

СИСТЕМИ ТА МЕТОДИ ОБРОБКИ ІНФОРМАЦІЇ

УДК 621.394

Євграфов Дмитро Вікторович,

провідний науковий співробітник ДНДІ МВС України, м. Київ, Україна,

ORCID ID 0000-0001-9651-1558

Заїчко Костянтин Вікторович,

начальник відділу ДНДІ МВС України, м. Київ, Україна,

ORCID ID 0000-0001-5987-3197

Білогуров Володимир Андрійович,

старший науковий співробітник ДНДІ МВС України,

м. Київ, Україна,

ORCID ID 0000-0003-1896-0782

Назарок Дмитро Станіславович,

старший науковий співробітник ДНДІ МВС України, м. Київ, Україна,

ORCID ID 0000-0002-3000-4534

СИНТЕЗ АСИМПТОТИЧНО ОПТИМАЛЬНОГО ДЕТЕКТОРА ШУМОПОДІБНИХ СИГНАЛІВ

Обґрунтовано структуру спеціального технічного засобу для виявлення шумоподібних сигналів, інтенсивність яких змінюється за певним законом. Показано, що головну увагу в обробці сигналу зосереджено на післядетекторних трактах. У ході синтезу спочатку подолано невизначеність щодо потужності шумового сигналу на вході детектора, а потім за параметром зміни інтенсивності шуму. Приблизно оцінені параметри цифрового післядетекторного оброблення сигналів і зроблений висновок щодо можливості реалізації алгоритму за допомогою мікропроцесорних систем.

Ключові слова: *густина потоку потужності шуму, оптимальний прийом сигналів, приймач максимальної правдоподібності, кореляційне оброблення, цифрова обробка сигналів.*

Обоснована структура специального технического средства для обнаружения шумоподобных сигналов, интенсивность которых изменяется по определенному закону. Показано, что главное внимание в обработке сигнала сосредоточено на последетекторных трактах. В процессе синтеза сначала преодолена неопределенность относительно мощности шумового сигнала на входе обнаружителя, а потом по параметру изменения интенсивности шума. Приблизительно оценены параметры цифровой последетекторной обработки сигналов и сделан вывод относительно возможности реализации алгоритма с помощью микропроцессорных систем.

© Yevhraphov Dmytro, Zaichko Kostyantyn, Bilohurov Volodymyr, Nazarok Dmytro, 2019

DOI (Article): <https://doi.org/>

Issue 3(58) 2019

<http://suchasnaspetstehnika.com/>

Ключевые слова: *плотность потока мощности шума, оптимальный прием сигналов, приемник максимального правдоподобия, корреляционная обработка, цифровая обработка сигналов.*

Постановка задачі

Синтезуємо спеціальний технічний засіб (СТЗ), який у кращий спосіб виявляє шумовий сигнал $x(t)$, густина потужності якого змінюється в часі t :

$$S(t, \gamma) = \frac{\Pi}{\gamma^2 t^2 + 1}, \quad (1)$$

де γ – деякий параметр, $\gamma \in [\theta_1, \theta_2]$, θ_1, θ_2 – нижня і верхня межі значень параметра, Π – максимальна густина потужності сигналу. На рис. 1 зображено сигнали $S(t, \gamma)$ для $\Pi = 1$. Нехай θ_2 така, що густина потужності змінюється набагато повільніше ніж амплітуда самої низькочастотної складової шумового сигналу.

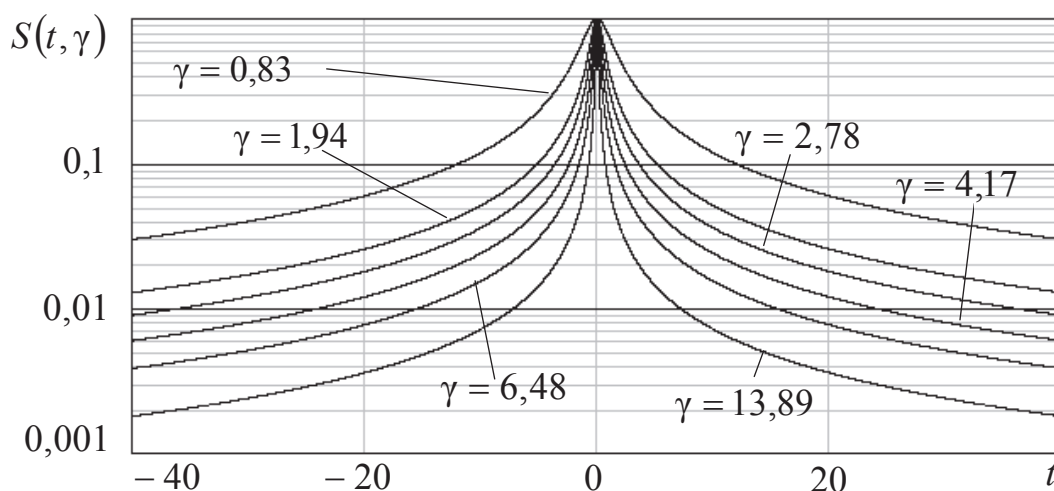


Рис. 1. Функції зміни інтенсивності шуму

Оскільки для шумового сигналу здійснити когерентну обробку можна лише за допомогою рознесених у просторі радіоприймачів, розглядатимемо прийом сигналу одним приймачем, обробка в якому здійснюється лише в післядетекторних трактах за принципами енергетичного накопичення [1]. Для цього на деякому досить тривалому інтервалі часу $t \in [-T, T]$ аналізується реалізація обгинаючої сигналу з радіоприймача $x_{\text{вих}}(t)$, що складається зі широкосмугового лінійного тракту, на який подається сигнал $x(t)$ з антенного пристрою, та амплітудного детектору (див. рис. 2). Задача синтезу фактично зводиться до обґрунтування структури пристрою обробки обгинаючої сигналу.

© Yevhraphov Dmytro, Zaichko Kostiantyn, Bilohurov Volodymyr, Nazarok Dmytro, 2019

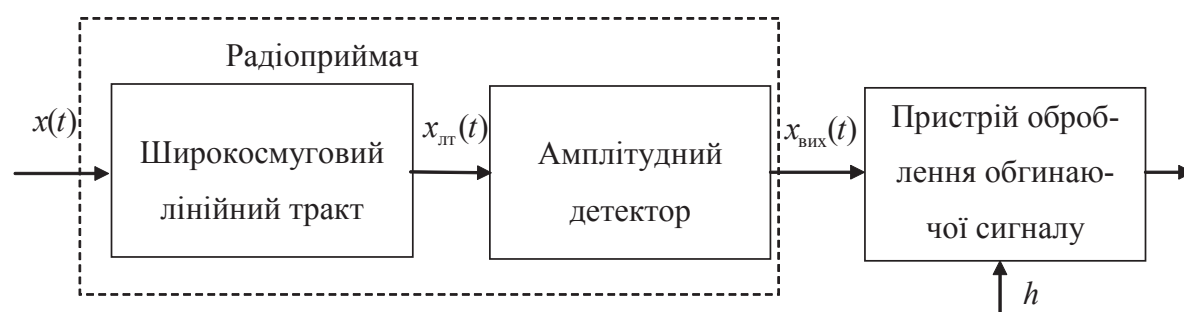


Рис. 2. Структура СТЗ

Розв'язання задачі

Відомо, що для будь якої гармоніки з амплітудою A у складі сигналу $x_{пт}(t)$ на виході лінійного тракту, який спостерігається на фоні внутрішнього шуму приймача з дисперсією

$$\sigma^2 = N_0 \Delta f,$$

N_0 – однобічна спектральна густина потужності білого гаусівського шуму (БГШ) радіоприймача, Δf – смуга перепускання лінійного тракту радіоприймача, вираз для логарифму функціонала співвідношення правдоподібності (ФСП) дискретно-аналогового виявляча можна подати для $0 < A/\sigma \ll 1$ виразом [2], який, з огляду на сигнал (1), що очікується на входи приймача, записується в вигляді:

$$L_2[x_k, A, \gamma] = \sum_{k=-N/2}^{N/2} \ln I_0\left(\frac{a_k \cdot x_k}{\sigma^2}\right) - \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=-N/2}^{N/2} a_k^2 \Big|_{A/\sigma \ll 1} \approx \frac{A^2}{4\sigma^4} \sum_{k=-N/2}^{N/2} \frac{x_k^2}{\gamma^2 T_d^2 k^2 + 1} - \frac{A^4}{32\sigma^8} \sum_{k=-N/2}^{N/2} \frac{x_k^4}{(\gamma^2 T_d^2 k^2 + 1)^2} - \frac{A^2}{2\sigma^2} \sum_{k=-N/2}^{N/2} \frac{1}{\gamma^2 T_d^2 k^2 + 1}, \quad (2)$$

де $a_k = A/\sqrt{\gamma^2 T_d^2 k^2 + 1}$, $x_k = x_{вих}(T_d k)$ – відліки обгинаючої сигналу, T_d – період дискретизації сигналу; $N = 2 \text{int}[T/T_d]$ – парна кількість відліків у виборці сигналу, $\text{int}[x]$ – ціла частина від x .

Припустимо, що амплітуда відліків шумового сигналу розподілена з певною апіорною щільністю імовірності $W(A) > 0$, $A \in [0, \infty[$. За відомої функції $W(A)$ алгоритм оброблення ухвалює рішення щодо наявності сигналу, якщо логарифм усередненого ФСП з урахуванням (2), записаними у вигляді

$$l_1[x, \gamma] = \ln \int_{A_1}^{A_2} \exp\{L_2[x_k, A, \gamma]\} \cdot W(A) dA = \ln \int_{A_1}^{A_2} \exp\left[\frac{A^2}{4\sigma^4} \sum_{k=-N/2}^{N/2} \frac{x_k^2}{\gamma^2 T_d^2 k^2 + 1} - \frac{A^4}{32\sigma^8} \sum_{k=-N/2}^{N/2} \frac{x_k^4}{(\gamma^2 T_d^2 k^2 + 1)^2} - \frac{A^2}{2\sigma^2} \sum_{k=-N/2}^{N/2} \frac{1}{\gamma^2 T_d^2 k^2 + 1}\right] W(A) dA \quad (3)$$

© Yevhraphov Dmytro, Zaichko Kostiantyn, Bilohurov Volodymyr, Nazarok Dmytro, 2019

СИСТЕМИ ТА МЕТОДИ ОБРОБКИ ІНФОРМАЦІЇ

перевищить деякий поріг виявлення h .

Якщо вибірка накопичується упродовж тривалого часу й $N \rightarrow \infty$:

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2} \frac{x_k^4}{(\gamma^2 T_d^2 k^2 + 1)^2} = 4\sigma^4 \cdot \text{const} \cdot (1 + 0(A_0 / \sigma)), \quad (4)$$

де A_0 – дійсне значення невідомої амплітуди сигналу, а $\text{const} \neq \infty$. При цьому до інтеграла в (3) можна застосувати метод перевалу [3]:

$$l_1[x, \gamma] \approx \ln W(\hat{A}_0) + (N+1) \cdot f(\hat{A}_0) + \ln \left(\sqrt{\frac{2\pi}{(N+1)\sigma^2 \left. \frac{d^2 f(A)}{dA^2} \right|_{A=\hat{A}_0}}} \right), \quad (5)$$

де

$$f(A) = \frac{A^2}{4\sigma^4(N+1)} \sum_{k=-N/2}^{N/2} \frac{x_k^2}{\gamma^2 T_d^2 k^2 + 1} - \frac{A^4}{32\sigma^8(N+1)} \sum_{k=-N/2}^{N/2} \frac{x_k^4}{(\gamma^2 T_d^2 k^2 + 1)^2} - \frac{A^2}{2\sigma^2(N+1)} \sum_{k=-N/2}^{N/2} \frac{1}{\gamma^2 T_d^2 k^2 + 1}, \quad (6)$$

а оцінка потужності шумового сигналу – дорівнює

$$\hat{A}_0^2 = \frac{4\sigma^4 \sum_{k=-N/2}^{N/2} \frac{x_k^2}{\gamma^2 T_d^2 k^2 + 1} - 8\sigma^6 \sum_{k=-N/2}^{N/2} \frac{1}{\gamma^2 T_d^2 k^2 + 1}}{\sum_{k=-N/2}^{N/2} \frac{x_k^4}{(\gamma^2 T_d^2 k^2 + 1)^2}}. \quad (7)$$

Підставляючи вираз (7) у вираз (6), а останній – у (5), отримаємо з урахуванням (4) вираз для достатньої статистики, за умов апіорної невизначеності щодо амплітуди прийнятого сигналу:

$$l_1[x, \gamma] \approx \frac{(g[x])^2}{2z[x]} - \frac{1}{2} \ln \left(\frac{g[x]}{\pi \sqrt{z[x]}} \right), \quad (8)$$

© Yevhraphov Dmytro, Zaichko Kostiantyn, Bilohurov Volodymyr, Nazarok Dmytro, 2019

де

$$g[x] = \sum_{k=-N/2}^{N/2} \frac{x_k^2}{\gamma^2 T_d^2 k^2 + 1} - 2\sigma^2 \sum_{k=-N/2}^{N/2} \frac{1}{\gamma^2 T_d^2 k^2 + 1}; z[x] = \sum_{k=-N/2}^{N/2} \frac{x_k^4}{(\gamma^2 T_d^2 k^2 + 1)^2}.$$

Якщо критерій оптимальності підібрано таким чином, щоб зі збільшенням відношення “сигнал–шум”

$$q^2 = \frac{2T_d}{N_0} \sum_{k=-N/2}^{N/2} \frac{A_0^2}{\gamma^2 T_d^2 k^2 + 1} \Big|_{N \rightarrow \infty} = \frac{2\pi A_0^2}{N_0 \gamma} \operatorname{cth} \left[\frac{\pi}{\gamma T_d} \right], \quad (9)$$

де $\operatorname{cth}[x]$ – гіперболічний котангенс, поріг h зростає швидко і $\ln(q^2) = 0(h)$, вираз для достатньої статистики виглядатиме:

$$l_1[x, \gamma] = \frac{\left[\sum_{k=-N/2}^{N/2} \frac{x_k^2 - 2\sigma^2}{\gamma^2 T_d^2 k^2 + 1} \right]^2}{2 \sum_{k=-N/2}^{N/2} \frac{x_k^4}{(\gamma^2 T_d^2 k^2 + 1)^2}}. \quad (10)$$

Як бачимо, алгоритм (10) не залежить від вигляду функції $W(a) > 0$ і дозволяє долати апріорну невизначеність щодо потужності прийнятого шумового сигналу. З урахуванням (9), можна замість сигналу $S(t, \gamma)$ розглядати прямокутний сигнал тривалістю

$$\tau_\gamma = \frac{\pi}{\gamma} \operatorname{cth} \left[\frac{\pi}{\gamma T_d} \right],$$

який матиме таку саму енергію за фіксованої потужності A_0^2 і визначає для суми у чисельнику виразу (10) значиму кількість відліків:

$$N_\gamma = \frac{\pi}{\gamma T_d} \operatorname{cth} \left(\frac{\pi}{\gamma T_d} \right), \quad (11)$$

а завдяки (4) – надає можливість подання суми в знаменнику (10) – у вигляді

© Yevhrapov Dmytro, Zaichko Kostiantyn, Bilohurov Volodymyr, Nazarok Dmytro, 2019

DOI (Article): <https://doi.org/>

Issue 3(58) 2019

<http://suchasnaspetstehnika.com/>

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{x_k^4}{(\gamma^2 T_d^2 k^2 + 1)^2} = N_{\gamma} 4\sigma^4 \cdot \text{const} \cdot (1 + 0(A_0 / \sigma)). \quad (12)$$

Результат (10), навіть з урахуванням (11) та (12), не є остаточним, оскільки не враховує можливої оптимізації алгоритму виявлення за параметром $\gamma \in [\theta_1, \theta_2]$ в разі, коли щільність імовірності розподілення $W(\gamma)$ – відома:

$$l[x] = \int_{\theta_1}^{\theta_2} l_1[x, \gamma] W(\gamma) d\gamma. \quad (13)$$

Проте знайти $W(\gamma)$ не завжди виходить і тоді долати невизначеність щодо неї можна шляхом застосування методу перевалу за інформативним параметром γ , за якого з урахуванням (12)

$$l[x] = \max_{\theta_1 \leq \gamma \leq \theta_2} \frac{1}{N_{\gamma}} \left[\sum_{k=-N/2}^{N/2} \frac{\frac{x_k^2}{\sigma^2} - 2}{\gamma^2 T_d^2 k^2 + 1} \right]^2. \quad (14)$$

У якості N виразу (14) можна взяти подвоєне ціле значення від $N_{\gamma_1} / 2$, розраховане за (11) для $\gamma = \theta_1$: $N = 2 \text{int}[N_{\gamma_1} / 2]$, оскільки це відповідає значимій кількості відліків в обробці найбільш тривалого сигналу з-поміж можливих.

Рішення про наявність сигналу або про те, що його немає, ухвалюють через порівняння логарифма ФСП (14) з порогом виявлення h , а функціональну схему алгоритму подано на рис. 3. Пристрій оброблення обгинаючої сигналу складається із квадратичного детектора (КД), на який подається сигнал з радіоприймача (РП), обладнання, що центрує післядетекторний процес, каналів кореляційного оброблення. Результати кореляційного оброблення порівнюються у пристрої вибору максимуму (ПВМ), а максимальний за амплітудою сигнал – у пороговому пристрої (ПП) з порогом виявлення h . Крім сигналу “Тривога”, на виході ПП з ПВМ генерується сигнал оцінки значення інформативного параметра $\gamma - \hat{\gamma}$, який відповідає m -му, каналу кореляційного оброблення, $m=1,2\dots M$, де амплітуда була максимальною, M – загальна кількість каналів кореляційного оброблення. Зрозуміло, що чим більше M , тим точнішою буде оцінка $\hat{\gamma}$, оскільки $\Delta\gamma = (\theta_2 - \theta_1) / M$, а $\gamma_m = \theta_1 + (m-1)\Delta\gamma$.

Квадратичний детектор і пристрій центрування процесу виділені у функціональні блоки для ілюстрації їх важливості, доведеної раніше. Насправді оскільки з РП поступає оцифрований сигнал, нескладно реалізувати ці блоки як цифрові перемножувачі вхідної амплітуди саму на себе та віднімання від результату

константи $2\sigma^2$. Деякі інтерфейси РП, побудовані за SDR-технологією, передбачають квадрати напруги вихідної обгинаючої сигналу, що дозволяє взагалі позбутися КД. Алгоритм оброблення наближається до оптимального за $q \rightarrow \infty$.

Попередній аналіз необхідної швидкості оброблення обгинаючої сигналу з РП свідчить про значення періоду дискретизації $T_d = 0,001 \div 0,1$ с. Це дозволяє легко реалізувати пристрій оброблення як самостійну мікропроцесорну систему з паралельним обрахунком в кореляційних каналах.



Рис. 3. Пристрій оброблення обгинаючої сигналу

У подальших дослідженнях важливим є розв'язання задачі аналізу синтезованого алгоритму з метою визначення показників якості виявлення шумоподібного сигналу та оцінки дальності його виявлення.

Отже, у ході дослідження ми дійшли низки висновків.

1. Асимптотично оптимальний (при збільшенні до нескінченності співвідношення сигнал/шум) алгоритм виявлення шумового сигналу не залежить від розподілення потужностей шуму й параметра шумового сигналу та має багатоканальну структуру, яка легко реалізується з використанням сучасних цифрових технологій.

2. Якщо показники якості виявлення шумового сигналу, синтезованого СТЗ, будуть незадовільними, необхідно застосувати усереднення, відповідно до виразу (13), у алгоритмі оброблення сигналу, у якому густину $W(\gamma)$ відшукують статистичним обробленням інформації про об'єкти шумового сигналу.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Евграфов Д.В. Асимптотически оптимальный последетекторный обнаружитель слабых сигналов неизвестной длительности. 2004. № 12. С. 36–39. (Изв. высш. учеб. заведений).
2. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.
3. Федорюк М.В. Метод перевала. М.: Наука, 1977. 368 с.

© Yevhraphov Dmytro, Zaichko Kostiantyn, Bilohurov Volodymyr, Nazarok Dmytro, 2019

REFERENCES

1. *Yevgrafov, D.V.* (2004) Simptoticheski optimal'nyy posledetektorny obnaruzhitel' slabykh signalov neizvestnoy dlitel'nosti. "Asymptotically Optimal Post-Detector of Weak Signals of Unknown Duration". Bulletin of Higher Educational Institutions 12, 36–39 [in Russian].
2. *Levin, B.R.* (1989) Teoreticheskiye osnovy statisticheskoy radiotekhniki. "Theoretical Foundations of Statistical Radio Engineering". M.: Radio and Communications, 1989. 656 p. [in Russian].
3. *Fedoriuk, M.V.* (1977) Metod perevala. "Pass Method". M.: Nauka. 368 p. [in Russian].

UDC 621.394

Yevhrapov Dmytro,

Leading Researcher

of the State Research Institute MIA Ukraine, Kyiv, Ukraine,

ORCID ID 0000-0001-9651-1558

Zaichko Kostiantyn,

Head of the Department

of the State Research Institute MIA Ukraine, Kyiv, Ukraine,

ORCID ID 0000-0001-5987-3197

Bilohurov Volodymyr,

Senior Staff Scientist of the

State Research Institute MIA Ukraine, Kyiv, Ukraine,

ORCID ID 0000-0003-1896-0782

Nazarok Dmytro,

Senior Staff Scientist of the

State Research Institute MIA Ukraine, Kyiv, Ukraine,

ORCID ID 0000-0002-3000-4534

**SYNTHESIS OF ASYMPTOTICALLY OPTIMIZING
NOISE SIGNAL DETECTOR**

The structure of a special technical tool for detecting noise-like signals, whose intensity varies according to the certain rule, is substantiated. The tool consists of a radio envelope processing device. It is shown, that the main one is a signal processing in the post-detector paths. A joint algorithm for detecting and evaluating a parameter for changing the intensity of a noise signal under a priori uncertainty regarding the radiation power and a parameter for changing the intensity is synthesized. During the synthesis, the uncertainty with respect to the power of the noise signal at the input of the receiver is first overcome, and then with respect to the parameter for changing the noise intensity. The synthesized post-detector algorithm for processing noise-like signals is optimal, when the ratio of the noise signal power to the receiver internal noise power at the output of the linear system tends to infinity. The post-detector detection path consists of a quadratic detector, a centering device, correlation processing channels, a maximum selection device and a threshold device. The maximum amplitude

© Yevhrapov Dmytro, Zaichko Kostiantyn, Bilohurov Volodymyr, Nazarok Dmytro, 2019

signal at the output of the maximum selection device is compared with the detection threshold. When the threshold is exceeded, an alarm is generated, and an informative parameter for changing the noise intensity is estimated by the number of the correlation channel with the maximum amplitude. The parameters of digital post-detector signal processing are analyzed and a conclusion is made about the possibility of implementing a processing algorithm on microprocessor systems.

Keywords: noise power flux density, optimal signal reception, maximum likelihood receiver, correlation processing, digital signal processing.

Отримано: 10.09.2019