

ВИЯВЛЕННЯ СИГНАЛУ РУХОМОЇ ЦІЛІ FMCW РАДАРІМ ПРИ ВІДОМІЙ ПОТУЖНОСТІ ЗАВАДИ

Маленчик Т.В., Жук С.Я.
Радіотехнічний факультет
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Україна
E-mail: sparrow@ex.ua.

SIGNAL DETECTION OF MOVABLE TARGET BY FMCW RADAR WITH KNOWN INTERFERENCE POWER

An algorithm for detecting a moving target signal by FMCW radar with known power interference was obtained and its efficiency was analyzed.

Одним з перспективних засобів виявлення рухомих цілей в тому числі і малорозмірних БПЛА є FMCW (Frequency modulated continuous wave) радар [1]. Він забезпечує: високоточне вимірювати дальності, а також радіальної швидкості, кращу безпеку через відсутність імпульсного випромінювання з великою потужністю; низьке енергоспоживання [2].

Для виявлення сигналу цілі на далекомірно-доплерівському портреті за даними FMCW радару широко використовуються алгоритми сімейства CFAR (Constant False Alarm Rate) [3]. При цьому потужність завади вважається невідомою і постійно оцінюється, шляхом аналізу відліків в межах прямокутної ковзної області. Оцінка ефективності таких алгоритмів проводиться шляхом статистичного моделювання. Представляє інтерес розробка алгоритму виявлення сигналу цілі при відомій потужності завади. Такий алгоритм забезпечує потенційні характеристики виявлення цілі.

Обробка сигналу FMCW радару включає прийом відбитого від цілі сигналу, його перемноження з опорним сигналом в змішувачі, низькочастотну фільтрацію результату перемноження з подальшим перетворенням в цифрову форму. В процесі виявлення цілі на інтервалі когерентного накопичення розглядаються дві гіпотези:

$$\begin{aligned} H_1: x(n\Delta t, mT) &= A \cos(2\pi f n + 2\pi F m + \phi) + w(n\Delta t, mT), \\ H_0: x(n\Delta t, mT) &= w(n\Delta t, mT), \quad n = \overline{0, N-1}, m = \overline{0, M-1}, \end{aligned} \quad (1)$$

де A - амплітуда; ϕ - початкова фаза; f , F - різницева частота зондуючого і отриманого сигналів та доплерівський зсув частоти цілі

$$f = \frac{2\rho R}{c}, \quad F = \frac{2f_c v n}{c};$$

ρ - швидкість зміни частоти ЛЧМ-сигналу; R - дальність до цілі; f_c - носійна частота; v - радіальна швидкість цілі; c - швидкість світла; Δt - крок дискретизації демодульованого сигналу; T - період модуляції ЛЧМ-сигналу; $w(n\Delta t, mT)$ - дискретний білий гаусівський шум з відомою дисперсією σ^2 .

Амплітуда A , частоти f, F та початкова фаза ϕ є невідомими. Будемо вважати, що на інтервалі когерентного накопичення ціль знаходиться в межах одного елемента розрізнення за дальністю і радіальною швидкістю. В цьому випадку частоти f, F на інтервалі спостереження не змінюються.

В якості критерію оптимальності використовується критерій Неймана-Пірсона, який при заданій ймовірності хибної тривоги α забезпечує максимальну ймовірність правильного виявлення D . Розглянута задача відноситься до класу задач виявлення з параметричної апіорною невизначеністю. Застосуємо для її вирішення адаптивний підхід з використанням методу максимальної правдоподібності [3]. В даному підході при відомому вимірюванні $x(n, m), n = \overline{0, N-1}, m = \overline{0, M-1}$ за критерієм максимальної правдоподібності визначаються оцінки невідомих параметрів., які в подальшому використовуються при визначенні функції правдоподібності гіпотези H_1 при вирішенні задачі виявлення. Можна показати, що вирішальне правило виявлення має вигляд:

$$\Gamma(\hat{f}_k, \hat{F}_l) \underset{\hat{H}_0}{\overset{\hat{H}_1}{\geq}} \gamma \quad (2)$$

де $\Gamma(f_k, F_l), k = \overline{0, N-1}, l = \overline{0, M-1}$ – періодограма, що розраховується шляхом двовірного дискретного перетворення Фур'є від сигналу $x(n\Delta t, mT)$

$$\Gamma(f_k, F_l) = \frac{1}{NM} \left| \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} x(n\Delta t, mT) \exp(-i2\pi(f_k n\Delta t + F_l mT)) \right|^2,$$

$\hat{f}_k, \hat{F}_l$ - значення частот f_k, F_l , при яких періодограма $\Gamma(f_k, F_l)$ приймає максимальне значення.

Ймовірність хибної тривоги розраховується за формулою:

$$\alpha = P\{\Gamma(f, F) > \gamma | H_0\} = p_{\chi^2_2}\left(\frac{2\gamma}{\sigma^2}\right) = \int_{2\gamma/\sigma^2}^{\infty} \frac{1}{2} e^{-x/2} dx = \int_{\gamma/\sigma^2}^{\infty} \frac{1}{2} e^{-z} dz = e^{-\gamma/\sigma^2}, \quad (3)$$

$p_{\chi^2_2}(\circ)$ - центральний розподіл хі-квадрат з двома ступенями свободи.

Тоді оптимальне значення порогу визначається за формулою:

$$\gamma = \sigma^2 \ln\left(\frac{1}{\alpha}\right). \quad (4)$$

Знайдемо ймовірність правильного виявлення D :

$$D = P\{\Gamma(f, F) \geq \gamma | H_1\} = p_{\chi^2_2(\lambda)}\left(\frac{2\gamma}{\sigma^2}\right) = Q_M\left(\sqrt{\frac{NMA^2}{2\sigma^2}}; \sqrt{\frac{2\gamma}{\sigma^2}}\right), \quad (5)$$

де $p_{\chi^2_2}(\circ)$ - нецентральний розподіл хі-квадрат з двома ступенями свободи; $Q_M(\circ)$ – функція Маркума.

Залежності ймовірності правильного виявлення цілі D від ВСШ (відношення сигнал шум) h^2 при $\alpha=10^{-3}$, розраховані за формулою (5) зображені на рис.1 суцільними лініями. При цьому ВСШ розраховується за формулою

$$h^2 = 10 \log\left(\frac{NMA^2}{2\sigma^2}\right).$$

Також на рис.1 штриховими лініями наведені аналогічні залежності, отримані шляхом статистичного моделювання, які співпадають з теоретичними розрахунками.

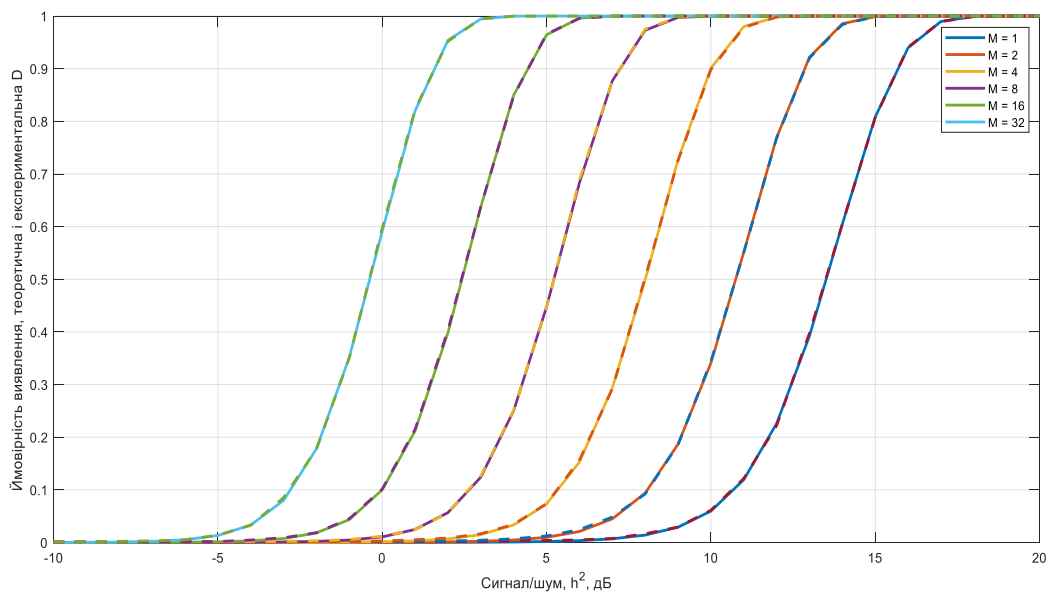


Рис. 1.- Залежності ймовірності правильного виявлення цілі D від ВСШ h^2 .

При збільшенні періодів зондування в два рази, необхідне для досягнення тієї ж ймовірності D ВСШ h^2 зменшується на 3 дБ, що відповідає закономірності когерентного накопичення сигналів. Отримані характеристики можуть виступати в якості нижньої границі ймовірності D алгоритмів виявлення сімейства CFAR.

Література

1. Jin, Y., Kim, B., Kim, S., & Lee, J. (2018). Design and Implementation of FMCW Surveillance Radar Based on Dual Chirps. *Elektronika Ir Elektrotechnika*, 24(6), 60-66. <https://doi.org/10.5755/j01.eie.24.6.22292>
2. Mohinder Jankiraman, *FMCW Radar Design*, Artech, 2018.
3. Richards, Mark A. 2022. *Fundamentals of Radar Signal Processing*. 3rd ed.