зокрема кожна зі знайдених кривих містить однаковий тренд. Причому збільшення флуктуацій миттєвої частоти навколо тренда дає лише незначне зростання критерію оптимізації. Зокрема, різниця між  $Optcrit(x)$  для сигналів з більшими й малими флуктуаціями частоти (рис. 3 і рис. 5) становить лише 0,15 %.

Тоді, слід припустити, що основний внесок у максимізацію критерію оптимізації і, відповідно, мінімізацію цільової функції дає базова, найбільш згладжена форма зміни частоти сигналу.

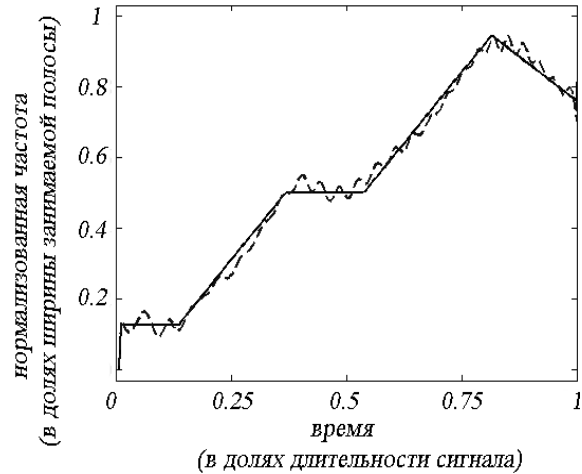


Рис. 7. Лінеаризована крива зміни частоти, що забезпечує  $OptCrit(x)=4.464$  і  $EBF(x) = 0.952$

тоти, що створюють зручності для чисельного моделювання окремих етапів поширення і обробки сигналів, оцінки їх характеристик на прийомі.

## Висновки

1. Порівняння сигналів, що займають однакову смугу частот, за однаковим критерієм оптимізації вказує на істотний вплив форми кривої зміни частоти на властивості прийнятого сигналу, принаймні в каналах, що характеризуються високим рівнем і великою тривалістю реверберації.

2. Оптимізація кривої зміни частоти сигналу г/а зв'язку за методом еволюційних стратегій дозволяє мінімізувати функціонал, що представляє собою міру перекручень прийнятого сигналу. Підвищення критерію оптимізації для оптимізованого сигналу в порівнянні з вихідним (з лінійною зміною частоти) може досягати 50 %.

3. Крива зміни частоти оптимізованого сигналу може мати складну форму, що утрудняє або виключає використання зручних для математичного моделювання апроксимацій. Однак встановлено, що найбільший внесок у максимізацію критерію оптимізації дає базова (згладжена) форма кривої зміни частоти несучої. Різниця між значенням критерію оптимізації для найкращого зі знайдених рішень і рішень,

апроксимованих поліномом або кусочно-лінійною залежністю, може становити одиниці відсотків. Тоді, для практично цілей у якості кращих (для розширення спектра сигналу зв'язку) слід розглядати гладкі, кусочно-лінійні або поліноміальні функції невисоких порядків.

### Список літератури

1. Способ передачи информации и система для реализации способа / К.Г. Кебкал, Р. Баннаш. Патент WO 01/47203 A2 (PCT/EP0013033).
2. Кебкал К.Г. Метод цифровой передачи данных в горизонтально-стратифицированных подводных акустических каналах / К.Г. Кебкал, А.Г. Кебкал, С.Г. Яковлев // Акустический журнал. – М.: 2004. – Т. 50, № 2. – С. 220-230.
3. Bjorno Q.Y.L, Broadband tonriltz underwater acoustic transducers based on multimode optimisation // IEEE Transaction on Ultrasonics, Ferroelectronics and Frequency Control. – Piscataway: 1997. – Vol. 44, no. 1. – P. 1060-1066.
4. Денисенко А.Н. Сигналы. Теоретическая радиотехника / А.Н. Денисенко. – М.: Горячая линия-Телеком. – 2005. – 704 с.
5. Kilfoyle D.B. The State of the Art in Underwater Acoustic Telemetry / D.B. Kilfoyle., A.B. Baggeroer // IEEE Journal of Oceanic Engineering. – Piscataway: 2000. – Vol. 25, no. 1. – P. 4-27.
6. Kima S.M. Experimental Analysis of Statistical Characteristics of a Very Shallow Underwater Acoustic Channel [Электронный ресурс]: SFA/IEEE Conference Proceedings OCEANS 2008 Acoustics'08 Paris / S.M. Kima, S.H. Byuna, Y.K. Lima – 80 Min / 700 MB. – Publisher: Piscataway, NJ, USA: IEEE Operations Centre, 2008. – 1 электрон. опт. диск (CD-ROM): кольор.; 12 см. – Систем. вимоги: Pentium; 32 Mb RAM; Windows 98/NT/2000/XP. – SFA/IEEE Proceedings OCEANS 2008, Paris, June 29 – July 4, 2008, "Acoustics'08 Eronoise". – ISBN: 978-2-9521105-4-

9103-9.

7. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и применение, 2-е издание. : Пер. с англ. / Б. Скляр. – М.: Издательский дом «Вильямс» – 2003. – 1104 с.
8. Worcester P.F. Reciprocal Acoustic Transmission in a Midocean Environment: Fluctuations. // J. Acoust. Soc. Am. – Melville, NY: ASA Acoustical Society of America, 1979. – Vol. 66, No. 4. – P. 1173 – 1181.
9. Ларин Р.М. Методы оптимизации. Примеры и задачи / Р.М. Ларин, А.В. Плясунов, А.В. Пяткин // Новосибирск: Новосибирский государственный университет. – 2003. – 120 с.
10. Родзин С.И. Гибридные интеллектуальные системы на основе алгоритмов эволюционного программирования / С.И. Родзин // Новости искусственного интеллекта. – 2000. – №3. – С. 159-170.
11. Курейчик В.М. Эволюционные алгоритмы: генетическое программирование. Обзор / В.М. Курейчик, С.И. Родзин // Известия РАН. – М.: ТуСУ. – 2002. – №1. – С. 127-137.
12. Nissen V. Einführung in evolutionäre algorithmen. – Braunschweig: Vieweg, 1997.
13. Еремеев А.В. Генетические алгоритмы и оптимизация / А.В. Еремеев // Омский государственный университет. – Омск: 2008. – 48 с.
14. Rechenberg I. Evolutionsstrategie: Optimierung technischer Systeme nach Prinzipien der Biologischen Information / Fromann-Holzboog, Stuttgart: 1973. – 142 S.
15. Herdy M., Patone G. Evolution Strategy in Action: 10 ES-Demonstrations, Technical Report TR-94-05, Technische Universität Berlin. – Berlin: 1994. – 18 S.

Надійшла до редколегії 23.10.2009

**Рецензент:** д-р фіз.-мат. наук, проф. М.М. Дівізінюк, Севастопольський національний університет ядерної енергії і промисловості, Севастополь.

### ОПТИМИЗАЦИЯ ФОРМЫ КРИВОЙ РАСШИРЕНИЯ СПЕКТРА ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО СИГНАЛА СВЯЗИ

К.Г. Кебкал

Рассматривается задача оптимизации характеристик цифровых гидроакустических сигналов связи, характеризующихся расширением спектра, для перспективных гидроакустических систем передачи данных под водой. Для сигналов связи с расширением спектра по одинаковому критерию оптимизации проведена оценка, указывающая на существенное влияние формы кривой изменения частоты (характеристик расширения) на свойства принимаемого сигнала, в каналах, характеризующихся высоким уровнем реверберации. Выполнена оптимизация формы кривой изменения частоты с использованием метода эволюционных стратегий, минимизирующая функционал, отражающий меру искажения принимаемого сигнала в каналах такого типа.

**Ключевые слова:** подводная телеметрия, цифровая связь, бескабельная подводная связь, гидроакустическая связь.

### OPTIMISATION OF FREQUENCY SPREAD CURVE OF A HYDRO-ACOUSTIC COMMUNICATION SIGNAL

K.G. Kebkal

The task of optimisation of digital spread-spectrum communication signals characteristics is considered, aimed for development of prospective hydroacoustic communication (data transmission) systems. For signals with frequency spread spectrum an estimation was carried out, which pointed out to significant influence of the form of frequency spread onto characteristics of receive signals in channels comprising strong and extended reverberation. By means of evolutionary computation algorithms an optimisation of the form of frequency spread was executed and the measure of signals impairments, typical for channels of these kind, was obtained.

**Keywords:** underwater telemetry, digital communication, wireless underwater link, hydro-acoustic communication.