

125

Трифонов

125

ИЗВЕСТИЯ

ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

ОТДЕЛЬНЫЙ ОТТИСК

№ 4

В заключение отметим, что результатов близких к полученным можно достигнуть путем применения фильтров при формировании и обработке группового сигнала. Выбор того или иного способа сужения полосы частот должен определяться сложностью технической реализации в каждом конкретном случае.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Вершинин В. А., Ландо В. С. Исследование влияния линии связи и погрешности синхронизации на помехоустойчивость групповой передачи двоичной информации на основе ортогональных функций Уолша // Радиоэлектроника. — 1984. — № 9. — С. 28—32. (Изв. высш. учебн. заведений).

2. Макаров С. Б., Цикин И. А. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания. — М.: Радио и связь, 1988. — 304 с.

Поступила в редакцию после переработки 27.07.90.

УДК 621.391.01

А. П. ТРИФОНОВ, В. И. ПАРФЕНОВ

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ИМПУЛЬСНОЙ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ МОДУЛЯЦИИ ШУМОВОЙ НЕСУЩЕЙ ПРИ НЕИЗВЕСТНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ МОДУЛИРУЮЩЕГО ИМПУЛЬСА

В [1] предложен нестационарный вариант модуляции шумовой несущей, основанный на использовании частотной манипуляции. Рассмотрим влияние априорной информации о длительности модулирующего импульса (ДМИ) на помехоустойчивость приема сигнала с импульсной частотно-временной модуляцией (ИЧВМ) шумовой несущей.

Полезный сигнал [1], принимаемый на интервале времени $[-T/2; T/2]$, запишем как

$$s(t, \tau_0, \gamma_0) = \{1 - I[(t - \tau_0)/\gamma_0]\} \xi_1(t) + I[(t - \tau_0)/\gamma_0] \xi_2(t), \quad (1)$$

где $I(x) = 1$ при $|x| < 1/2$ и $I(x) = 0$ при $|x| > 1/2$; γ_0 — ДМИ; $\xi_i(t)$ — реализации центрированных независимых узкополосных гауссовских стационарных случайных процессов, обладающих спектрами мощности $G_i(\omega) = G_0 \{f[(\nu_i - \omega)/\Omega] + f[(\nu_i + \omega)/\Omega]\}/2$. Здесь $f(x) = f(-x)$ определяет форму спектра мощности и нормирована так, что $\max f(x) = 1$, $\int_{-\infty}^{\infty} f^2(x) dx = 1$, а ν_i и Ω — центральные частоты и эквивалентная полоса частот шумовой несущей $\{\xi_i(t)\}$, $i = 1, 2$. Полагаем, что неизвестное временное положение τ_0 модулирующего импульса, подлежащее оценке, принимает значения из априорного интервала $[-T_0/2; T_0/2]$, причем $T_0 + \gamma_0 < T$ и $\mu = \gamma_0 \Omega / 2\pi \gg 1$.

Пусть сигнал (1) принимается на фоне гауссовского белого шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью N_0 . Для оценки временного положения τ_0 модулирующего импульса с априори неизвестной длительностью γ_0 используем приемник, синтезированный в [1] по методу максимального правдоподобия. Тогда оценка временного положения τ^* определяется как положение абсолютного (наибольшего) максимума функции

$$L^*(\tau) = \int_{\tau - \gamma^*/2}^{\tau + \gamma^*/2} Y(t) dt/2 \quad (2)$$

при $\tau \in [-T_0/2; T_0/2]$. В (2) обозначено: $Y(t) = y_2^2(t) - y_1^2(t)$; $y_i(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t') H_i(t - t') dt'$ — выходной сигнал фильтра с импульсной передаточной функцией $H_i(t)$. При этом передаточная функция $H_i(\omega)$ такого фильтра удовлетворяет соотношению

$$|H_i(\omega)|^2 = 2G_i(\omega)/N_0 [N_0/2 + G_i(\omega)], \quad i = 1, 2; \quad (3)$$

$x(t) = s(t, \tau_0, \gamma_0) + n(t)$ — реализация наблюдаемых данных; γ^* — ожидаемая (прогнозируемая) ДМИ. Измеритель (2) может быть реализован так, как это описано в [1], с тем отличием, что используемый в [1] фильтр, согласованный с импульсом $I(t/\gamma_0)$, заменяется на фильтр, согласованный с импульсом $I(t/\gamma^*)$. Следовательно, если положить $\gamma^* = \gamma_0$, то измеритель (2) совпадает с приемником максимального правдоподобия (ПМП) [1]. Отметим, что для реализации такого из-

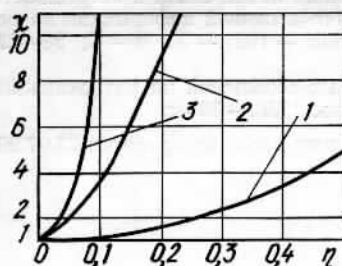


Рис.1

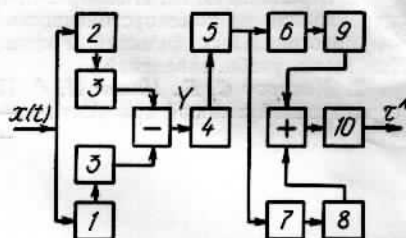


Рис.2

мерителя должны быть априори известны форма спектра мощности шумовой несущей $G_i(\omega)$ и спектральная плотность белого шума N_0 .

Найдем характеристики надежной (т. е. при $T_0 < \min(\gamma_0, \gamma^*)$) оценки τ^* в условиях высокой апостериорной точности [1]. Используя метод [2] и решая соответствующее уравнение Фоккера—Планка—Колмогорова, получаем: а) оценка τ^* несмещенная; б) обладает рассеянием (средним квадратом ошибки)

$$V(\tau^*) = E[(\tau^* - \tau_0)^2] = \gamma_0^2 \left\{ \eta^2/8 + \exp(z^2|\eta|) [1 - \Phi(z\sqrt{2|\eta|})] \left[\frac{13}{z^4} - \frac{13|\eta|}{z^2} + 8\eta^2 - \frac{4}{3} z^2 |\eta|^3 \right] + \left[\frac{2}{3} z\eta^2 - \frac{13|\eta|}{3z} + \frac{13}{z^3} \right] \sqrt{\frac{|\eta|}{\pi}} \right\}; \quad (4)$$

$$z^2 = 4\mu q^2 \left(\int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(x)[f(x) - f(x-\varepsilon)]}{1 + qf(x)} dx \right)^2 \left(\int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{f(x) - f(x-\varepsilon)}{1 + qf(x)} \right)^2 dx \right)^{-1}; \quad (5)$$

$$\eta = (\gamma^* - \gamma_0)/\gamma_0, \quad \varepsilon = |v_1 - v_2|/\Omega, \quad q = G_0/N_0.$$

Здесь $\Phi(x) = \int_{-\infty}^x \exp(-t^2/2) dt / \sqrt{2\pi}$ — интеграл вероятности. Полагая в (4) $\eta = 0$, т. е. считая, что ДМИ априори известна, получаем рассеяние $V_0 = 13 \gamma_0^2 / 2z^4$ оценки максимального правдоподобия (ОМП) [1] временного положения модулирующего импульса.

Ухудшение точности оценки τ^* , возникающее из-за незнания ДМИ, можно охарактеризовать отношением $\chi(\eta) = V(\tau^*)/V_0$. На рис. 1 приведена эта зависимость для различных значений отношения сигнал—шум z (5). Кривая 1 соответствует $z=5$, 2 — 10, 3 — 15. Согласно рис. 1, проигрыш в точности измерения временного положения модулирующего импульса из-за незнания его длительности может быть значительным и возрастает с увеличением апостериорной точности оценки.

Для повышения точности оценки временного положения модулирующего импульса при неизвестной ДМИ можно использовать совместную ОМП $\hat{\tau}$ и $\hat{\gamma}$ неизвестных временного положения и ДМИ. В соответствии с определением совместные ОМП находятся как координаты наибольшего максимума случайного двумерного поля

$$L(\tau, \gamma) = \int_{\tau-\gamma/2}^{\tau+\gamma/2} Y(t) dt / 2 \quad (6)$$

так, что

$$(\tau^{\wedge}, \gamma^{\wedge}) = \arg \sup L(\tau, \gamma), \quad (7)$$

где $\tau \in [-T_0/2; T_0/2]$, $\gamma \in [\Gamma_1; \Gamma_2]$ — априорный интервал возможных значений неизвестной ДМИ.

Найти характеристики ОМП $\tau^{\wedge}$ удастся относительно просто, если оценка является надежной и $T_0 < \Gamma_1$ [3]. Перейдем к новым неизвестным параметрам

$$\theta_1 = \tau - \gamma/2, \quad \theta_2 = \tau + \gamma/2, \quad (8)$$

представляющим положения переднего и заднего фронтов модулирующего импульса сигнала (1). Очевидно,

$$\tau = (\theta_1 + \theta_2)/2, \quad \gamma = \theta_2 - \theta_1. \quad (9)$$

Используя (8), представим (6) в виде

$$L(\tau, \gamma) = L(\theta_1, \theta_2) = \int_{\theta_1}^{\theta_2} Y(t) dt/2 = L_1(\theta_1) + L_2(\theta_2); \quad (10)$$

$$L_1(\theta_1) = \int_{\theta_1}^{\vartheta} Y(t) dt/2, \quad L_2(\theta_2) = \int_{\vartheta}^{\theta_2} Y(t) dt/2,$$

где ϑ — фиксированное значение из интервала $[-(\Gamma_1 - T_{01})/2; (\Gamma_1 - T_{01})/2]$. Положим далее, что ОМП $\theta_i^{\wedge}(\tau^{\wedge}, \gamma^{\wedge})$ обладают высокой апостериорной точностью, т. е. ошибки оценивания малы по сравнению с ДМИ γ_0 . Для этого необходимо, чтобы $|\vartheta - \theta_i| \Omega/2\pi \gg 1$ и $z^2 \gg 1$. Тогда процессы $L_i(\theta_i)$ в (10) приближенно статистически независимы и ОМП положений переднего и заднего фронтов модулирующего импульса сигнала (1) запишутся как

$$\theta_i^{\wedge} = \arg \sup L_i(\theta_i), \quad i = 1, 2 \quad (11)$$

при $\theta_1 \in [T_1; \vartheta]$, $\theta_2 \in [\vartheta; T_2]$,

$$\text{где } T_1 = -(T_{01} + \Gamma_2)/2, \quad T_2 = (T_{01} + \Gamma_2)/2. \quad (12)$$

Воспользовавшись для расчета характеристик ОМП $\theta_i^{\wedge}$ методом локально-марковской аппроксимации [1], аналогично [3], с помощью обратного преобразования (9) получаем, что ОМП $\tau^{\wedge}$ несмещенная и обладает рассеянием $V(\tau^{\wedge}) = 13\gamma_0^2/z^4$. Проигрыш в точности надежной ОМП из-за незнания ДМИ при использовании алгоритма оценки (7): $V(\tau^{\wedge})/V_0 = 2$.

Реализация ПМП для определения ОМП $\tau^{\wedge}$, согласно (7), представляет технически сложную задачу. Действительно, для определения ОМП, согласно (7), необходимо формировать двумерное случайное поле (6) и искать положение его абсолютного максимума по аргументам τ, γ . Однако если ограничиться определением надежной ОМП $\tau^{\wedge}$, то аппаратную реализацию ПМП можно существенно упростить. Введем с этой целью вспомогательную функцию

$$L(\theta) = \int_{T_i}^{\theta} Y(t) dt/2, \quad (13)$$

где $\theta \in [T_1; T_2]$, T_i определяются в (12). Рассмотрим поведение функции (13) отдельно на интервалах $[T_1; \vartheta]$ и $[\vartheta; T_2]$. Нетрудно убедиться, что при $\theta \in [T_1; \vartheta]$ функция (13) с точностью до постоянного отрицательного множителя совпадает с функцией $L_1(\theta_1)$ в (10). Соответственно при $\theta \in [\vartheta; T_2]$ функция (13) с точностью до постоянного положительного множителя совпадает с функцией $L_2(\theta_2)$ в (10). Следовательно, определяя положение абсолютного (наименьшего) минимума функции (13) на интервале $[T_1; \vartheta]$ и положение абсолютного максимума той же функции на интервале $[\vartheta; T_2]$, получим ОМП $\theta_i^{\wedge}$ (11). После чего, воспользовавшись (9), находим ОМП $\tau^{\wedge} = (\theta_1^{\wedge} + \theta_2^{\wedge})/2$ временного положения модулирующего импульса с неизвестной длительностью. Следовательно, получить ОМП $\tau^{\wedge}$ можно с помощью устройства (рис. 2) где: 1, 2 — фильтры с передаточными функциями $H_1(\omega)$, $H_2(\omega)$

(3); 3 — квадраторы; 4 — ключ, открытый в течение интервала времени $[T_1; T_2]$; 5 — интегратор; 6, 7 — два ключа, первый из них открыт в интервале времени $[T_1; \theta]$, второй — в интервале $[\theta; T_2]$; 8, 9 — два решающих устройства, первое из которых определяет положение абсолютного максимума, второе — минимума своих входных сигналов; 10 — аттенюатор с коэффициентом передачи 1/2.

Таким образом, полученные результаты позволяют сделать обоснованный выбор между приемниками, приведенными в [1] и на рис. 2, в зависимости от имеющейся априорной информации о ДМИ, а также в зависимости от требований, предъявляемых к помехоустойчивости ИЧВМ шумовой несущей и к простоте технической реализации приемника.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Трифонов А. П., Парфенов В. И. Импульсная частотно-временная модуляция шумовой несущей // Радиотехника и электроника.— 1988.— № 1.— С. 87—95.
2. Трифонов А. П., Галун С. А. Требования к точности тактовой синхронизации при использовании ШИМ // Радиоэлектроника.— 1980.— № 7.— С. 37—43. (Изв. высш. учеб. заведений).
3. Трифонов А. П., Бутейко В. К. Совместная оценка двух параметров разрывного сигнала на фоне белого шума // Радиотехника и электроника.— 1989.— № 11.— С. 2323—2329.

Поступила в редакцию после переработки 02.03.90.

УДК 621.391.8

А. В. БЕССАЛОВ, А. В. СИДОРОВ

ДИСПЕРСИЯ ВНУТРИСИСТЕМНОЙ ПОМЕХИ В КАНАЛАХ СО СЛОЖНЫМИ ФАЗО- И ЧАСТОТНО-МАНИПУЛИРОВАННЫМИ СИГНАЛАМИ

Известно, что ЧМНМС сигналы обладают существенно лучшими по сравнению с ФМ-сигналами частотными характеристиками, особенно в области внеполосных излучений [1].

В многоканальных системах с частотным разделением их применение дает несомненный выигрыш по уровню внутрисистемных помех. В системах с ППРЧ возможны совпадения частот сигнала и помехи, при этом открытым остается вопрос о сравнительной оценке ФМ и ЧМНМС сигналов. В работе проведен анализ дисперсии ВКФ сигнала и помехи как функции задержки и частотной расстройки, на основе которого можно получить количественные оценки внутрисистемной помехи в системах с ППРЧ, использующих ФМ и ЧМНМС сигналы.

Пусть сигнал и помеха имеют кодовые структуры $(\alpha_0, \alpha_1 \dots \alpha_{N-1})$ $(\beta_0, \beta_1 \dots \beta_{N-1})$ соответственно, причем α_k и $\beta_k \in \{-1, 1\}$. При ФМ элементы сигнала и помехи с амплитудами A_c, A_n и частотами ω_c, ω_n можно выразить

$$S_{\phi}(t) = A_c \alpha_k \exp \{j\omega_c t\};$$

$$n_{\phi}(t) = A_n \beta_k \exp \{j\omega_n t\}, \quad kT \leq t < (k+1)T, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (1)$$

Для ЧМНМС сигналов соответствующие выражения запишем в виде

$$S_{\omega}(t) = A_c \gamma_k^*(t) \exp \{j\omega_c t\};$$

$$n_{\omega}(t) = A_n \delta_k^*(t) \exp \{j\omega_n t\}, \quad kT \leq t < (k+1)T, \quad k = 0, 1, \dots, N-1, \quad (2)$$

где

$$\gamma^*(t) = (-j)^k v_k \exp \left\{ -j\alpha_k \frac{\pi}{2T} (t - kT) \right\}; \quad (3)$$

$$v_k = \prod_{i=0}^{k-1} \alpha_i = v_{k-1} \alpha_{k-1}, \quad v_0 = 1; \quad (4)$$