

УДК 621.391.26

В.Д. Карлов¹, С.А. Корняков², Д.В. Карлов¹¹Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков²Южный центр радиотехнического наблюдения

ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ЗАПАЗДЫВАНИЯ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА НА ФОНЕ МЕШАЮЩЕГО

В статье получены формулы, позволяющие оценить потенциальную точность измерения запаздывания полезного сигнала на фоне мешающего. Формулы конкретизированы применительно для сигналов с прямоугольной и скругленной формой спектра зондирующего сигнала. Проведены расчеты и построены графики, позволяющие оценить потенциальную точность измерения запаздывания полезного сигнала на фоне мешающего при равной амплитуде мешающего и полезного сигнала, а также применительно к случаю, когда амплитуда мешающего сигнала на порядок меньше полезного. Разность фаз между полезным и мешающим сигналами при этом полагалась случайной величиной. Рассмотрен случай, когда эта разность фаз принимала дискретные значения и случай, когда было проведено усреднение по ней.

Ключевые слова: потенциальная точность, полезный сигнал, мешающий сигнал, корреляционная матрица, комплексная амплитуда, случайные параметры сигнала.

Введение

Постановка проблемы. Измерение дальности (запаздывания) близко расположенных целей рассматривалось ранее в работах [1 – 3].

Однако в этих работах не исследовано совместное влияние амплитуды и фазы мешающего сигнала на точность измерения запаздывания полезного сигнала. Ниже приводятся результаты этого анализа.

Цель статьи: получить формулы, позволяющие оценить совместное влияние амплитуды и фазы мешающего сигнала на потенциальную точность измерения запаздывания полезного сигнала.

Основная часть

Примем следующие допущения: амплитуда, фаза и запаздывание сигналов, отраженных от первой и второй (мешающей) цели неизвестны; параметры обоих сигналов за время наблюдения не изменяются; измеряется только запаздывание сигнала, отраженного от первой цели (полезный сигнал).

Потенциальную точность оценим путем расчета дисперсий совместно эффективных оценок параметров полезного и мешающего сигналов, равных диагональным элементам матрицы, обратной матрице $\| \mu \|$, с элементами [4]:

$$\mu_{ik} = R_e \left\{ \frac{1}{2\pi N_0} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial \dot{S}_{\Sigma}(\Omega, \vec{\gamma})}{\partial \gamma_i} \cdot \frac{\partial \dot{S}_{\Sigma}^*(\Omega, \vec{\gamma})}{\partial \gamma_k} d\Omega \right\}, \quad (1)$$

где N_0 – спектральная плотность мощности белого шума; $\vec{\gamma} = (\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_m)$ – вектор случайных параметров сигнала; $\dot{S}_{\Sigma}(\Omega, \vec{\gamma})$ – комплексная амплитуда спектра суммарного сигнала;

$$\dot{S}_{\Sigma}(\Omega, \vec{\gamma}) = A \dot{G}_0(\Omega) e^{-j(\omega_0 + \Omega)\tau} \begin{bmatrix} e^{-j\beta_{01}} + \\ + \zeta e^{-j(\omega_0 + \Omega)\Delta\tau - j\beta_{02}} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

τ , A – запаздывание и амплитуда полезного сигнала; β_{01} , β_{02} – начальные фазы полезного и мешающего сигналов; $\Delta\tau$ – разность запаздываний полезного и мешающего сигналов; ζ – отношение амплитуды мешающего сигнала к амплитуде полезного сигнала; $\dot{G}_0(\Omega)$ – спектр комплексной амплитуды зондирующего импульса; $\Omega = \omega_0 - \omega$; ω_0 – круговая рабочая частота; ω – текущая частота спектра сигнала; $i = 1, 2, \dots, m$, $k = 1, 2, \dots, m$; m – число параметров, характеризующих суммарный сигнал.

Соотношения (1) и (2) являются исходными. Используя их, получим расчетное соотношение для элементов μ_{ik} корреляционной матрицы $\| \mu \|$.

После подстановки (2) в (1) и дифференцирования получаем:

$$\begin{aligned} \mu_{11} &= \frac{A^2}{2\pi N_0} \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 |\dot{G}_1(\Omega)|^2 d\Omega; \\ \mu_{12} &= \frac{A^2}{2\pi N_0} \cdot \zeta \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 \frac{|\dot{G}_1(\Omega)|^2}{|\dot{g}_0(\Omega)|^2} [\zeta + \cos(\Omega\Delta\tau + \Delta\beta)] d\Omega; \\ \mu_{13} &= 0, \mu_{14} = \frac{A^2}{2\pi N_0} \beta_1 \times \\ &\quad \times \int_{-\infty}^{\infty} \Omega \frac{|\dot{G}_1(\Omega)|^2}{|\dot{g}_0(\Omega)|^2} [1 + \zeta \cos(\Omega\Delta\tau + \Delta\beta)] d\Omega; \\ \mu_{15} &= \frac{A^2}{2\pi N_0} \zeta \cdot \beta_2 \int_{-\infty}^{\infty} \Omega \frac{|\dot{G}_1(\Omega)|^2}{|\dot{g}_0(\Omega)|^2} [\zeta + \cos(\Omega\Delta\tau + \Delta\beta)] d\Omega; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\mu_{22} &= \frac{A^2}{2\pi N_0} \zeta^2 \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 |\dot{G}_0(\Omega)|^2 d\Omega; \\ \mu_{23} &= \frac{A^2}{2\pi N_0} \zeta \int_{-\infty}^{\infty} \Omega \sin(\Omega\Delta\tau + \Delta\beta) \frac{|\dot{G}_1(\Omega)|^2}{|\dot{g}_0(\Omega)|^2} d\Omega; \\ \mu_{24} &= \frac{A^2}{2\pi N_0} \zeta \cdot \beta_1 \int_{-\infty}^{\infty} \Omega \frac{|\dot{G}_1(\Omega)|^2}{|\dot{g}_0(\Omega)|^2} \cos(\Omega\Delta\tau + \Delta\beta) d\Omega; \\ \mu_{25} &= \frac{A^2}{2\pi N_0} \zeta^2 \cdot \beta_2 \int_{-\infty}^{\infty} \Omega \frac{|\dot{G}_1(\Omega)|^2}{|\dot{g}_0(\Omega)|^2} d\Omega; \\ \mu_{33} &= \frac{1}{2\pi N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}_1(\Omega)| d\Omega; \\ \mu_{34} &= \frac{A}{2\pi N_0} \zeta \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\dot{G}(\Omega)|^2}{|\dot{g}_0(\Omega)|^2} \sin(\Omega\Delta\tau + \Delta\beta) d\Omega; \\ \mu_{35} &= -\frac{A}{2\pi N_0} \zeta \cdot \beta_2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\dot{G}_1(\Omega)|^2}{|\dot{g}_0(\Omega)|^2} \sin(\Omega\Delta\tau + \Delta\beta) d\Omega; \\ \mu_{44} &= -\frac{A^2}{2\pi N_0} \beta_1^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\dot{G}_1(\Omega)|^2}{|\dot{g}_0(\Omega)|^2} d\Omega; \\ \mu_{45} &= \frac{A^2}{2\pi N_0} \zeta \cdot \beta_1 \cdot \beta_2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\dot{G}_1(\Omega)|^2}{|\dot{g}_0(\Omega)|^2} \cos(\Omega\Delta\tau + \Delta\beta) d\Omega; \\ \mu_{55} &= \frac{A^2}{2\pi N_0} \zeta^2 \cdot \beta_2^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\dot{G}_1(\Omega)|^2}{|\dot{g}_0(\Omega)|^2} d\Omega,\end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned}\dot{G}_1(\Omega) &= \dot{G}_0(\Omega) [1 + \zeta \exp\{-j(\omega_0 + \Omega)\Delta\tau\}]; \\ \beta_1 &= \omega_0\tau + \beta_{01}; \quad \beta_2 = \omega_0(\tau + \Delta\tau) + \beta_{02}; \quad \Delta\beta = \beta_2 - \beta_1; \\ \dot{g}_0(\Omega) &= 1 + \zeta \exp\{-j(\omega_0 + \Omega)\Delta\tau\}; \\ \gamma_1 &= \tau; \quad \gamma_2 = \Delta\tau; \quad \gamma_3 = A; \quad \gamma_4 = \beta; \quad \gamma_5 = \beta_2.\end{aligned}$$

Матрица $\|\mu\|$ является симметричной. Диагональные элементы матрицы, обратной матрице $\|\mu\|$, характеризуют потенциальную точность одновременного измерения параметров $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_m$ суммарного сигнала. Нас интересует случай, когда измеряется только запаздывание τ полезного сигнала. Для вычисления дисперсии оценки τ последовательно снижаем порядок матрицы $\|\mu\|$ по формуле [4]:

$$B_{ik} = \mu_{ik} - \frac{\mu_{im}\mu_{km}}{\mu_{mm}}. \quad (3)$$

Этим исключением из анализа неизвестные параметры сигнала ($\Delta\tau, A, \beta_1, \beta_2, \zeta$).

Формулу для дисперсии оценки запаздывания полезного сигнала найдем применительно к случаям использования импульсов с прямоугольной и со

скругленной формой спектра $\dot{G}_0(\Omega)$ [5]:

$$|\dot{G}_0(\Omega)|^2 = \begin{cases} 1, & \text{при } |\Omega| \leq 0,5 \Delta\Omega; \\ 0, & \text{при } |\Omega| > 0,5 \Delta\Omega, \end{cases} \quad (4)$$

импульс с прямоугольным спектром;

$$|\dot{G}_0(\Omega)|^2 = \begin{cases} 1 + \cos \frac{2\pi}{\Delta\Omega} \Omega, & \text{при } |\Omega| \leq 0,5 \Delta\Omega; \\ 0, & \text{при } |\Omega| > 0,5 \Delta\Omega, \end{cases} \quad (5)$$

импульс со скругленным спектром.

Используя (3), (4) и полученные выше соотношения для μ_{ik} , находим выражение для дисперсии оценки запаздывания τ полезного сигнала на фоне мешающего в случае, когда спектр зондирующего импульса – прямоугольный:

$$\sigma^2\{\tau\} = \frac{1}{q^2} \cdot \frac{1}{B_{11} \left(1 - \frac{B_{12}^2}{B_{11} \cdot B_{22}}\right)}, \quad (6)$$

где $q^2 = \frac{2\mathcal{E}_\Sigma}{N}$, \mathcal{E}_Σ – энергия суммарного сигнала,

$$\mathcal{E}_\Sigma = \mathcal{E}_0 \left(1 + \zeta^2 + 2\zeta \cdot \cos \Delta\beta \frac{\sin 0,5 \Delta\Omega \Delta\tau}{0,5 \cdot \Delta\Omega \cdot \Delta\tau}\right);$$

\mathcal{E}_0 – энергия полезного сигнала; $\Delta\beta = \beta_2 - \beta_1$;

$$B_{11} = \frac{a_1(a_7a_8 - a_0^2) - a_4^2a_8^2 - a_3^2a_7 + 2a_3a_4a_0}{a_7a_8 - a_0^2};$$

$$B_{12} = \frac{\zeta[a_2(a_7a_8 - a_0^2) - a_4a_8a_9 - a_3a_6a_7 + a_0a_4a_6 + a_0a_3a_9]}{a_7a_8 - a_0^2};$$

$$B_{22} = \frac{\zeta^2[a_5(a_7a_8 - a_0^2) - a_8a_9^2 - a_6a_7 + 2a_0a_6a_9]}{a_7a_8 - a_0^2};$$

$$a_0 = \frac{2}{k\Delta\tau} \sin \frac{\Delta\Omega\Delta\tau}{2} \left[\cos \Delta\beta + \frac{2\zeta}{k\Delta\tau} \sin^2 \Delta\beta \sin \frac{\Delta\Omega\Delta\tau}{2} \right];$$

$$a_1 = \frac{1}{k} \left[(1 + \zeta^2) \frac{\Delta\Omega^3}{12} + \frac{4b_1}{\Delta\tau^3} \zeta \cos \Delta\beta \right];$$

$$a_2 = \frac{1}{k} \left[\frac{\zeta \cdot \Delta\Omega^3}{12} + \frac{2 \cos \Delta\beta \cdot b_1}{\Delta\tau^3} \right]; \quad a_3 = \frac{\zeta \cdot b_2 \cdot \sin \beta}{k};$$

$$a_4 = \frac{b_2 \cdot \sin \Delta\beta}{k}; \quad a_5 = \frac{1}{k} \left[\frac{\Delta\Omega^3}{12} - \frac{(b_2 \cos \Delta\beta)^2}{k} \right];$$

$$a_6 = \frac{b_2 \sin \Delta\beta}{k} \cdot \left(1 - \frac{2\zeta \cos \Delta\beta}{k\Delta\tau} \cdot \sin \frac{\Delta\Omega\Delta\tau}{2}\right);$$

$$a_7 = \frac{1}{k} \cdot \left(\Delta\Omega - \frac{4 \sin^2 \Delta\beta}{k\Delta\tau^2} \cdot \sin^2 \frac{\Delta\Omega\Delta\tau}{2}\right);$$

$$a_8 = \frac{1}{k} \cdot \left(\Delta\Omega - \frac{4 \sin^2 \Delta\beta}{k\Delta\tau^2} \cdot \sin^2 \frac{\Delta\Omega\Delta\tau}{2}\right);$$

$$a_9 = \frac{b^2 \sin^2 \Delta\beta}{k^2 \Delta\tau} \sin \frac{\Delta\Omega\Delta\tau}{2};$$

$$k = (1 + \zeta^2)\Delta\Omega + \frac{4\zeta \cos \Delta\beta}{\Delta\tau} \sin \frac{\Delta\Omega\Delta\tau}{2};$$

$$b_1 = \left[\left(\frac{\Delta\Omega\Delta\tau}{2} \right)^2 - 2 \right] \sin \frac{\Delta\Omega\Delta\tau}{2} + \Delta\Omega\Delta\tau \cos \frac{\Delta\Omega\Delta\tau}{2};$$

$$b_2 = \frac{2}{\Delta\tau^2} \left(\frac{\Delta\Omega\Delta\tau}{2} \cos \frac{\Delta\Omega\Delta\tau}{2} - \sin \frac{\Delta\Omega\Delta\tau}{2} \right).$$

Формула для дисперсии оценки запаздывания τ полезного сигнала для случая скругленной формы спектра имеет следующий вид:

$$\sigma^2 \{ \tau \} = \frac{1}{q^2} \frac{1}{D_{11} \left(1 - \frac{D_{12}^2}{D_{11} \cdot D_{22}} \right)}, \quad (7)$$

где

$$q^2 = \frac{2\mathfrak{E}'_{\Sigma}}{N_0}; \quad \mathfrak{E}'_{\Sigma} = \mathfrak{E}'_0(1 + \zeta^2) + 2\zeta \cos \Delta\beta \frac{\sin x}{x} \frac{\pi^2}{\pi^2 - x^2};$$

$$x = \frac{\Delta\Omega\Delta\tau}{2};$$

$$D_{11} = \frac{C_1(C_7C_8 - C_0^2) - C_4^2C_8 - C_3^2C_7 + 2C_3C_4C_0}{C_7C_8 - C_0^2};$$

$$D_{12} = \frac{\zeta[C_2(C_7C_8 - C_0^2) - C_4C_8C_9 - C_3C_6C_7 + C_0C_4C_6 + C_0C_3C_9]}{C_7C_8 - C_0^2};$$

$$D_{22} = \frac{\zeta^2[C_2(C_7C_8 - C_0^2) - C_8C_9^2 + 2C_0C_6C_9]}{C_7C_8 - C_0^2};$$

$$C_0 = \frac{d_3 \cos \Delta\beta}{A} + \zeta \left(\frac{d_3 \sin \Delta\beta}{A} \right);$$

$$C_1 = \frac{(\pi^2 - 6)(1 + \zeta^2)\Delta\Omega}{12\pi^2 A} + \frac{2\zeta d_1}{A};$$

$$C_2 = \frac{\pi^2 - 6}{12\pi^2 A} \zeta \cdot \Delta\Omega^3 + \frac{d_1}{A}; \quad C_3 = -\frac{\zeta d_2 \sin \Delta\beta}{A};$$

$$C_4 = -\frac{d_2 \sin \Delta\beta}{A}; \quad C_5 = \frac{\pi^2 - 6}{12\pi^2 A} \cdot \Delta\Omega^3 - \left(\frac{d_1 \cos \Delta\beta}{A} \right)^2;$$

$$C_6 = \frac{d_2 \sin \Delta\beta}{A} \left[\frac{\zeta d_3 \cos \Delta\beta}{A} - 1 \right]; \quad C_7 = \frac{\Delta\Omega}{A} - \left(\frac{d_3 \sin \Delta\beta}{A} \right)^2;$$

$$C_8 = \frac{\Delta\Omega}{A} - \zeta^2 \left(\frac{d_3 \sin \Delta\beta}{A} \right)^2; \quad C_9 = -\frac{d_2 d_3 \sin 2\Delta\beta}{2A^2};$$

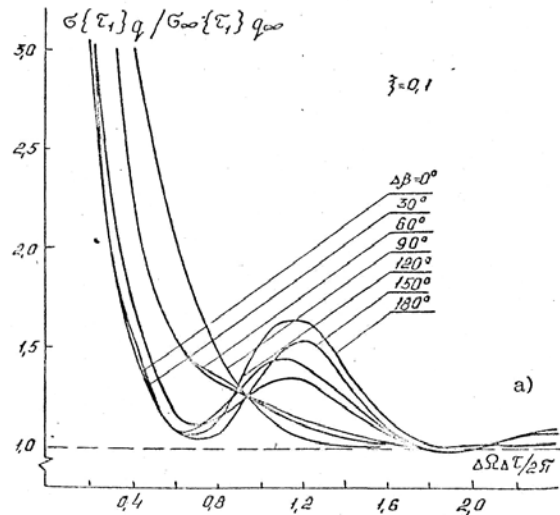
$$A = (1 + \zeta^2)\Delta\Omega + 2\zeta d_3 \cos \Delta\beta;$$

$$d_1 = \cos \Delta\beta \left\{ \frac{2}{\Delta\tau^3} \left[(x^2 - 2)\sin x + 2x \cos x \right] - z_1^3 [(z_2^2 - 2)\sin x + 2z_2 \cos x] - z_3^2 [(z_4^2 - 2)\sin x + 2z_4 \cos x] \right\};$$

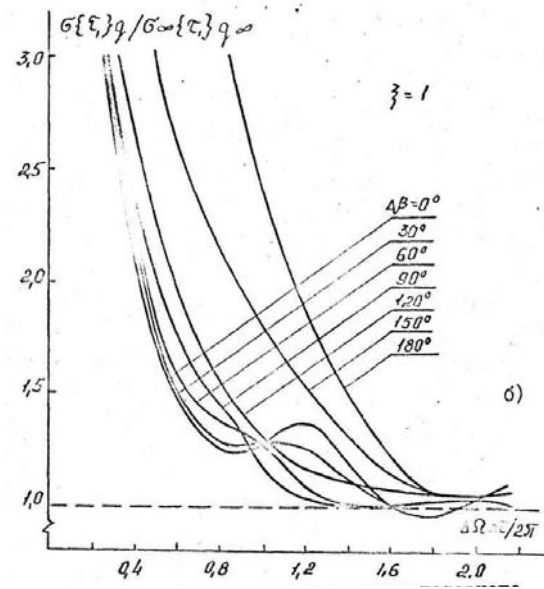
$$z_1 = \frac{\Delta\Omega}{2(x + \pi)}; \quad z_2 = x + \pi; \quad z_3 = \frac{\Delta\Omega}{2(x - \pi)}; \quad z_4 = x - \pi;$$

$$d_2 = \frac{2}{\Delta\tau^2} (\sin x - x \cos x) + z_1^2 (z_2 \cos x - \sin x) + z_3^2 (z_4 \cos x - \sin x);$$

$$d_3 = \sin x \left(\frac{2}{\Delta\tau} - z_1 - z_3 \right).$$



а



б

Рис. 1. Зависимость нормированной среднеквадратической ошибки измерения запаздывания полезного сигнала от степени перекрытия $(\Delta\Omega\Delta\tau/2\pi)$ полезного и мешающего сигналов, разности фаз $(\Delta\beta)$ между ними и амплитуды (ζ) мешающего сигнала (для прямоугольной формы спектра зондирующего сигнала)

Для того чтобы выявить влияние интерференции полезного и мешающего сигналов на точность измерения запаздывания полезного сигнала и исключить из рассмотрения побочные факторы (амплитуду полезного сигнала, чувствительность приемного устройства и др.) в дальнейшем рассмотрим величину

$$\sigma \{ \tau \} q / \sigma_{\infty} \{ \tau \} q_{\infty},$$

где $\sigma_{\infty}\{\tau\} = c_1/q_0\Delta\Omega$ – среднеквадратическая ошибка измерения запаздывания полезного сигнала в случае, когда полезный и мешающий сигналы не перекрываются; $q_0 = \sqrt{2\mathfrak{E}_0/N_0}$, $q_{\infty} = q_0\sqrt{1+\zeta^2}$, c_1 – постоянная, $c_1 = 3,47$ – для прямоугольной формы спектра $|\dot{G}_0(\Omega)|^2$, $c_1 = 5,5$ – для скругленной формы спектра $|\dot{G}_0(\Omega)|^2/4$.

жена разность запаздываний полезного и мешающего сигналов, выраженная в единицах длительности зондирующего импульса. Разность фаз $\Delta\beta$ варьировалась при расчетах в пределах от 0° до 180° с шагом 30° , а отношение ζ амплитуды мешающего сигнала к амплитуде полезного сигнала принималась равным 0,1 и 1,0. Рис. 1, а, б характеризует случай прямоугольной формы спектра сигнала, а рис. 2, а, б – скругленной.

Из формул (6), (7) и результатов численной оценки следует, что точность измерения запаздывания τ полезного сигнала на фоне мешающего зависит от степени перекрытия сигналов, разности фаз между ними и от амплитуды мешающего сигнала.

Разность фаз $\Delta\beta$ между полезным и мешающими сигналами является случайной величиной. Поэтому представляет интерес также оценка погрешности $\sigma^2\{\tau\}$, усредненной по $\Delta\beta$:

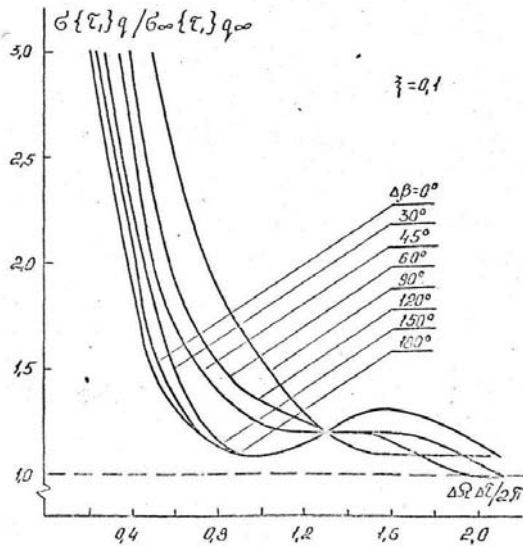
$$\overline{\sigma^2\{\tau\}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sigma^2\{\tau\} d\Delta\beta.$$

Результаты расчета величины

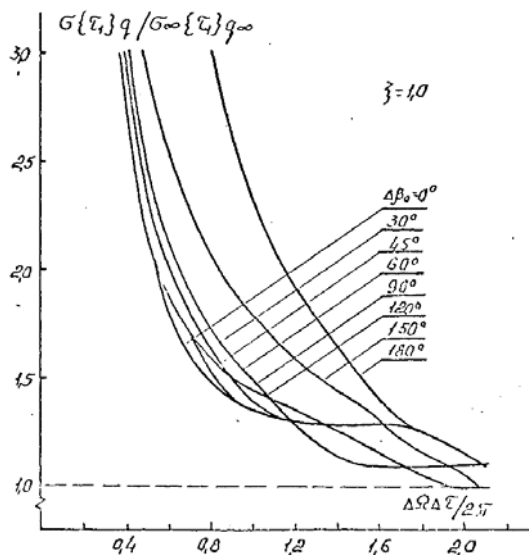
$$\sqrt{\overline{\sigma^2\{\tau\}}q} / \sigma_{\infty}\{\tau\}q_{\infty}$$

приведены на рис. 3, а для прямоугольной и на рис. 3, б для скругленной формы спектра сигнала.

Из рис. 3 следует, что точность измерения запаздывания полезного сигнала при уменьшении амплитуды мешающего сигнала повышается. Например, в случае, когда полезный и мешающий сигналы перекрываются наполовину ($\frac{\Delta\Omega\Delta\tau}{2\pi} = 0,5$), уменьшение амплитуды мешающего сигнала в 2,5 раза приводит к уменьшению погрешности оценки запаздывания τ в 1,9 и 1,3 раза (для случая с прямоугольным и скругленным спектром соответственно) по сравнению со случаем равенства амплитуд полезного и мешающего сигналов.



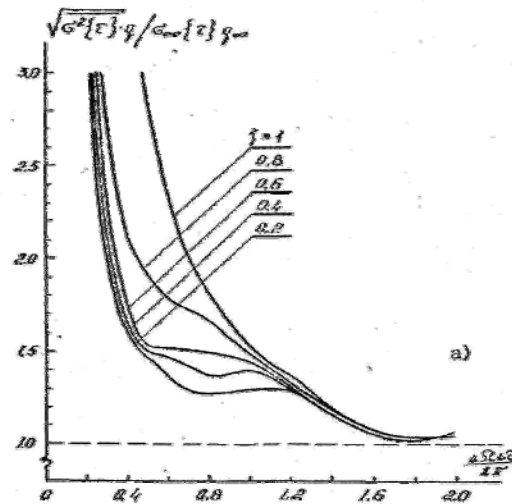
а



б

Рис. 2. Зависимость нормированной среднеквадратической ошибки измерения запаздывания полезного сигнала от степени перекрытия ($\Delta\Omega\Delta\tau/2\pi$) полезного и мешающего сигналов, разности фаз ($\Delta\beta$) между ними и амплитуды (ζ) мешающего сигнала (для скругленной формы спектра зондирующего сигнала)

Результаты расчета $\sigma\{\tau\}q / \sigma_{\infty}\{\tau\}q_{\infty}$ приведены на рис. 1 и 2. По оси абсцисс на рисунках отло-



а

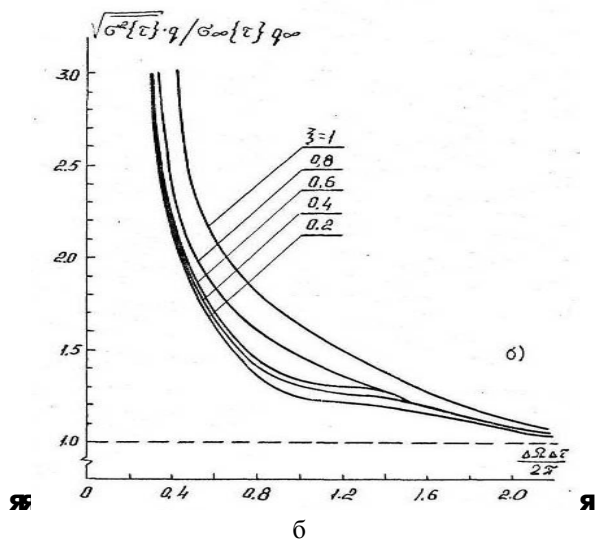


Рис. 3. Зависимость нормированной среднеквадратической ошибки измерения запаздывания полезного сигнала от степени перекрытия ($\Delta\Omega\Delta\tau/2\pi$) полезного и мешающего сигналов и амплитуды мешающего сигнала, для прямоугольной (а) и скругленной (б) формы спектра сигнала

Выводы

Результаты расчета потенциальной точности измерения запаздывания полезного сигнала на фоне мешающего свидетельствует о том, что точность

измерения запаздывания полезного сигнала на фоне мешающего можно увеличить не только, используя оптимальные измерители, которые являются достаточно сложными в реализации, а и более простым способом: дополнив применяемые в радиолокации измерители запаздывания одиночного эхо-сигнала устройствами подавления (уменьшения амплитуды) мешающего сигнала.

Список литературы

1. Островитянов Р.В. Статистическая теория радиолокации протяжённых целей. / Р.В. Островитянов, Ф.А. Басалов. – М.: Радио и связь, 1982. – 232 с.
2. Цифровая обработка радиолокационной информации при сопровождении целей / А.М. Бочкарёв, А.Н. Юрьев, М.Н. Долгов, А.В. Щербинин // Зарубежная радиоэлектроника. – 1991. – № 3. – С. 3-22.
3. Ширман Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов / Я.Д. Ширман. – М.: Сов. радио, 1974. – 360 с.
4. Кривелёв А.П. К расчёту дисперсий эффективных оценок при измерении параметров сигнала / А.П. Кривелёв // Радиотехника и электроника. – 1968. – Т. 13, № 3. – С. 539-542.
5. Справочник. Радиоэлектронные системы / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 510 с.

Поступила в редколлегию 16.06.2009

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Л.Ф. Купченко, Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков.

ПОТЕНЦІЙНА ТОЧНІСТЬ ВИМІРЮВАННЯ ЗАПІЗНЮВАННЯ КОРИСНОГО СИГНАЛУ НА ФОНІ МІШАЮЧОГО, ЩО ЗАВАЖАЄ

В.Д. Карлов, С.О. Корняков, Д.В. Карлов

У статті отримані формули, вимірювання запізнювання корисного сигналу, що дозволяють оцінити потенційну точність, на тлі того, що заважає. Формули конкретизовані застосовно для сигналів з прямокутною і округляючою формою спектру зонduючого сигналу. Проведені розрахунки і побудовані графіки, вимірювання запізнювання корисного сигналу, що дозволяють оцінити потенційну точність, на тлі того, що заважає при рівній амплітуді сигналу, що заважає і корисного, а також стосовно випадку, коли амплітуда сигналу, що заважає, на порядок менше корисного. Різниця фаз між корисними сигналами, що заважають, при цьому вважалася випадковою величиною. Розглянутий випадок, коли ця різниця фаз приймала дискретні значення і випадок, коли було проведено усереднювання по ній.

Ключові слова: потенційна точність, корисний сигнал, що заважає сигнал, кореляційна матриця, комплексна амплітуда, випадкові параметри сигналу.

POTENTIAL EXACTNESS OF MEASURING OF DELAY OF USEFUL SIGNAL ON BACKGROUND OF PREVENTING

V.D. Karlov, S.A. Korniyakov, D.V. Karlov

In the article formulas, allowing to estimate potential exactness measurements of delay of useful signal, are got on a background preventing. Formulas are specified применительно for signals with the rectangular and скругленной form of spectrum of sounding signal. Calculations are conducted and the graphs are built, allowing to estimate potential exactness measurements of delay of useful signal on a background preventing at equal amplitude of preventing and useful signal, and also as it applies to a case, when amplitude of preventing signal on an order less useful. The difference of phases between useful and preventing signals here relied casual a size. A case is considered, when this difference of phases took on discrete values and case, when averaging was conducted on her.

Keywords: potential exactness, useful signal, preventing signal, correlation matrix, complex amplitude, casual parameters of signal.