

УДК 621.396.983

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ВОЗДЕЙСТВИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ НА СИСТЕМУ СЛЕЖЕНИЯ ЗА НЕСУЩЕЙ НЕПРЕРЫВНОГО СИГНАЛА

С.А. ГОРШКОВ, В.А. КОНДРАТЕНОК, А.С. СОЛОНАР, М.В. КРИКЛИВЫЙ

Военная академия Республики Беларусь
ВА РБ, Минск, 220057, Беларусь

Поступила в редакцию 29 апреля 2003

Статья посвящена вопросам анализа помехоустойчивости следящих систем. Описана имитационная модель системы слежения за несущей частотой радиосигнала, а также алгоритм ее функционирования. Приведены результаты исследования характеристик системы при воздействии некоторых типов помех.

Ключевые слова: помехоустойчивость, среднее время до срыва слежения, помеха.

Введение

Под срывом функционирования системы слежения за несущей частотой (ССН) радиосигнала обычно понимается превышение погрешности слежения некоторого порогового уровня [1]. Помехоустойчивость ССН при этом достаточно полно характеризуется зависимостью среднего времени до срыва слежения $\bar{T}_{\text{нд}}$ от отношения сигнал/(помеха+шум) ρ на входе системы [2]. В общем виде зависимость $\bar{T}_{\text{нд}}(\rho)$ была проанализирована в [1].

Целью данной работы является анализ зависимости $\bar{T}_{\text{нд}}(\rho)$ ССН приемника, использующего непрерывный кодофазоманипулированный (КФМ) сигнал, от характеристик воздействующих на нее импульсных помех.

Структура следящей системы и ее модели

Типовая схема ССН приведена на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема ССН

Данная схема была реализована в виде имитационной модели, структура которой показана на рис. 2, где введены следующие обозначения: ИС — источник сигнала; ОГ — опорный генератор; ФНЧ — фильтр низких частот; КПЧД — блок учета коэффициента

преобразования частотного дискриминатора [3]; БТ — блок точности; ЛЗ τ_d — линия задержки на длительность дискреты сигнала τ_d ; РУ — решающее устройство; УИ — устройство индикации; ФФ — формирователь закона изменения фазы опорного генератора. При разработке модели использовался метод комплексной огибающей [4].

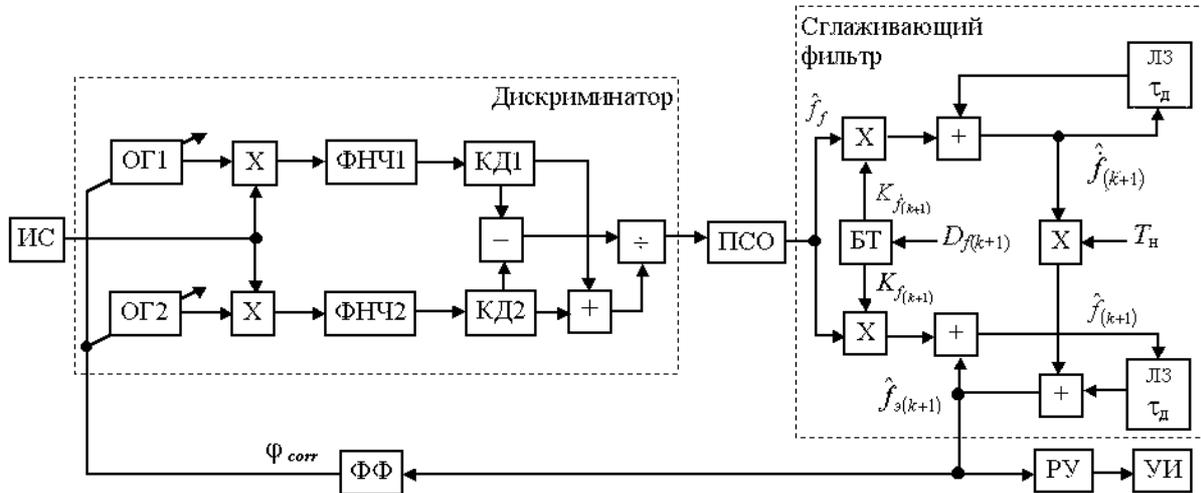


Рис. 2. Структура модели ССН

Алгоритм функционирования модели

Порядок работы модели следующий. В блоке ИС формируется цифровая смесь квадратурных составляющих сигнала $S_R(t_k, \lambda_k)$ и $S_I(t_k, \lambda_k)$, шума $Sh_R(t_k)$ и $Sh_I(t_k)$ и помехи $P_R(t_k)$ и $P_I(t_k)$, получаемых на выходе фазового детектора. Моменты времени t_k отстоят друг от друга на величину, равную длительности дискрета τ_d КФМ сигнала. Реальная $IS_R(t_k, \lambda_k)$ и мнимая $IS_I(t_k, \lambda_k)$ квадратурные составляющие данной смеси на выходе ИС описываются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} IS_R(t_k, \lambda_k) &= S_R(t_k, \lambda_k) + Sh_R(t_k) + P_R(t_k), \\ IS_I(t_k, \lambda_k) &= S_I(t_k, \lambda_k) + Sh_I(t_k) + P_I(t_k). \end{aligned} \quad (1)$$

Закон манипуляции фазы полезного КФМ сигнала задается произведением фиксированной величины скачка фазы $\Delta\varphi_m$ на элементы кодовой последовательности $\lambda(t_k)$. Обозначая возможную расстройку частот цифровых квадратур входного сигнала и опорного генератора как $\Delta\omega_s$, запишем выражение (1) в следующей форме:

$$\begin{aligned} S_R(t_k, \lambda_k) &= A_o \left\{ \cos[\Delta\varphi_m \lambda(t_k) + \varphi_o^s] \cos\Delta\omega_s t_k - \sin[\Delta\varphi_m \lambda(t_k) + \varphi_o^s] \sin\Delta\omega_s t_k \right\}, \\ S_I(t_k, \lambda_k) &= A_o \left\{ \sin[\Delta\varphi_m \lambda(t_k) + \varphi_o^s] \cos\Delta\omega_s t_k + \cos[\Delta\varphi_m \lambda(t_k) + \varphi_o^s] \sin\Delta\omega_s t_k \right\}, \end{aligned} \quad (2)$$

где A_o и φ_o^s — амплитуда и начальная фаза сигнала. Для моделирования квадратурных составляющих гауссовского белого шума $Sh_R(t_k)$ и $Sh_I(t_k)$ с заданным СКО σ_{SH} используется известное [5] функциональное преобразование последовательности $q_1(t_k)$ и $q_2(t_k)$ равномерно распределенных в интервале $[0, 1]$ случайных величин:

$$\begin{aligned} Sh_R(t_k) &= \sigma_{SH} \sqrt{-2lg(q_1(t_k))} \cos(2\pi q_2(t_k)), \\ Sh_I(t_k) &= \sigma_{SH} \sqrt{-2lg(q_1(t_k))} \sin(2\pi q_2(t_k)). \end{aligned} \quad (3)$$

Цифровые квадратуры помехи с законом изменения фазы $\Psi_p(t_k)$ и расстройкой частоты относительно ОГ $\Delta\omega_p$ моделируются в следующей форме:

$$\begin{aligned} P_R(t_k) &= A_p(t_k) \left\{ \cos[\Psi_p(t_k) + \varphi_o^p] \cos\Delta\omega_p t_k - \sin[\Psi_p(t_k) + \varphi_o^p] \sin\Delta\omega_p t_k \right\}, \\ P_I(t_k) &= A_p(t_k) \left\{ \sin[\Psi_p(t_k) + \varphi_o^p] \cos\Delta\omega_p t_k + \cos[\Psi_p(t_k) + \varphi_o^p] \sin\Delta\omega_p t_k \right\}, \end{aligned} \quad (4)$$

где $A_p(t_k)$ и φ_o^p — закон изменения амплитуды и начальная фаза помехи.

В ходе моделирования принималось $A_o = 1$, а отношение сигнал/помеха задавалось посредством изменения $A_p(t_k)$ и σ_{SH} .

Дискриминатор построен по квазиоптимальной схеме с двумя взаимно расстроенными каналами и вычитанием [6]. Для взаимной расстройки пары ФНЧ используется два ОГ на частотах $\pm\Delta\omega_g$. Управление частотой ОГ в режиме слежения ведется путем введения корректирующей фазовой поправки $\varphi_{corr k}$, вычисляемой в блоке ФФ на основании сглаженной оценки частотной расстройки Δf_g .

На выходах блоков ОГ (на входах комплексных множителей) сигналы описываются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} OG_R(t_k, \lambda_k) &= A_g \left\{ \cos[\Delta\varphi_m \lambda(t_k) + \varphi_o^g] \cos[\Delta\omega_g t_k + \varphi_{corr k}] - \sin[\Delta\varphi_m \lambda(t_k) + \varphi_o^g] \sin[\Delta\omega_g t_k + \varphi_{corr k}] \right\}, \\ OG_I(t_k, \lambda_k) &= A_g \left\{ \sin[\Delta\varphi_m \lambda(t_k) + \varphi_o^g] \cos[\Delta\omega_g t_k + \varphi_{corr k}] + \cos[\Delta\varphi_m \lambda(t_k) + \varphi_o^g] \sin[\Delta\omega_g t_k + \varphi_{corr k}] \right\}, \end{aligned} \quad (5)$$

где $\varphi_o^g = \varphi_o^s$; $\lambda(t_k) = \lambda(t_k)$.

Сигналы, поступающие на входы ФНЧ со смесителей, определяются как результат комплексного перемножения полезного и опорного сигналов:

$$\begin{aligned} X_R(t_k) &= IS_R(t_k, \lambda_k) OG_R(t_k, \lambda_k) + IS_I(t_k, \lambda_k) OG_I(t_k, \lambda_k), \\ X_I(t_k) &= IS_I(t_k, \lambda_k) OG_R(t_k, \lambda_k) - IS_R(t_k, \lambda_k) OG_I(t_k, \lambda_k). \end{aligned} \quad (6)$$

В качестве ФНЧ используется идеальный интегратор со сбросом. После квадратичного детектирования, суммарно-разностной обработки и нормировки разностного сигнала выходной эффект дискриминатора может быть представлен в следующем виде:

$$D(t_k) = \frac{[F_{1R}^2(t_k) + F_{1I}^2(t_k)] - [F_{2R}^2(t_k) + F_{2I}^2(t_k)]}{[F_{1R}^2(t_k) + F_{1I}^2(t_k)] + [F_{2R}^2(t_k) + F_{2I}^2(t_k)]}, \quad (7)$$

где $F_{1,2R}^2(t_k), F_{1,2I}^2(t_k)$ — квадратурные составляющие выходных сигналов ФНЧ1 и ФНЧ2.

Блок КПЧД осуществляет преобразование $D(t_k)$ в значения частотного рассогласования f_f в соответствии с заранее учтенной зависимостью.

В качестве сглаживающего фильтра используется модель упрощенного калмановского фильтра [7]. На схеме рис.2 введены обозначения: $f_{\dot{y}(k+1)}$ — экстраполированное значение частоты на $(k+1)$ -й шаг; K_f и $K_{\dot{f}}$ — весовые коэффициенты фильтрации невязки. Причем

$$f_{\dot{y}(k+1)} = f_k + \dot{f}_k T, \quad f_{k+1} = f_{\dot{y}(k+1)} + K_{f(k+1)} (f_{fk} - f_{\dot{y}(k+1)}), \quad \dot{f}_{k+1} = f_{\dot{y}(k+1)} + K_{\dot{f}(k+1)} (f_{fk} - f_{\dot{y}(k+1)}). \quad (10)$$

Весовые коэффициенты фильтрации невязки получены на $(k + 1)$ -м шаге следующим образом [7]:

$$\begin{aligned} K_{f(k+1)} &= b_{k+1}, \\ K_{\dot{f}(k+1)} &= c_{k+1}/T; \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} b_{k+1} &= b_k / (b_{\dot{y}(k+1)} + 1), \\ c_{k+1} &= c_k / (b_{\dot{y}(k+1)} + 1), \\ d_{k+1} &= d_{\dot{y}(k+1)} - c_{\dot{y}(k+1)}^2 / (b_{\dot{y}(k+1)} + 1); \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} b_{\dot{y}(k+1)} &= b_k + 2c_k + d_k + M, \\ c_{\dot{y}(k+1)} &= c_k + d_k + 2M, \\ d_{\dot{y}(k+1)} &= d_k + 4M, \end{aligned} \quad (13)$$

где $M = \frac{T}{4} \frac{\sigma_{ax}^2}{\sigma_{kx}^2}$; b_{k+1} , \tilde{n}_{k+1} , d_{k+1} — коэффициенты матрицы ошибок результирующего оценивания \mathbf{R}_{k+1} ; $b_{\dot{y}(k+1)}$, $c_{\dot{y}(k+1)}$, $d_{\dot{y}(k+1)}$ — их экстраполированные значения; σ_{ax}^2 — дисперсия случайного изменения параметра на k -м шаге; σ_{kx}^2 — дисперсия ошибки измерения на k -м шаге; T — интервал дискретизации модели.

Блок ФФ преобразовывает значение $f_{\dot{y}(k+1)}$ в сигнал коррекции фазы ОГ:

$$\varphi_{corr k} = 2\pi_k f_{k+1} + 2\pi_k^2 \dot{f}_{k+1}. \quad (14)$$

Особенностью рассмотренной схемы является ее дискретно-непрерывный режим работы. При этом новые фильтрованные значения частоты f_{k+1} и скорости ее изменения \dot{f}_{k+1} вычисляются лишь один раз за время когерентного накопления. Новые же значения сигнала коррекции фазы вычисляются в соответствии с этой схемой на каждом шаге модельного времени, определяемом длительностью дискрета КФМ сигнала.

Результаты эксперимента

В ходе эксперимента решение о срыве режима слежения в модели ССН принималось в блоке РУ и индицировалось в УИ в том случае, если на интервале наблюдения T_i имел место хотя бы однократный выход ошибки слежения за пределы апертуры дискриминатора [3]. При моделировании работы ССН приемника, использующего непрерывный КФМ сигнал, полагалось, что $\tau_{\dot{a}} = 0,1 \text{ нс}$, время когерентного накопления $T_i = 20 \text{ нс}$, период повторения образующей полезный сигнал М-последовательности $T_i^i \gg T_i$.

В ходе серии экспериментов исследовалась зависимость $\bar{T}_{\dot{n}0}(\rho)$ при воздействии следующих видов помех:

- последовательности КФМ импульсов со случайным от импульса к импульсу законом манипуляции фазы (КФМ-var);
- последовательности КФМ импульсов с постоянным от импульса к импульсу законом манипуляции фазы (КФМ-const);
- последовательности линейно-частотно-модулированных (ЛЧМ) импульсов;
- непрерывного белого гауссовского шума (БГШ).

Условия проведения экспериментов:

Образующий полином М-последовательности полезного сигнала стороне постановщика помехи не известен. Полоса следящей системы $\Delta f_\alpha = 10 \text{ \AA}$. Длительность импульса помехи $\tau_\epsilon = 1 \text{ \AA}$, скважность $Q = 10$. Положение переднего фронта импульса помехи относительно момента начала T_i , $\Delta\omega_p$ и φ_o^p — случайные равномерно распределенные величины в интервалах $[0, T_i]$, $[-10, +10] \text{ \AA}$ и $[0, 2\pi]$ соответственно.

Полученная в ходе экспериментов зависимость $\bar{T}_{\bar{n}\delta}(\rho)$ для $\rho \in [6, 17]$ показана на рис. 3. Здесь чем ниже проходит кривая, тем меньше $\bar{T}_{\bar{n}\delta}$ при $\rho = \text{const}$, а значит, тем более эффективна помеха по критерию обеспечения минимума $\bar{T}_{\bar{n}\delta}$. Видно, что из вышеперечисленных наилучшей по критерию $\min(\bar{T}_{\bar{n}\delta})$ является импульсная помеха КФМ-var. Помеха типа непрерывного БГШ является наименее эффективной из рассмотренных.

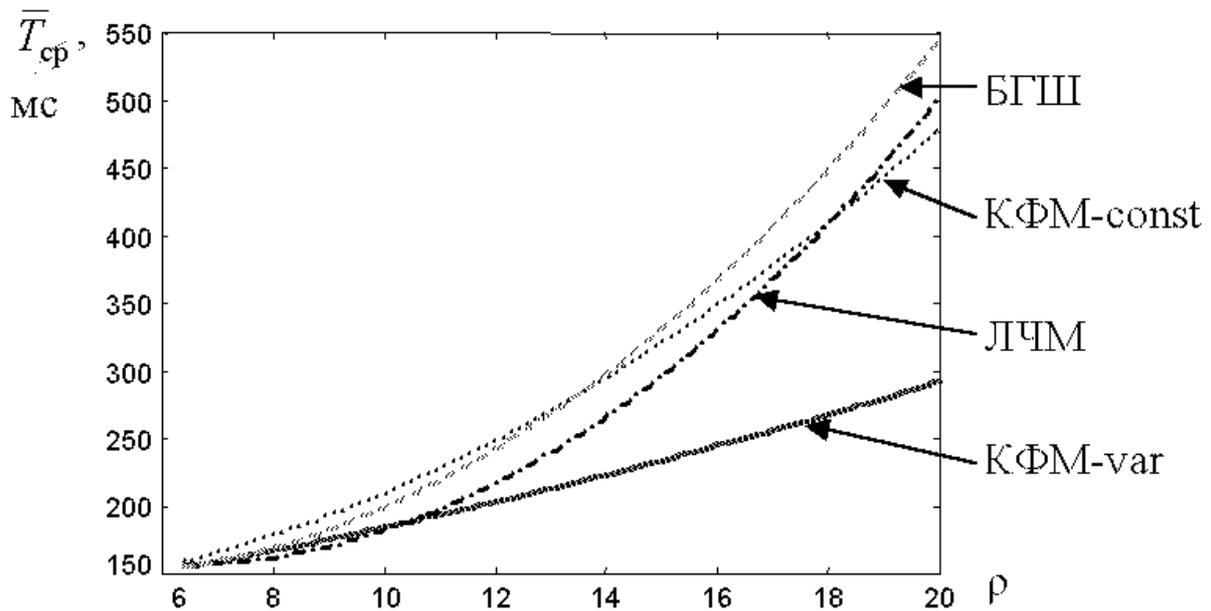


Рис. 3. Среднее время до срыва ССН

Заключение

Помеха в виде последовательности КФМ импульсов со случайным от импульса к импульсу законом манипуляции фазы обладает большей эффективностью по сравнению с непрерывным БГШ и с другими исследованными видами модуляции по критерию обеспечения $\min(\bar{T}_{\bar{n}\delta})$ ($\rho = \text{const}$) при воздействии на ССН приемника, использующего непрерывный КФМ сигнал. Для оценки влияния таких параметров помехи, как период повторения импульсов, скважность и т.д., требуется проведение дополнительных исследований.

RESULTS OF MODELLING OF PULSE JAMS INFLUENCE ON CONTINUOUS SIGNAL FREQUENCY TRACKING SYSTEM

S.A. GORSHKOV, V.A. KONDRATYONOK, A.S. SOLONAR, M.V. KRIKLIVI

Abstract

The materials of this article are devoted to questions of tracking systems jam-resistance. The article consists of two parts. In the first part of the article the imitation model of frequency tracking system and the algorithm of this model operation are described. In the second part of the article the model characteristics test results for influence of some types of jams are considered.

Литература

1. Бакут П.А., Большаков И.А., Герасимов Б.М. и др. Вопросы статистической теории радиолокации/ Под общ. ред. Г.П. Тартаковского. В 2 Т. М., 1964.
2. Кравцов В.А., Лобанов А.Д. Теория РЭБ. Мн., 1998.
3. Ганэ В.А., Степанов В.Л. Расчет следящих систем. Мн., 1990.
4. Борисов Ю.П. Математическое моделирование радиосистем. М., 1976.
5. Бусленко Н.П. Моделирование сложных систем. М., 1978.
6. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и РЭБ. Ч. 1. Основы радиолокации. М., 1983.
7. Фарина А., Студер Ф. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей. М., 1993.