

УДК 621.391

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ АВТОНОМНОЙ СЛЕДЯЩЕЙ СИСТЕМЫ ЗА ФАЗОЙ СЛОЖНОГО СИГНАЛА

Д.Л. ХОДЫКО, С.Б. САЛОМАТИН

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 20 апреля 2010

Предложен метод оценки помехоустойчивости следящей системы с фильтром Калмана при воздействии модулированной помехи с изменяемыми параметрами. Получены характеристики дискриминатора и системы слежения, а также оценки помехоустойчивости при воздействии белого шума и модулированной помехи. Приведен сравнительный анализ полученных результатов.

Ключевые слова: система слежения за фазой, динамическая и флуктуационная ошибки, частотно-временное преобразование.

Введение

Современные многопользовательские системы со сложными сигналами работают в сложной сигнально-помеховой обстановке. Влияние помеховых сигналов на работу следящих систем повышает ошибку слежения по параметру и может привести к срыву слежения.

Метод анализа помехоустойчивости основывается на задачах о среднем времени достижения границ и требует решения нестационарного уравнения Фоккера–Планка [1–3]. Среднее время до срыва слежения может быть получено из решения уравнения Понтрягина [2]. В [4] приводится упрощенный метод оценки помехоустойчивости, использующий гауссовскую аппроксимацию плотности распределения вероятностей ошибки при решении уравнения Фоккера–Планка в стационарном режиме. Методы оценки помехоустойчивости [1, 3, 4] рассмотрены при воздействии шумовой немодулированной помехи.

В качестве примера многопользовательской системы со сложными сигналами рассмотрим спутниковую систему GPS, использующую систему слежения за фазой. В [5] приводится анализ помехоустойчивости различных классов аппаратуры потребителя GPS при равенстве полос спектров сигнала и помехи, основанный на пороговом эффекте системы слежения. В [6] определяется энергетический потенциал постановщика помех с шумовой и гармонической помехами для подавления канала обнаружения, систем слежения за задержкой и фазой приемника GPS с учетом полосы следящей системы.

Цель и задачи исследования: оценить помехоустойчивости следящей системы при воздействии модулированного помехового сигнала с изменяемыми параметрами. При этом дискриминационная и флуктуационная характеристики дискриминатора следящей системы должны быть дополнены компонентами помехового сигнала.

Характеристики системы слежения

Будем рассматривать оценку помехоустойчивости как отношение мощностей помехи на входе следящей системы к мощности полезного сигнала, при котором ошибка слежения превышает установленный порог h с требуемой вероятностью P .

В режиме слежения при отсутствии внешних помех ошибка фильтрации имеет гауссовскую плотность распределения вероятности (ПРВ) с дисперсией D_ε . Связь вероятности P с дисперсией суммарной ошибки фильтрации D'_ε при наличии помехи определяется выражением

$$P = 2 \int_h^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi D'_\varepsilon}} \exp\left(\frac{-\varepsilon^2}{2D'_\varepsilon}\right) d\varepsilon = \operatorname{erfc}\left(\frac{h}{\sqrt{2D'_\varepsilon}}\right), \quad (1)$$

где D'_ε — суммарная дисперсия ошибки фильтрации с учетом воздействия помехи; erfc — интеграл вероятности.

Для порога $h = 3\sqrt{D_\varepsilon}$ из (1) определим отношение дисперсий:

$$D'_\varepsilon / D_\varepsilon = 4,5 / E^{-1} P^2, \quad (2)$$

где $E x = \operatorname{erfc}(x) = y$; $E^{-1} \operatorname{erfc}(x) = E^{-1} y = x$.

Для немодулированной шумовой заградительной помехи [7] с двусторонней спектральной плотностью мощности $N_J/2$ выражение (2) имеет вид

$$D'_{FE} + D_{DE} / D_\varepsilon = 4,5 / E^{-1} P^2, \quad (3)$$

где D'_{FE} — дисперсия флуктуационной ошибки при воздействии помехи; D_{DE} — дисперсия динамической ошибки.

В последнем выражении учтено, что шумовая помеха не влияет на динамическую ошибку.

Из (3) запишем отношение для флуктуационных характеристик следящей системы:

$$D'_{FE} / D_{FE} = 4,5 \frac{1 + K_{FD}}{E^{-1} P^2 - K_{FD}}, \quad K_{FD} = D_{DE} / D_{FE}. \quad (4)$$

При воздействии модулированной помехи дискриминационную характеристику следящей системы можно представить как сумму дискриминационных характеристик полезного сигнала $U_{dS} \lambda_S, \mathcal{K}$ и помехи $U_{dJ} \lambda_J, \mathcal{K}$ (рис. 1):

$$U_d = U_{dS} \lambda_S, \mathcal{K} + U_{dJ} \lambda_J, \mathcal{K}, \quad (5)$$

где λ_S — фильтруемый параметр, \mathcal{K} — оценка параметра, λ_J — мешающий параметр.

$$D'_\varepsilon = D_{DE} + D_{FE} + m_\varepsilon^2 + D_{\Delta FE},$$

где m_ε^2 — ошибка, вызванная искажением дискриминационной характеристики; $D_{\Delta FE} = D_{\eta'} 2Tf_B$, $D_{\eta'}$ — дисперсия случайного процесса η' , f_B — шумовая полоса следящей системы, T — интервал накопления в блоках корреляционной обработки.

Увеличение суммарной ошибки системы слежения в соответствии с рис. 1 зададим как Дисперсию $D_{\Delta FE}$ можно рассматривать как дополнительную компоненту к флуктуационной ошибке следящей системы.

Ошибка m_ε может быть определена как

$$m_\varepsilon = H_{J,\varepsilon}(s) U_{dJ} \lambda_J, \mathcal{K} = \frac{-H(s)}{1 + U_{dS} \lambda_S, \mathcal{K} H(s)} U_{dJ} \lambda_J, \mathcal{K}, \quad H_{J,\varepsilon}(s) = \frac{H(s)}{1 + U_{dS} \lambda_S, \mathcal{K} H(s)}, \quad (6)$$

где $H(s)$ — передаточная характеристика фильтра.

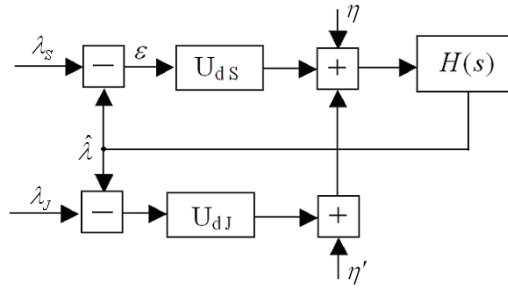


Рис. 1. Эквивалентная схема следящей системы при воздействии модулированной помехи

Оценка помехоустойчивости системы слежения за фазой приемника GPS

Модели сигнала и помехи. Пусть на вход АЦП приемника поступает аддитивная смесь сигнала, шума и помехи. Шум считается белым гауссовским с нулевым средним и дисперсией σ^2 .

Математическая модель сигнала $S t_{k,n}$:

$$S t_{k,n} = a(t_{k,n}) A_S G t_{k,n-v} D t_{k,n-v} \exp j\omega_S t_{k,n} + j\varphi_S(t_{k,n}) ,$$

где $t_{k,n} = T_d n + kN$ — дискретное время с интервалом дискретизации T_d ; n, k — дискретные индексы времени; $a t_{k,n}$ — коэффициент, учитывающий влияние канала; A_S, ω_S и $\varphi_S(t_{k,n})$ — амплитуда, промежуточная частота и закон изменения фазы сигнала соответственно; $G t_{k,n}$ — дальномерная псевдослучайная последовательность (ПСП) с длительностью дискрета T_{PN} ; v — дискретный индекс задержки; $D t_{k,n}$ — информационное сообщение.

Математическая модель помехового сигнала с изменяемыми параметрами имеет вид

$$J(t_{k,n}) = A_J(t_{k,n}) g t_{k,n} - \Psi_T t_{k,n} \cos \omega_{IF} t_{k,n} + \Psi_\Theta t_{k,n} ,$$

где $A(t_{k,n})$ — закон амплитудной модуляции; $g t_{k,n}$ — закон модуляции дискретной псевдослучайной последовательностью; T_J — длительность дискрета помеховой ПСП; $\Psi_T t_{k,n}$ — закон изменения задержки; ω_{IF} — промежуточная частота; $\Psi_\Theta(t_{k,n})$ — закон изменения фазы.

Вариация параметров позволяет получать гармоническую, узкополосную или широкополосную помехи.

Характеристики дискриминатора. Дискриминатор ССФ при малом отношении сигнал-шум задается как [4]:

$$u_d = -I_k Q_k , I_k = I_{S k} + I_{J k} + I_{M k} , Q_k = Q_{S k} + Q_{J k} + Q_{M k} ,$$

где I_k и Q_k — отклики синфазного и квадратурного каналов комплексного коррелятора; $I_{S k}, Q_{S k}$ — сигнальные отклики; $I_{J k}, Q_{J k}$ — помеховые отклики; $I_{M k}, Q_{M k}$ — шумовые отклики коррелятора.

Дискриминационная характеристика (5) определяется выражением

$$U_d = M u_d = - I_{S k} + I_{J k} Q_{S k} + Q_{J k} = U_{dS} + U_{dJ} , \quad (7)$$

где $M u_d$ — есть операция математического ожидания; $U_{dS} = -I_{S k} Q_{S k}$; $U_{dJ} = -I_{S k} Q_{J k} - I_{J k} Q_{S k} - I_{J k} Q_{J k}$.

Флуктуационная характеристика дискриминатора определяется следующим образом:

$$D'_\eta = M u_d^2 - U_d^2 = I_{S_k} + I_{J_k}^2 D_Q + Q_{S_k} + Q_{J_k}^2 D_I + D_Q D_I = D_\eta + D_{\Delta\eta}, \quad (8)$$

где $D_Q = M Q_{M_k}^2$; $D_I = M I_{M_k}^2$, причем $D_Q = D_I = D$; $D_\eta = M \eta^2 = I_{S_k}^2 + Q_{S_k}^2 D + D^2$;
 $D_{\eta'} = M \eta'^2 = I_{J_k}^2 + Q_{J_k}^2 D + 2I_{S_k} I_{J_k} D + 2Q_{S_k} Q_{J_k} D$.

Модели откликов коррелятора. Для сигнала модель отклика имеет вид

$$I_{S_k} = A_{Corr_k}^S \cos \varepsilon_{\varphi_k} + \varepsilon_{\omega_k} T k, \quad Q_{S_k} = A_{Corr_k}^S \sin \varepsilon_{\varphi_k} + \varepsilon_{\omega_k} T k,$$

где $A_{Corr_k}^S = 0,5N^{-1} A_S A_0 r \varepsilon_{\tau k} \text{sinc } 0,5\varepsilon_{\omega_k} T \sin \varepsilon_{\varphi_k} + \varepsilon_{\omega_k} T k$; A_0 — амплитуда опорного генератора; N — количество накапливаемых отсчетов дальномерного кода; $r \varepsilon_{\tau k}$ — корреляционная функция дальномерного кода; $\varepsilon_{\tau k}$ — ошибка слежения по задержке; ε_{ω_k} — ошибка слежения по частоте.

Для помехи:

$$I_{J_k} = A_{Corr_k}^J \cos \omega_{J_k} k T + \Psi_{\Theta} t_k - \tilde{\varphi}_k + \mathfrak{G}_k, \quad Q_{J_k} = A_{Corr_k}^J \sin \omega_{J_k} k T + \Psi_{\Theta} t_k - \tilde{\varphi}_k + \mathfrak{G}_k, \quad (9)$$

где $A_{Corr_k}^J = 0,5N^{-1} A_J A_0 \sqrt{\rho_k \Psi_T t_{k,n} \text{Re}^2 + \rho_k \Psi_T t_{k,n} \text{Im}^2}$, $\rho_k \Psi_T t_{k,n}$ — коэффициент корреляции между $g t_{k,n}$ и $G t_n - \tilde{\tau}$, $\tilde{\tau}$ — экстраполированная оценка задержки дальномерного кода; $\omega_{J_k} = \omega_{IF} - \tilde{\omega}_k$, $\tilde{\omega}_k$ — экстраполированная оценка частоты; $\tilde{\varphi}_k$ — экстраполированная оценка фазы несущей; $\mathfrak{G}_k = \arctan \left[\rho_k \Psi_T t_{k,n} \text{Im} / \rho_k \Psi_T t_{k,n} \text{Re} \right]$.

Передаточная характеристика фильтра для априорной модели изменения фазы сигнала

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + T \omega_{k-1}, \quad \omega_k = \omega_{k-1} + T v_{k-1}, \quad v_k = v_{k-1} + \xi_{\varphi,k},$$

где ω_k — круговая частота; v_k — ускорение; $\xi_{\varphi,k}$ — дискретный белый гауссовский шум с дисперсией $D_{\xi_{\varphi}}$, имеет вид [4]

$$H(s) = K_3 + K_2 s + K_1 s^2 / s^3,$$

где K_1 , K_2 и K_3 — калмановские коэффициенты усиления, рассчитанные для стационарного режима.

Оценка помехоустойчивости ССФ при воздействии шумовой заградительной помехи.

При воздействии шумовой заградительной помехи выражение D'_η для (9) будет записано как

$$D'_\eta = I_{S_k}^2 + Q_{S_k}^2 D' + D'^2, \quad (10)$$

где D' — дисперсия на выходе коррелятора при воздействии шумовой помехи.

С учетом (4) преобразуем (11) к следующему виду:

$$\left[I_{S_k}^2 + Q_{S_k}^2 D' + D'^2 \right] / D_\eta = 4,5 \left(1 + K_{FD} / E^{-1} P^2 - K_{FD} \right). \quad (11)$$

Решение квадратного уравнения (11) относительно D' при условии, что $D' > 0$, $\varepsilon_{\tau} = 0$, и $\varepsilon_{\omega} = 0$ имеет вид

$$D' = 0,5 \sqrt{A_{Corr}^S{}^4 + 4C} - 0,5 A_{Corr}^S{}^2, \quad A_{Corr}^S{}^2 = I_S^2 + Q_S^2, \quad C = D_\eta \left[4,5 \left(1 + K_{FD} / E^{-1} P^2 - K_{FD} \right) \right]. \quad (12)$$

Дисперсия шумового процесса на выходе коррелятора связана с мощностью помехи σ'^2 на входе выражением

$$\sigma'^2 = 2D'N/A_0^2. \quad (13)$$

В σ'^2 входит дисперсия внутреннего шума: $\sigma'^2 = \sigma^2 + P_J$, где P_J — мощность шумовой заградительной помехи. Отношение $10 \lg \sigma'^2/P_S$, где P_S — мощность полезного сигнала, характеризует помехоустойчивость автономной следящей системы за фазой.

Оценка помехоустойчивости ССФ при воздействии модулированной помехи. Квадрат ошибки m_ε^2 с учетом (6) и (7) имеет вид

$$m_\varepsilon^2 = H_{J,\varepsilon}(s) [I_{S_k} Q_{J_k} + I_{J_k} Q_{S_k} + I_{J_k} Q_{J_k}]^2. \quad (14)$$

Если ширина спектра процесса U_{dJ} меньше полосы пропускания $H_{J,\varepsilon}(s)$, тогда $H_{J,\varepsilon}(s)$ можно упростить как $K_{S_d} = 1/S_d$, где S_d — крутизна дискриминационной характеристики дискриминатора для полезного сигнала. Оставив в левой части (14) только $I_{J_k} Q_{J_k}$, получим

$$m_\varepsilon^2 \approx I_{J_k} Q_{J_k} K_{S_d}^2. \quad (15)$$

Используя выражение для дисперсии $D_{\eta'}$ и $D_{\Delta FE} = D_{\eta'} 2Tf_B$, определим $D_{\Delta FE}$ как

$$D_{\Delta FE} = \left[I_{J_k}^2 + Q_{J_k}^2 D + 2I_{S_k} I_{J_k} D + 2Q_{S_k} Q_{J_k} D \right] 2Tf_B. \quad (16)$$

После отбрасывания слагаемых с сигнальной компонентой (16) имеет вид

$$D_{\Delta FE} \approx \left[I_{J_k}^2 + Q_{J_k}^2 D \right] 2Tf_B. \quad (17)$$

Запишем систему уравнений для (15) и (17):

$$\begin{cases} D_\varepsilon = D_{FE} + D_{DE}, D'_\varepsilon = D_{FE} + D_{DE} + m_\varepsilon^2 + D_{\Delta FE}, \\ D'_\varepsilon = D_\varepsilon 4,5 / E^{-1} P_0^2, \\ m_\varepsilon^2 \approx I_{J_k} Q_{J_k} K_{S_d}^2, D_{\Delta FE} \approx \left[I_{J_k}^2 + Q_{J_k}^2 D \right] 2Tf_B. \end{cases} \quad (18)$$

Компоненты $I_{J_k} Q_{J_k}$ и $I_{J_k}^2 + Q_{J_k}^2$ в (18) с учетом (9) можно аппроксимировать как

$$I_{J_k} Q_{J_k} \approx 0,5 A_{Corr k}^J, I_{J_k}^2 + Q_{J_k}^2 = A_{Corr k}^J. \quad (19)$$

Решением системы уравнений (18) является амплитуда помехового сигнала на выходе коррелятора A_{Corr}^J . При среднем значении коэффициента корреляции $\bar{\rho}$ между $G t_n - \bar{t}$ и $g t_{k,n}$ амплитуда помехи на входе коррелятора определяется как

$$A_J = 2A_{Corr}^J N / A_0 \bar{\rho}. \quad (20)$$

Отношение $20 \lg A_J/A_S$ характеризует помехоустойчивость следящей системы при воздействии модулированной помехи.

Численный расчет и моделирование

Зададим параметры сигнала: $A_S = 1$ В, $a_{t_{k,n}} = 1$. В качестве дальномерного кода используется код грубой точности (С/А) длиной $N=1023$. Мощность внутреннего шума $\sigma^2 = 70$ Вт, отношение сигнал-шум составляет $-18,45$ дБ. Эквивалентная шумовая полоса равна 160 Гц. Интервал дискретизации $T = 1$ мс. Дисперсия флуктуационной ошибки $D_{FE} = 4,83$ град² ($1,471 \cdot 10^{-3}$ рад²). Суммарная дисперсия ошибки $D_\varepsilon = 10$ град² ($3 \cdot 10^{-3}$ рад²). Значение $K_{FD} \approx 1$.

Оценка помехоустойчивости ССФ при воздействии шумовой помехи. На рис. 2 представлена зависимость $10 \lg \sigma'^2 / P_S$ от вероятности P , рассчитанная по выражению (13).

Оценка помехоустойчивости ССФ при воздействии модулированной помехи. Зададим закон изменения задержки $\Psi_T t_{k,n} = 0$ для кода $g_{t_{k,n}}$; закон изменения фазы — квадратичным: $\Psi_\Theta(t_{k,n}) = \pi \alpha t_{k,n}^2$, где α — скорость изменения частоты, $\alpha = 100$. Значение $\alpha = 100$ соответствует медленно меняющейся несущей помехового сигнала и не противоречит условию упрощения передаточной характеристики $H_{J,\varepsilon}(s)$. Для $P=0,5$ амплитуда помехи на выходе коррелятора (19) составляет $0,349$ В. Амплитуда помехи на входе ССФ (20) при $\bar{p}=62$ равна $11,5$ В. Оценка помехоустойчивости составляет $21,2$ дБ. Результат получен с учетом упрощений в (14), (16) и (18).

Моделирование. Шумовая помеха. В среде Simulink/Matlab была спроектирована ССФ, содержащая модели сигнала и помех. Для вероятностей $P=0,5$ и $0,2$ были определены значения σ'^2 . Количество событий $\varepsilon_\phi \geq 3\sqrt{D_\varepsilon}$ в 1000 испытаниях оказалось равным 512 , что близко к заданной вероятности. Для вероятности $P=0,2$ количество событий $\varepsilon_\phi \geq 3\sqrt{D_\varepsilon}$ на 1000 испытаний равно 183 .

Модулированная помеха. Для ПСП помехи были рассмотрены задержки $\Psi_T t_{k,n} = 0$ и $\Psi_T t_{k,n} = t_k$. Путем динамического моделирования получены зависимости отношения помеха-сигнал от α для двух значений $P=0,5$ и $P=0,2$ (рис. 3).

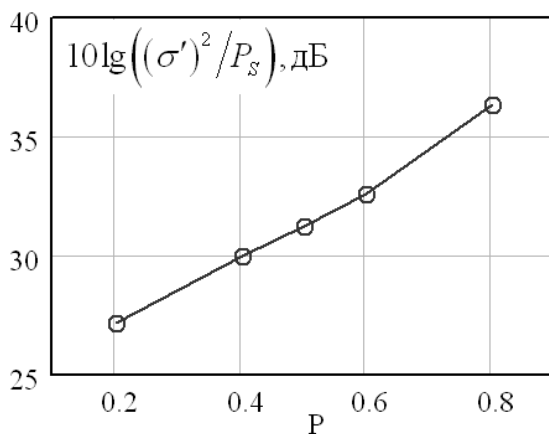


Рис. 2. Зависимость $10 \lg((\sigma')^2/P_S)$ от вероятности P

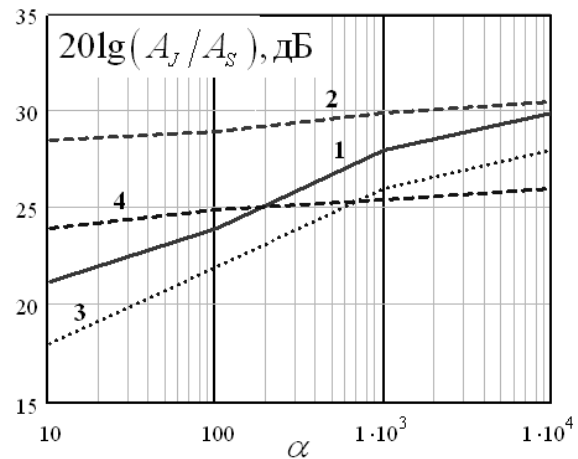


Рис. 3. Зависимость $20 \lg(A_J/A_S)$ от α для $P=0,5$: $\Psi_T(t_{k,n})=0$ (1), $\Psi_T(t_{k,n})=t_k$ (2) и $P=0,2$: $\Psi_T(t_{k,n})=0$ (3), $\Psi_T(t_{k,n})=t_k$ (4)

Из рис. 2, 3 видно, что помехоустойчивость ССФ при воздействии шумовой помехи на $3-9$ дБ превышает помехоустойчивость при воздействии модулированной помехи. Причем с увеличением α помехоустойчивость ССФ возрастает.

Исследования показали, что дисперсия суммарной ошибки фильтрации при наличии модулированной помехи определяется m_ε , которая зависит от U_{dJ} .

Для анализа m_ε при воздействии модулированной помехи с изменяемыми параметрами удобно использовать частотно-временное преобразование. С помощью текущего преобразования Фурье длиной 128 были получены спектрограммы $F_{k,l}$ процесса U_{dJ} для различных параметров помехи. На рис. 4 показана спектрограмма U_{dJ} для помехи со скачкообразным изменением α и $\Psi_T t_{k,n} = 0$.

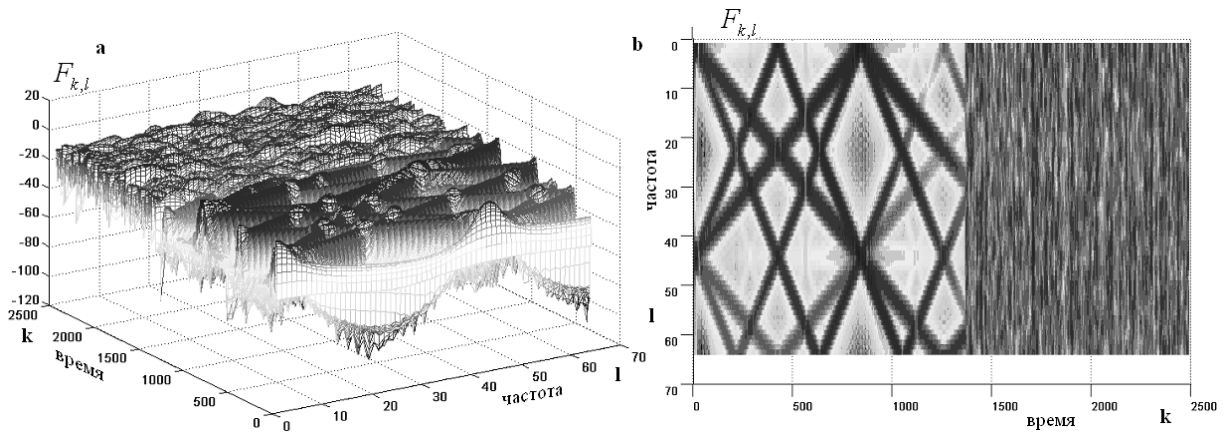


Рис. 4. Спектрограмма процесса U_{dJ} при $\alpha = 100$ и $\alpha = 50000$, b — вид сверху.

Из рис. 4, b видно, что спектрограмма процесса U_{dJ} при малом значении α имеет четко выраженные области локализации энергии, обусловленные коэффициентом корреляции $\rho k, \Psi_T t_{k,n}$. При увеличении α области с локализованной энергией размываются. Исследования показали, что линейное изменение спектральных линий определяется законом изменения частоты помехи. Аналогичный эффект размывания спектральных линий наблюдается при использовании линейного изменения задержки ПСП-помехи. Это приводит к снижению концентрации энергии помехового сигнала в суммарной ошибке, что повышает помехоустойчивость ССФ на 6–8 дБ (рис. 3).

Частотно-временное преобразование позволяет определить частоту срыва слежения по локализации энергии помехи около нулевой частоты и может быть использовано для тестирования систем слежения на этапе их разработки. Также частотно-временное преобразование может использоваться совместно со системой слежения для быстрого получения признаков помехового сигнала с последующей компенсацией последних. В комплексированных инерциально-спутниковых системах частотно-временное преобразование позволит определить временные интервалы, в которых влияние помехи на точность оценки параметра сложного сигнала будет снижено, что дает возможность скорректировать инерциальную систему.

Получена оценка помехоустойчивости ССФ для режима срыва слежения с параметрами $P=0,5$ и $h = \pi/2$ при воздействии узкополосной помехи ($\alpha = 10^4$). Рассчитанное отношение помеха-сигнал составляет 31,6 дБ. Отношение помеха-сигнал при моделировании срыва слежения составляет 34 дБ. Отличие в оценках помехоустойчивости состоит в аппроксимации ошибки слежения гауссовской ПРВ и принятом упрощении в (14), (16) и (18).

В [6] приводится энергетический потенциал постановщика помех со значением 7,3 дБВт, который на дальности 37 км обеспечивает подавление работы систем слежения. При этом отношение помеха-сигнал на входе приемника составляет 38 дБ. В [8] дается отношение помеха-сигнал 34 дБ для подавления следящего коррелятора. Приведенные результаты являются близкими к результатам расчетов и моделирования, что позволяет судить об адекватности, как предложенного метода оценки помехоустойчивости, так и разработанной модели ССФ.

ESTIMATION OF A NOISE-IMMUNITY INDEPENDENT TRACKING SYSTEMS PHASE-LOCKED LOOP COMPLEX SIGNAL

D. L. KHADYKA, S.B. SALOMATIN

Abstract

The method of an estimation of a noise-immunity of tracking systems with the filter Kalman is offered at influence of the modulated jamming with changeable parameters. The characteristics of the discriminator and system of tracking, and as estimations of a noise-immunity are received at influence of white noise and modulated jamming. The comparative analysis of the received results is given.

Литература

1. Тузов, Г.И. Статистическая теория приема сложных сигналов. М., 1977.
2. Шахтарин, Б. И. Случайные процессы в радиотехнике. М., 2006.
3. Спилкер, Дж. Цифровая спутниковая связь. Пер. с англ.; под ред. В.В. Маркова. М., 1979.
4. Перов А.И. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М., 2005.
5. Кондратенко В.А. // Докл. БГУИР. 2003. Т. 1, № 1. С. 34–38.
6. Дятлов А.П., Володин А.В., Дятлов П.А. Радиотехника. 2005. № 3. С. 28–31.
7. Защита радиолокационных систем от помех. Состояния и тенденции развития. / Под ред. А. И. Канащенкова и В.И. Меркулова. М., 2003.
8. Brown A., et al. Miniaturized GPS Antenna Array Technology, ION 55 — Annual Meeting Proc., 1999.