

УДК 621.396.6

Демодуляція енергетично прихованих лінійно-частотно-модульованих сигналів

Стейскал А. Б.¹, Ковтун С. О.², Войтко В. В.¹, Огарок А. П.¹

¹Науково-дослідний інститут Міністерства оборони України, Київ, Україна,

²Товариство з обмеженою відповідальністю Науково-впроваджувальна фірма “КРИПТОН”, Київ, Україна

E-mail: vitalik_v_ua@i.ua

У статті проведено аналіз діаграми невизначеності прямокутного лінійно-частотно-модульованого радіоімпульсу. Виявлено характерні унікальні ознаки і особливості перерізу діаграми невизначеності. Запропоновано підхід до демодуляції прийнятого енергетично прихованого лінійно-частотно-модульованого сигналу на основі використання властивостей діаграми невизначеності елементарного радіоімпульсу. Обґрунтовано можливість його демодуляції. Для реалізації поставленої задачі запропоновано нове використання відомої схеми кореляційного приймача розрізнення двох сигналів з випадковими початковими фазами. Для чого визначено та розраховано параметри налаштування схеми кореляційного приймача (значень неузгодженості за часом та частотою), за яких можливо однозначно приймати рішення про прийнятий двійковий символ у процесі демодуляції лінійно-частотно-модульованого сигналу на основі отриманого значення вихідного сигналу корелятора. Проаналізовано залежності вихідного відношення сигнал/шум приймача від параметрів лінійно-частотно-модульованого сигналу. З урахуванням граничних значень параметрів цих сигналів при використанні їх системами зв'язку оцінено діапазони бігового інтервалу та девіації частоти, які потенційно можуть бути на вході приймального тракту. Проведено імітаційне моделювання процедури демодулювання за допомогою програмних пакетів Matlab R2016a та MathCAD 14. Результати моделювання підтверджують здатність запропонованого алгоритму демодулювати лінійно-частотно-модульований сигнал у вхідній суміші при малих відношеннях сигнал/шум. У ході аналізу кількісної міри завадостійкості запропонованого приймача зроблено висновок про добру узгодженість результатів моделювання з розрахунками. Спосіб демодуляції енергетично прихованого лінійно-частотно-модульованого сигналу, що пропонується, може бути впроваджений на вже існуючих засобах радіомоніторингу або використаний при розробленні нових засобів, що працюватимуть з широкосмуговими сигналами.

Ключові слова: демодуляція; лінійно-частотно-модульований сигнал; автокореляційний алгоритм; апіорна невизначеність; енергетично прихований сигнал; кореляційний метод; радіомоніторинг; складний сигнал; широкосмуговий сигнал

DOI: [10.20535/RADAR.2021.86.45-51](https://doi.org/10.20535/RADAR.2021.86.45-51)

1 Постановка проблеми у загальному вигляді

До сучасних телекомунікаційних систем (ТКС) висуваються вимоги щодо покращення таких важливих характеристик, як: завадостійкість, прихованість, ефективність роботи у завантажених радіочастотних діапазонах в умовах багатопроменевого розповсюдження радіохвиль тощо. Намагання покращити ці характеристики призводить до збільшення частки використання сигналів з розширеним спектром випромінювань: кодофазоманіпульовані сигнали, з лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ) та їх комбінації [1].

Застосування таких сигналів суттєво зменшує енергетичну доступність джерел і об'єктів радіомоніторингу (РМ). Вирішення завдань щодо вияв-

лення та демодуляції таких сигналів є складним науково-технічним завданням.

2 Аналіз останніх досліджень і публікацій

Одним з важливих науково-технічних завдань за напрямом дослідження проблем РМ ТКС, що використовують ЛЧМ сигнали [2], є демодуляція таких сигналів в умовах апіорної невизначеності.

Задачу виявлення енергетично прихованого ЛЧМ сигналу та визначення його параметрів було розв'язано у [3, 4] за допомогою дискретної моделі автокореляційного приймача з квадратурною обробкою, а задачу розпізнавання лінійної частотної модуляції – на основі автокореляційного приймача з

подвійною квадратурною обробкою. Тому завдання демодуляції енергетично прихованих ЛЧМ сигналів доцільно вирішувати, максимально використовуючи результати, отримані в [3, 4].

У науковій літературі не достатньо висвітлено питання демодуляції енергетично прихованих ЛЧМ сигналів ТКС в умовах апріорної невизначеності щодо виду й параметрів сигналу та енергетичної прихованості [2].

Отже, актуальність статті визначається її метою, яка полягає в розробленні методичного апарату демодуляції (розпізнавання виду частотно-заповнення) енергетично прихованих лінійно-частотно-модульованих сигналів телекомунікаційних систем на основі автокореляційного методу.

3 Виклад основного матеріалу

Для вирішення завдання демодуляції прийнятих енергетично прихованих ЛЧМ сигналів ТКС пропонується підхід, що ґрунтується на властивостях функції невизначеності (ФН). Фізично ФН $|\rho(\tau, f)|^2$ характеризує вихідний сигнал узгодженого фільтра на основі автокорелятора з квадратичним детектором [5, 6].

Користуючись властивістю симетричності ФН [7] проведемо аналіз її перерізу площиною $|\rho(\tau, f)|^2 = const$. Перерізи, отримані для різних значень ρ^2 , утворюють сімейство діаграм невизначеності (ДН). Діаграма невизначеності елементарного радіоімпульсу з лінійною частотною модуляцією являє собою еліпсоподібну фігуру, велика вісь якої лежить у I та III квадрантах системи координат $0 \tau f$, якщо є спадний закон ЛЧМ, або у II та IV квадрантах, якщо є зростальний закон ЛЧМ [3].

Враховуючи вище наведені властивості, пропонується демодулювати ЛЧМ сигнали на основі розташування еліпсоподібної ДН у системі координат $0 \tau f$. Будемо аналізувати ДН, отриману як резуль-

тат перерізу (на рівні -2 дБ) ФН площиною $\rho^2 = 0.794$.

Пропонується приймати рішення про прийнятий двійковий символ у процесі демодуляції ЛЧМ сигналів на основі отриманого значення вихідного сигналу корелятора. Вихідний сигнал буде відповідати значенню ФН в характерних точках еліпсоподібної ДН, якими є точки на великій осі.

Значення неузгодженості за часом τ_0 та частотою f_0 розраховуються за допомогою оцінок девіації частоти ($\Delta \hat{f}_p$) та бітового інтервалу ($\hat{\tau}_p$) [3]:

$$\tau_0 = k_{\tau 0} \times \hat{\tau}_p, \quad f_0 = k_{f 0} \times \Delta \hat{f}_p, \quad (1)$$

де $k_{\tau 0} = k_{f 0}$ – коефіцієнти неузгодженості за часом і частотою.

При $|\rho(\tau, f)|^2 = 0.794$: $k_{\tau 0} = k_{f 0} = 0.206$ [3]. Порядок оцінювання девіації частоти та бітового інтервалу ЛЧМ сигналу описано в роботі [3], тому цей матеріал не наводиться.

Апріорна невизначеність під час приймання енергетично прихованих ЛЧМ сигналів унеможливає застосування в приймачі оптимального алгоритму [8–11]. У цьому випадку пропонується використовувати автокореляційний алгоритм [6, 12], який є стійким до апріорної невизначеності параметрів вхідних сигналів. Автокореляційний алгоритм з квадратурною обробкою є "оптимальним" (квазіоптимальним) при виявленні сигналів невідомої форми з невідомою початковою фазою на фоні гауссівського стаціонарного шуму [3].

Так як ЛЧМ сигнал може складатись з дискрет зі спадним або зростальним законами, характерні точки еліпсоподібної ДН можуть лежати в різних квадрантах системи координат $0 \tau f$. Тому необхідно визначати значення кореляції як при позитивному, так і негативному значенні неузгодженості за частотою.

Таким чином, з урахуванням неузгодженості за частотою, пропонується автокореляційний алгоритм з подвійною квадратурною обробкою:

$$\begin{aligned} Z_1 &= \sqrt{\left\{ \frac{1}{T} \int_0^T y(t) y_{f+f_0}(t-\tau_0) dt \right\}^2 + \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T y_{\perp}(t) y_{f+f_0}(t-\tau_0) dt \right\}^2}, \\ Z_2 &= \sqrt{\left\{ \frac{1}{T} \int_0^T y(t) y_{f-f_0}(t-\tau_0) dt \right\}^2 + \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T y_{\perp}(t) y_{f-f_0}(t-\tau_0) dt \right\}^2}, \end{aligned} \quad (2)$$

де Z_1, Z_2 – значення кореляції на великій осі ДН ЛЧМ сигналу при зростальному / спадному законі ЛЧМ; $y(t)$ – вхідний сигнал; $y_{f+f_0}(t-\tau_0)$ – процес, отриманий шляхом зсуву вхідного сигналу $y(t)$ за часом на τ_0 та подальшого зсуву спектра процесу $y(t-\tau)$ за частотою на f_0 ; $y_{\perp}(t)$ – процес, отриманий шляхом зсуву всіх складових спектра вхідного сигналу $y(t)$ за фазою на $\pi/2$; T – час накопичення вхідного сигналу; $y_{f-f_0}(t-\tau_0)$ – процес, отриманий

шляхом зсуву вхідного сигналу $y(t)$ за часом на τ_0 та подальшого зсуву спектра процесу $y(t-\tau_0)$ за частотою на мінус f_0 .

Відповідно до обраного алгоритму (2) синтезовано структурну схему двоканального автокореляційного приймача з квадратурною обробкою (ДАПКО), який складається з двох класичних [3] автокореляційних приймачів з квадратурною обробкою (АПКО-1 та АПКО-2 Рис. 1), що відрізня-

ються знаком значення неузгодженості за частотою (позитивна і негативна).

Рішення про прийнятий двійковий символ приймається при порівнянні вихідного сигналу кожного каналу ДАПКО із заданим нормованим порогом $q_{пор}$.

Тобто, при зростальному законі елементарного ЛЧМ імпульсу рівень накопиченого сигналу за час інтегрування досягне нормованого порогу в каналі ДАПКО з позитивним значенням неузгодженості за частотою, що відповідатиме логічній "1". Навпаки, при спадному законі ЛЧМ, рівень накопиченого сигналу досягне нормованого порогу в каналі ДАПКО з негативним значенням неузгодженості за частотою, що відповідатиме логічному "0".

Авторами запропоновано розв'язувальне правило прийняття рішення про прийнятий двійковий символ:

при $Z_1 > q_{пор} > Z_2$ приймається гіпотеза про прийнятий двійковий символ "1";

при $Z_2 > q_{пор} > Z_1$ приймається гіпотеза про прийнятий двійковий символ "0";

при $Z_1 > q_{пор} < Z_2$ або $Z_1 < q_{пор} > Z_2$ приймається рішення про відсутність сигналу або помилку, де $q_{пор}$ – значення нормованого порогу.

Формула розрахунку величини відношення сигнал/шум на виході приймача (q) [2] з урахуванням формули (1) та $T = \hat{\tau}_p$, буде мати вигляд:

$$q = \frac{\sqrt{2}g^2\rho(\tau_0, f_0)\sqrt{\Delta f T}}{\sqrt{1 + 2g^2}}, \quad (3)$$

де g – відношення сигнал/шум за напругою на вході ДАПКО; $\rho(\tau_0, f_0)$ – ФН радіоімпульсу (дискрети) ЛЧМ сигналу ($\rho(\tau_0, f_0) = 0.794$ з параметрами налаштування ДАПКО $\tau = \tau_0$ та $f = f_0$ впродовж відрізка часу (інтервалу спостереження) тривалістю $T = \hat{\tau}_p$).

На Рис. 2 (тут і далі усі графіки залежностей отримано в середовищі MathCAD 14) наведено результати розрахунку за співвідношенням (3) залежності вихідного відношення сигнал/шум ДАПКО від вхідного при девіації частоти дискрети ЛЧМ сигналу $\Delta f_p = 10^8$ Гц та фіксованій її тривалості $\tau_p = 10^{-4}, 10^{-5}$ та 10^{-6} с.

На Рис. 2 відображено лінії нормованого порогу виявлення, значення якого обчислено згідно з критерієм Неймана–Пірсона [3, 4].

Величини нормованих порогів становлять $q_{пор1} = 3.035$, $q_{пор2} = 3.717$ і $q_{пор3} = 4.292$ для ймовірностей помилки (P_{er}) 10^{-2} , 10^{-3} та 10^{-4} відповідно.

Результати аналізу графіків показують, якщо ЛЧМ сигнал з параметрами $\Delta f_p = 10^8$ Гц та $\tau_p = 10^{-4}$ с має відношення сигнал/шум більше за -21.3 дБ, його можна виявити з імовірністю помилки $P_{er} = 10^{-4}$. Тобто, демодуляція енергетично прихованих ЛЧМ сигналів можлива.

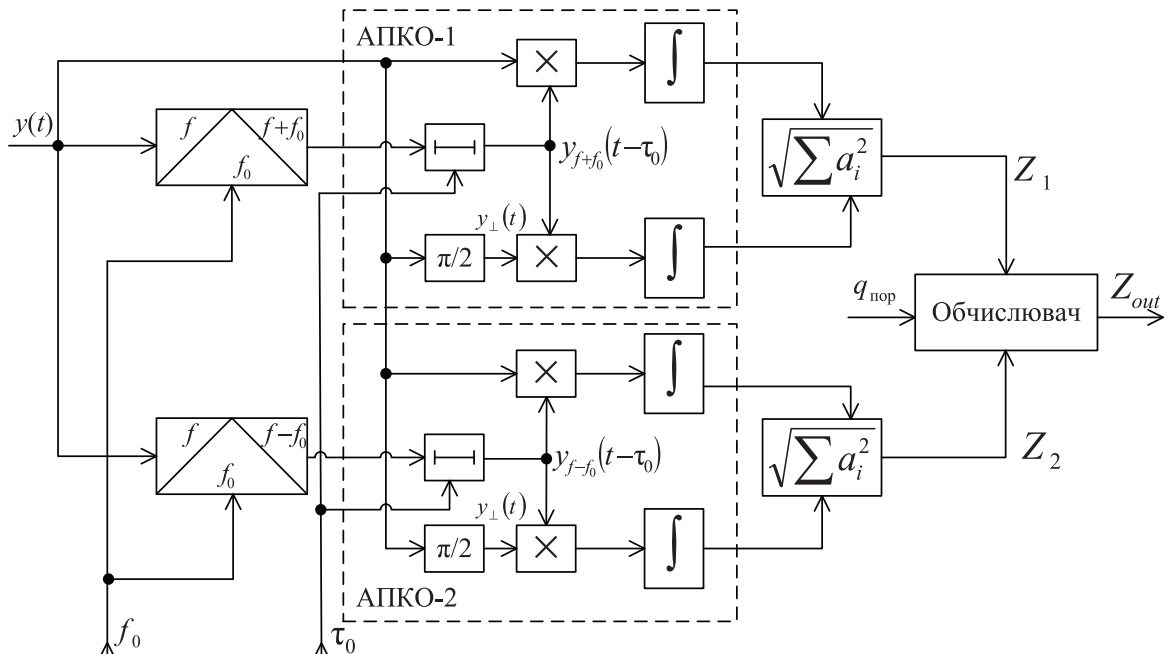


Рис. 1. Структурна схема двоканального автокореляційного приймача в режимі демодуляції ЛЧМ сигналів

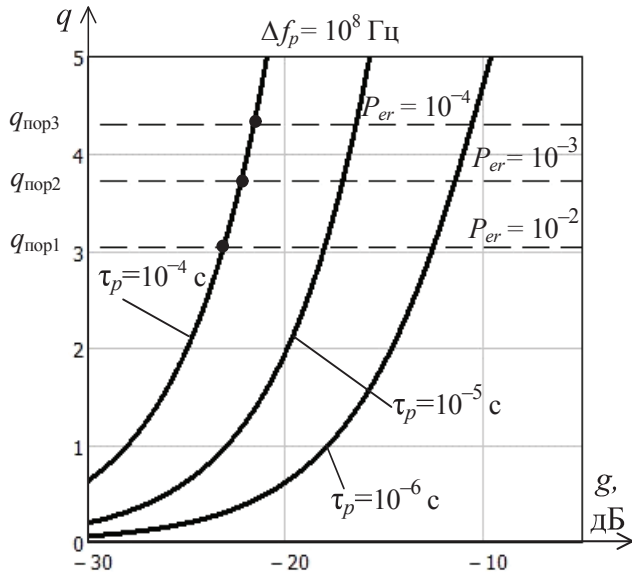


Рис. 2. Залежність вихідного відношення сигнал/шум від вхідного

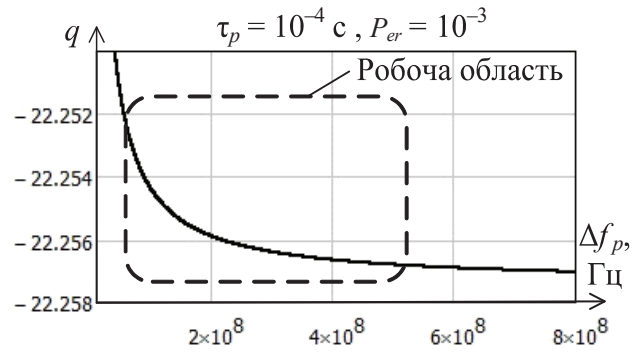


Рис. 4. Залежність величини вихідного відношення сигнал/шум від девіації частоти ЛЧМ сигналу при фіксованому значенні бітового інтервалу

З урахуванням граничних значень параметрів ЛЧМ сигналів при використанні їх системами зв'язку [13] оцінено діапазони бітового інтервалу та девіації частоти ЛЧМ сигналів, які потенційно можуть бути на вході приймального тракту. Зазначені діапазони позначено робочими областями на Рис. 3, 4. Отже, процедура демодуляції ЛЧМ сигналів складається з таких кроків (Рис. 5):

Проаналізуємо залежності вихідного відношення сигнал/шум ДАПКО від параметрів ЛЧМ сигналу. На Рис. 3 наведено результати розрахунку за співвідношенням (3) залежності вихідного відношення сигнал/шум ДАПКО від бітового інтервалу ЛЧМ сигналу при фіксованому значенні девіації частоти та різних значеннях P_{er} . Рис. 4 показує залежність вихідного відношення сигнал/шум ДАПКО від девіації частоти ЛЧМ сигналу при фіксованому значенні бітового інтервалу та різних значеннях P_{er} .

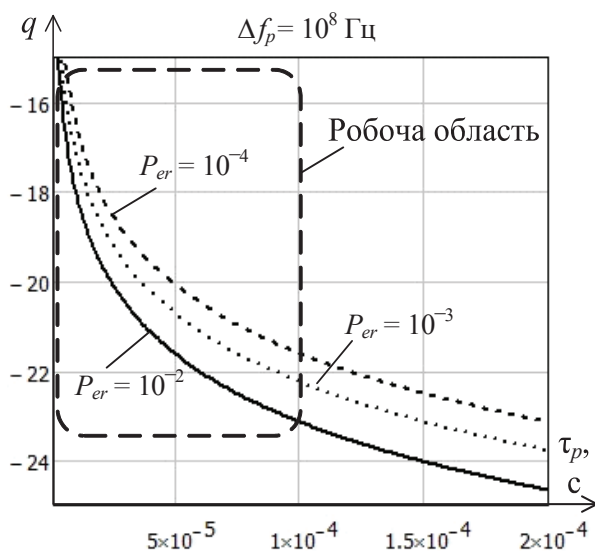


Рис. 3. Залежність величини вихідного відношення сигнал/шум від бітового інтервалу ЛЧМ сигналу при фіксованому значенні девіації частоти

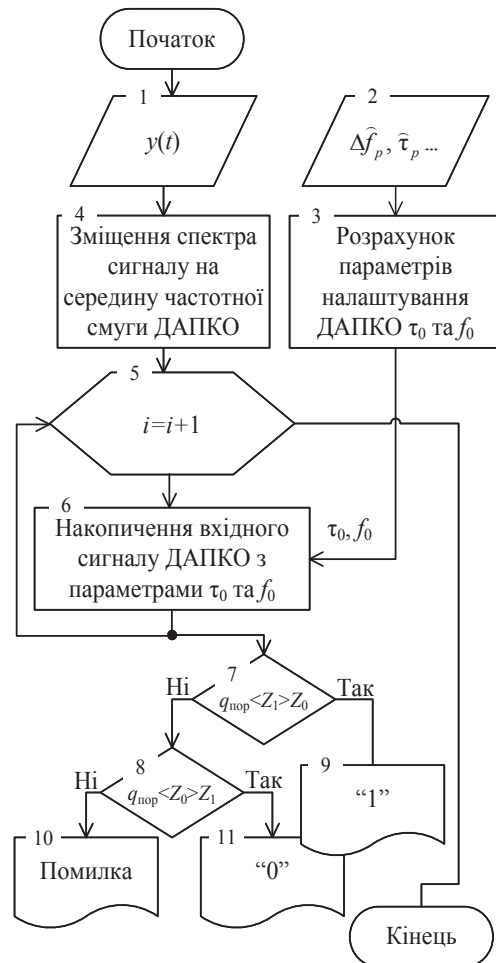


Рис. 5. Блок-схема процедури демодуляції ЛЧМ сигналу

1. Подання адитивної суміші $y(t)$ на вхід приймача.
2. Введення оцінок девіації частоти та бітового інтервалу ЛЧМ сигналу.
3. Розрахунок параметрів налаштування ДАПКО (значень неузгодженості за часом τ_0 та частотою f_0) за допомогою оцінок девіації частоти та бітового інтервалу за формулою (2).
4. Зміщення спектра сигналу на середину частотної смуги ДАПКО за методикою, викладеною в [4].
5. Накопичення вхідного сигналу ДАПКО з параметрами налаштування $\tau = \tau_0$ та $f = f_0$ впродовж відрізка часу (інтервалу спостереження) тривалістю $T = \hat{\tau}_p$.
6. Рішення Z_{out} про прийнятий двійковий символ приймається після закінчення часу накопичення T шляхом порівняння вихідного сигналу між каналами ДАПКО (Z_1 та Z_2). Додатковою умовою прийняття правильного рішення є перевищення вихідного сигналу заданого нормованого порогу $q_{пор}$. За інших умов приймається рішення про помилку.

Імітаційне моделювання. На основі викладеного проведено імітаційне моделювання процедури демодуляції ЛЧМ сигналу ТКС за допомогою програмного пакета Matlab R2016a. Для цього синтезовано функціональний вузол демодуляції.

Імітаційне моделювання проводилось із 100 значеннями вихідної напруги для кожного з тринадцяти значень відношення сигнал/шум (від -12 до -40 дБ). При чому, ЛЧМ імпульси модулювалися M -послідовністю з початковим вектором (1 1 1 1 0 1 0 1 1 0 0 1 0 0 0) згідно зі стандартом [13], де логічна "1" подана елементарною дискретною з лінійним зростанням частоти, а логічний "0" — з лінійним спаданням частоти.

При імітаційному моделюванні використовувались не оціночні значення девіації частоти та бітового інтервалу, а істинні. Тому похибки їх визначення при моделюванні не враховувались.

Побудова кривих завадостійкості демодуляції ЛЧМ сигналу. Критерієм оптимальності демодулятора є мінімум повної ймовірності помилки рішення відносно каналного символу. Для споживача кількісною мірою завадостійкості цифрової системи передачі даних є ймовірність помилки біта. У двійкових системах передачі даних ці ймовірності співпадають. За наявності в каналах демодулятора тільки власних шумів приймального пристрою відомо [2] вираз для ймовірності помилки (P_{er}) у квазіоптимальному приймачі при некогерентному прийманні двійкових символів ортогональних сигналів:

$$P_{er} = 0,5 \exp \left[-(q/2)^2 \right]. \quad (4)$$

На Рис. 6 наведено результати розрахунку за співвідношенням (4). Як видно з графічних залежностей, результати моделювання добре узгоджуються з розрахунками.

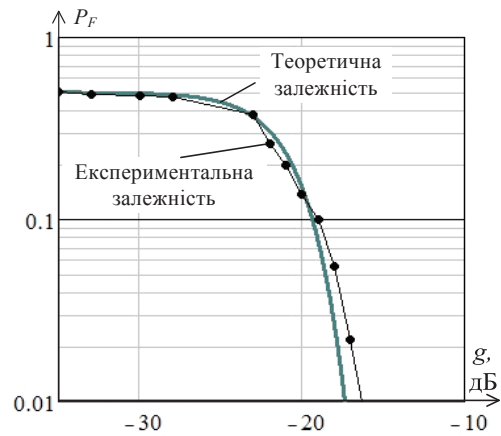


Рис. 6. Залежність ймовірностей хибної тривоги від відношення сигнал/шум

Таким чином, можна зробити висновок про те, що запропонована процедура має високу завадостійкість та може ефективно застосовуватися для демодуляції енергетично прихованих лінійно-частотно-модульованих сигналів.

Перспективи подальшого розвитку дослідження. У подальшому доцільно дослідити можливість розпізнавання інших сигналів (наприклад, кодофазоманіпульованих), які можуть бути застосовані в енергетично прихованому режимі роботи телекомунікаційних систем.

Висновки

Для вирішення завдання демодуляції енергетично прихованих лінійно-частотно-модульованих сигналів телекомунікаційних систем використано підхід, що ґрунтується на основі результатів аналізу розташування еліпсоподібної діаграми невизначеності у системі координат $0\tau f$.

Визначено послідовність кроків щодо демодуляції енергетично прихованих лінійно-частотно-модульованих сигналів.

Встановлено, що запропонований автокореляційний алгоритм з подвійною квадратурною обробкою здатний демодулювати лінійно-частотно-модульований сигнал з низькою спектральною щільністю потужності. Результати імітаційного моделювання свідчать, що за час накопичення 10^{-3} с можливо провести демодуляцію двійкових символів лінійно-частотно-модульованого сигналу з базою 10^4 при відношенні сигнал/шум мінус 17 дБ з ймовірністю помилки 10^{-2} .

Розглянутий підхід до демодуляції прийнятого енергетично прихованого лінійно-частотно-модульованого сигналу можна реалізувати під час розробки нових засобів радіомоніторингу.

Перелік посилань

1. Horai M., Kobayashi H., Nitta T. Chirp Signal Transform and Its Properties / Hindawi. *Journal of Applied Mathematics*. – Vol. 2014. – Article ID 161989. – 2014. – 8 p. <https://doi.org/10.1155/2014/161989>.
2. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. – 384 с. eLIBRARY ID: 24256018.
3. Стейскал А. Б., Ковтун С. О., Ильяшов О. О., Войтко В.В. Розпізнавання енергетично прихованих ЛЧМ сигналів телекомунікаційних систем в умовах параметричної невизначеності // Вісті вищих навчальних закладів. Радиоелектроніка. – НТУУ "КПІ". – 2020. – Т.63, №8 – С. 476–482. <https://doi.org/10.20535/S0021347020080026>.
4. Стейскал А. Б. Результати моделювання схеми визначення середньої частоти лінійно-частотно-модульованого сигналу з низькою спектральною щільністю потужності / А. Б. Стейскал // *Сучасні інформаційні технології у сфері безпеки та оборони*. – 2018. – Вип. 1(31). – С. 109–114.
5. Борисов В. И. Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / В. И. Борисов, В. М. Зинчук, А. Е. Лимарев. – М.: Радио и связь, 2003. – 640 с.
6. Proakis J. C., Manolakis D. K. *Digital Signal Processing (4th Edition)* // Pearson. – 2006. – 1104 p.
7. Бакулев П. А. Радиолокационные системы: учеб. для вузов / П. А. Бакулев. – М.: Радиотехника, 2004. – 320 с.
8. Bondarenko V. N., Bogatyrev E. V., Krasnov T. V., Garifullin V. F. Noise immunity of a quasi-optimal correlation receiver of noise-like signals with minimum frequency-shift keying / *Journal of Communications Technology and Electronics*. – 2013. – Vol. 58. – P. 1194–1199. DOI: <https://doi.org/10.1134/S1064226913070048>.
9. Joneidi M., Zaeemzadeh A., Rezaeifar S., Abavisani M., Rahnavard N. LFM signal detection and estimation based on sparse representation // 2015 49th Annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS), Baltimore, MD, USA. – 2015. – PP. 1-5. DOI: [10.1109/CISS.2015.7086856](https://doi.org/10.1109/CISS.2015.7086856).
10. Chen R. and Wang Y. Universal FRFT-based algorithm for parameter estimation of chirp signals // *Journal of Systems Engineering and Electronics*. – 2012. – Vol. 23, Iss. 4. – PP. 495-501. <https://doi.org/10.1109/JSEE.2012.00063>.
11. Kolchev A. A., Nedopekin A. E. Application of model of mixture of probabilistic distributions for definition of the signals of radiophysical probing // *Radioelectronics and Communications Systems*. – 2016. – Vol. 59. – PP. 362-368. <https://doi.org/10.3103/S0735272716080057>.
12. Щербаков В. С. Корреляционно-фильтровой метод обработки сверхширокополосных ЛЧМ сигналов / В. С. Щербаков // *Журнал радиоэлектроники*. – 2018. – №2. – 18 с. <http://jre.cplire.ru/jre/feb18/11/text.pdf>.
13. IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks – Specific requirements. Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) // IEEE Std 802.15.4a™-2007. – New York, USA, 2007.

References

- [1] Horai M., Kobayashi H., Nitta T. (2014). Chirp Signal Transform and Its Properties. *Hindawi. Journal of Applied Mathematics*, Vol.2014, Article ID 161989, 8 p. DOI: 10.1155/2014/161989.
- [2] Varakin L. Ye. (1985). *Sistemy svyazi s shumopodobnymi signalami*. M.: Radio i svyaz', 384 s. eLIBRARY, ID: 24256018. [In Russian].
- [3] Steiskal A. B., Kovtun S. O., Iliashov O. A., Voitko V. V. (2020). Identification of energy-hidden chirp signals of telecommunication systems in conditions of parametric uncertainty. *Radioelectronics and Communications Systems*, Vol. 63, No. 8, pp. 398-404. DOI: 10.3103/S0735272720080026.
- [4] Steiskal A. B. (2018). The results of scheme's design of detecting middle frequency of energy-hidden chirp signals. *Modern Information Technologies in the Sphere of Security and Defence*, Vol 1(31), pp. 109–114. [In Ukrainian].
- [5] Borisov V. I., Zinchuk V. M., Limarev A. Ye. (2003). *Pomekhozashchishchonnost' sistem radiosvyazi s rasshireniyem spektra signalov modulyatsiyey nesushchey psevdosluchaynoy posledovatel'nost'yu*. M.: Radioisvyaz', 640 p. [In Russian].
- [6] Proakis J. C., Manolakis D. K. (2006). *Digital Signal Processing*, (4th Edition). Pearson, 1104 p.
- [7] Bakulev P. A. (2004). *Radiolokatsionnyye sistemy: ucheb. dlyavuzov*. M.: Radiotekhnika, 320 p. [In Russian].
- [8] Bondarenko, V. N., Bogatyrev, E. V., Krasnov, T. V., Garifullin, V. F. (2013). Noise immunity of a quasi-optimal correlation receiver of noise-like signals with minimum frequency-shift keying. *Journal of Communications Technology and Electronics*, Vol. 58, pp. 1194–1199. DOI: [10.1134/S1064226913070048](https://doi.org/10.1134/S1064226913070048).
- [9] Joneidi M., Zaeemzadeh A., Rezaeifar S., Abavisani M., Rahnavard N. (2015). LFM signal detection and estimation based on sparse representation. *2015 49th Annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS)*, Baltimore, MD, USA, pp. 1-5. DOI: [10.1109/CISS.2015.7086856](https://doi.org/10.1109/CISS.2015.7086856).
- [10] Chen R. and Wang Y. (2012). Universal FRFT-based algorithm for parameter estimation of chirp signals. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, Vol. 23, Iss. 4, pp. 495-501. doi: 10.1109/JSEE.2012.00063.
- [11] Kolchev A. A., Nedopekin A. E. (2016). Application of model of mixture of probabilistic distributions for definition of the signals of radiophysical probing. *Radioelectronics and Communications Systems*, Vol. 59, pp. 362–368. DOI:10.3103/S0735272716080057.
- [12] Shcherbakov V. S. (2018). Korrelyatsionno-fil'trovoy metod obrabotki sverkhshirokopolosnykh LCHM signalov. *Zhurnal radioelektroniki*, No. 2. [In Russian].
- [13] IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks – Specific requirements. Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs). *IEEE Std 802.15.4a™-2007*.

Демодуляция энергетически скрытых линейно-частотно-модулированных сигналов

*Стейскал А. Б., Ковтун С. А., Войтко В. В.,
Огарок А. П.*

В статье проведен анализ диаграммы неопределенности прямоугольного линейно-частотно-модулированного радиопульса. Выявлены характерные признаки и особенности сечения диаграммы неопределенности. Предложен подход к демодуляции принятых энергетически скрытых линейно-частотно-модулированных сигналов на основе использования свойств диаграммы неопределенности элементарного радиопульса. Обоснована возможность их демодуляции. Проведено имитационное моделирование процедуры демодулирования с помощью программных пакетов Matlab R2016a и MathCAD 14. Результаты моделирования подтверждают способность предложенного алгоритма демодулировать линейно-частотно-модулированные сигналы во входной смеси при малых отношениях сигнал/шум. Полученные результаты можно использовать в проектировании новых средств радиомониторинга.

Ключевые слова: демодуляция; линейно-частотно-модулированный сигнал; автокорреляционный алгоритм; априорная неопределенность; энергетически скрытый сигнал; корреляционный метод; радиомониторинг; сложный сигнал; широкополосный сигнал

Demodulation of Energy Hidden Linear-Frequency-Modulated Signals

*Steiskal A. B., Kovtun S. O., Voitko V. V.,
Ogarok A. P.*

Statement of the problem in general

Recently, there has been a tendency to increase the number of telecommunication systems that use spread spectrum signals: binary phase-shift keying (BPSK) signals with linear frequency modulation, chirp signals and their combinations. Due to this, the anti-jamming of telecommunication systems is increased, the stealth mode of their functioning is provided.

This tendency raises issues in the field of radio monitoring systems implementation. The use of spread-spectrum signals in telecommunication systems significantly reduces the spectral height of radio emission and their energy availability. Detection such radio emission, classifying the signals, measuring their parameters and demodulation in the absence of any information about the signals of telecommunication systems, is a complex scientific and technical task.

Analysis of recent research and publications

One of the important scientific and technical task in the direction of research of telecommunication systems radiomonitoring problems that use signals with linear frequency

modulation (chirp signals), is demodulation of such signals in the conditions of uncertainty.

Previously, scientists solved the problem of detecting an energetically hidden chirp signal, determining its parameters using a discrete model of an autocorrelation receiver with quadrature processing and recognizing linear frequency modulation based on an autocorrelation receiver with double quadrature processing. Therefore, the problem of demodulation of energetically hidden signals with linear frequency modulation should be solved using the obtained scientific results as much as possible.

The scientific literature does not sufficiently cover the issue of demodulation of energetically hidden chirp signals of telecommunication systems in conditions of a priori uncertainty about the type and parameters of the signal and energetic concealment.

Thus, the relevance of the article is determined by its purpose, which is to develop a methodological apparatus for demodulation (recognition of the type of frequency) of energy-hidden chirp signals of telecommunication systems based on the autocorrelation method.

Presenting the main material

The article analyzes the uncertainty diagram of a rectangular chirp radio pulse. Characteristic features and cross-sectional features of the uncertainty diagram are revealed. An approach to demodulation of received energetically hidden chirp signals based on the use of the features of the uncertainty diagram of the elementary radio pulse is proposed. The possibility of their demodulation is substantiated. Simulation of the remodeling procedure was performed using Matlab R2016a and MathCAD 14 software packages. The simulation results confirm the ability of the proposed algorithm to demodulate chirp signals in the input combination at low signal-to-noise ratios.

Conclusion

To solve the problem of demodulation of chirp signals of telecommunication systems, an approach based on the results of the analysis of the location of the elliptical uncertainty diagram is used.

The sequence of steps for demodulation of chirp signals is determined.

It is established that the proposed autocorrelation algorithm with double quadrature processing is able to demodulate a chirp signal in the input combination with a signal-to-noise ratio of less than one.

The simulation results show that during the accumulation of 10^{-3} s it is possible to demodulate the binary symbols of the chirp signal with base 10^4 at a signal-to-noise ratio of minus 17 dB with a probability of error of 10^{-2} .

Prospects for further development of the study

In the future, it is advisable to explore the possibility of recognizing other signals (BPSK), which can be used in the energy-hidden mode of telecommunication systems.

Key words: demodulation; linear-frequency-modulated signal; autocorrelation algorithm; a priori uncertainty; energy latent signal; correlation method; radio monitoring; complex signal; broadband signal