



УДК 621.391.25

В. Н. Бондаренко, В. Ф. Гарифуллин, Т. В. Краснов
Институт инженерной физики и радиоэлектроники
Сибирского федерального университета
Р. Г. Галеев
ОАО «НПП "Радиосвязь"»

Помехоустойчивость алгоритма поиска шумоподобного сигнала с минимальной частотной модуляцией при воздействии гармонической помехи¹

Проанализирована помехоустойчивость алгоритма поиска по времени запаздывания периодического шумоподобного сигнала с минимальной частотной модуляцией в условиях воздействия флуктуационной и гармонической помех. Показано, что для сигналов, представляющих практический интерес, рассмотренный алгоритм обеспечивает с требуемой точностью кодовую синхронизацию корреляционного приемника в условиях, когда гармоническая помеха превышает полезный сигнал не более чем на 46 дБ.

Шумоподобный сигнал, минимальная частотная модуляция, гармоническая помеха, поиск сигнала, помехоустойчивость

В современных системах радионавигации и радиосвязи все большее применение находят шумоподобные сигналы (ШПС) с минимальной частотной модуляцией (МЧМ), превосходящие традиционные ШПС с фазовой модуляцией по спектральной эффективности и по другим показателям [1].

К основным проблемам при приеме шумоподобных сигналов относится поиск сигнала по времени запаздывания с точностью, достаточной для захвата сигнала системой кодовой синхронизации. Наиболее остро проблема поиска стоит в отсутствие априорной информации о времени запаздывания. В этом случае априорная неопределенность по времени запаздывания ШПС определяется периодом его повторения при условии, что неоднозначность, кратная периоду ШПС, может быть устранена другими мерами (например, цикловой синхронизацией).

В настоящей статье проанализирована помехоустойчивость оптимального при флуктуационной помехе алгоритма поиска по времени запаздывания ШПС с МЧМ в условиях воздействия гармонической помехи.

Положим, что принятая реализация представляет собой аддитивную смесь сигнала $s(t - \tau_c)$,

гармонической помехи $v(t)$ и гауссовского шума $\xi(t)$ с равномерной в полосе ШПС спектральной плотностью мощности $N_0/2$:

$$y(t) = s(t - \tau_c) + v(t) + \xi(t). \quad (1)$$

Полезный сигнал имеет вид

$$s(t - \tau_c) = \operatorname{Re} \left\{ \dot{S}(t - \tau_c) \exp \left\{ j \left[2\pi (f_0 + F_c)t + \varphi_c \right] \right\} \right\}, \quad (2)$$

где

$$\dot{S}(t - \tau_c) = \sqrt{2P_c} \exp \left[j\Theta(t - \tau_c) \right] \quad (3)$$

– комплексная огибающая полезного сигнала; τ_c , f_0 , F_c , φ_c – его время запаздывания, несущая частота, доплеровский сдвиг несущей частоты и начальная фаза соответственно, причем P_c – мощность сигнала; $\Theta(t)$ – функция, определяющая закон широкополосной угловой модуляции.

Гармоническая помеха описывается следующим образом:

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в Сибирском федеральном университете (договор № 02.G25.31.0041).

$$v(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sqrt{2P_{\Pi}} \exp \left\{ j \left[2\pi(f_0 + F_{\Pi})t + \varphi_{\Pi} \right] \right\} \right\} \quad (4)$$

где P_{Π} , F_{Π} , φ_{Π} – мощность, частотный сдвиг и начальная фаза помехи соответственно.

Структура оптимального (по критерию максимального правдоподобия) алгоритма поиска применительно к задаче приема ШПС с МЧМ на фоне аддитивного гауссовского "белого" шума приведена в [2].

Блок-схема устройства поиска представлена на рис. 1. Оптимальный корреляционный приемник осуществляет параллельный (одновременный) поиск сигнала по времени запаздывания. Каждый из каналов приемника содержит пару корреляторов, вычисляющих корреляции принятой реализации на интервалах, равных периоду повторения ШПС, с опорными сигналами, являющимися квадратурными копиями ШПС с МЧМ с фиксированным значением задержки. Блок межпериодного накопления осуществляет накопление результатов корреляционной обработки на интервалах, кратных периоду повторения ШПС, формируя квадратурные составляющие взаимной корреляционной функции принятой реализации и опорных сигналов. Решающий блок выдает в качестве оценки времени запаздывания $\hat{\tau}_c$ значение, соответствующее каналу с максимальным значением модуля взаимной корреляционной функции.

Оценим помехоустойчивость устройства поиска, реализующего оптимальный алгоритм поиска ШПС с МЧМ, применительно к модели наблюдений (1)–(4) в отсутствие доплеровского сдвига частоты сигнала².

Полагая, что число каналов равно длине N кодовой псевдослучайной последовательности (ПСП) (т. е. шаг поиска равен длительности элемента ПСП), для квадратурных составляющих корреляции в k -м канале запишем:

$$\begin{cases} z_{1k} = \int_0^{nT_c} y(t) s_1(t - \tau_k) dt; \\ z_{2k} = \int_0^{nT_c} y(t) s_2(t - \tau_k) dt, \end{cases} \quad (5)$$

$$k = \overline{0, N-1},$$

где $n \geq 1$ – целое; $T_c = NT$ – период повторения ШПС (T – длительность элемента ПСП);

$$\begin{cases} s_1(t - \tau_k) = \\ = \operatorname{Re} \left\{ \sqrt{2P_c} \exp \left[j\Theta(t - \tau_k) \right] \exp(j2\pi f_0 t) \right\} = \\ = \sqrt{2P_c} \cos \left[2\pi f_0 t + \Theta(t - \tau_k) \right]; \\ s_2(t - \tau_k) = \\ = \operatorname{Im} \left\{ \sqrt{2P_c} \exp \left[j\Theta(t - \tau_k) \right] \exp(j2\pi f_0 t) \right\} = \\ = \sqrt{2P_c} \sin \left[2\pi f_0 t + \Theta(t - \tau_k) \right] \end{cases} \quad (6)$$

– опорные квадратурные ШПС в k -м канале устройства поиска; $\tau_k = kT$ – задержка опорных сигналов относительно местной шкалы времени.

Используя (5), (6), для средних значений корреляций в k -м канале ($k = \overline{0, N-1}$) запишем:

$$\bar{z}_{1k} = nE \left[R_k \cos \varphi_k + \gamma B_k \operatorname{sinc}(n\Delta) \cos \psi_k \right]; \quad (7)$$

$$\bar{z}_{2k} = nE \left[R_k \sin \varphi_k + \gamma B_k \operatorname{sinc}(n\Delta) \sin \psi_k \right], \quad (8)$$

где E – энергия сигнала на периоде T_c ; $R_k = R(\tau - kT)$ – модуль нормированной автокорреляционной функции (АКФ) сигнала в k -м канале (τ – ошибка кодовой синхронизации (полагаем, что канал $k = 0$ является "синхронным", т. е. опорная ПСП этого канала совпадает с ПСП принимаемого сигнала с точностью до ошибки $|\tau| \leq T/2$)); B_k – модуль нормированной двумерной взаимной корреляционной функции (ВКФ) $B(\tau, F)$ комплексных огибающих опорного ШПС с МЧМ (6) и гармонической помехи при частотном сдвиге $F = F_{\Pi}$; φ_k и ψ_k – "фазы" сигнальной и помеховой составляющих корреляций в k -м канале соответственно, однозначно связанные с начальными фазами сигнала и помехи; $\gamma = \sqrt{P_{\Pi}/P_c}$ – отношение "помеха/сигнал" на входе коррелятора; $\operatorname{sinc}(n\Delta) = \sin(n\Delta)/(n\Delta)$, причем $\Delta = \pi T_c F_{\Pi}$.

Используя (7), (8), найдем параметр распределения Релея–Райса для модуля корреляции

$$Z_k = \sqrt{z_{1k}^2 + z_{2k}^2} :$$

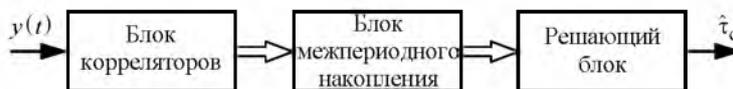


Рис. 1

² В системах радионавигации для морских потребителей влиянием доплеровского сдвига частоты можно пренебречь [1].

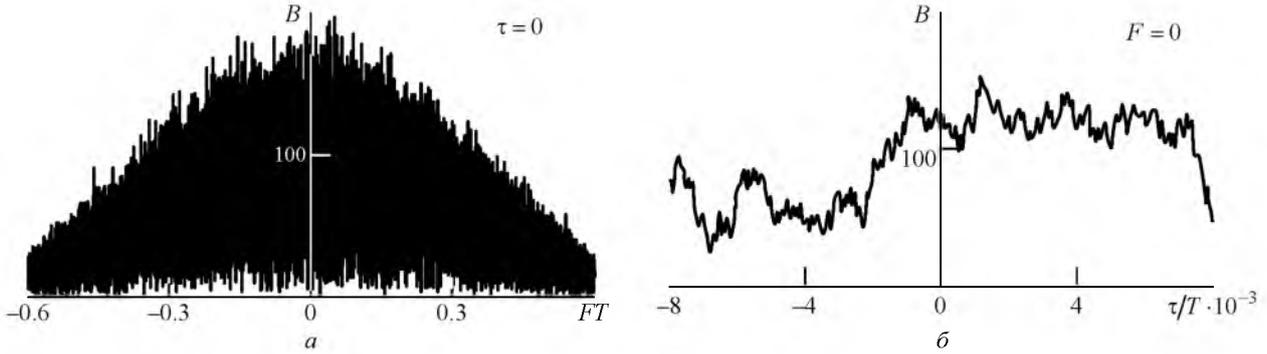


Рис. 2

$$h_k = \frac{\sqrt{(\bar{z}_{1k})^2 + (\bar{z}_{2k})^2}}{\sigma} = \sqrt{nq} \left[R_k^2 + (\nu\gamma B_k)^2 + 2\nu R_k \gamma B_k \cos \Psi_k \right]^{1/2}, \quad (9)$$

$$k = \overline{0, N-1},$$

где $\sigma = \sqrt{nEN_0/2}$ – среднеквадратическое отклонение каждой из составляющих z_{1k} и z_{2k} ; $q = \sqrt{2E/N_0}$ – отношение "сигнал/шум" на периоде ШПС; $\nu = \text{sinc}(n\Delta)$; $\Psi_k = \varphi_k - \psi_k$ – разность "фаз" сигнальной и помеховой составляющих корреляций.

В частном случае нулевой временной расстройки опорного сигнала синхронного канала относительно принимаемого $\tau = 0$ ($R_0 = 1$) формула (9) упрощается:

$$\begin{cases} h_0 = \sqrt{nq} \left[1 + (\nu\gamma B_0)^2 + 2\nu\gamma B_0 \cos \Psi_0 \right]^{1/2}; \\ h_k \cong \sqrt{nq\nu\gamma B_0}, \quad k = \overline{1, N-1}, \end{cases} \quad (10)$$

где B_0 – модуль ВКФ для синхронного канала

$$(k = 0); \quad B_0 = \left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} B_k^2 \right)^{1/2} - \text{эффективное значение ВКФ в остальных каналах.}$$

В (10) учтено, что значения боковых лепестков нормированной АКФ $R_k = (1/N) \rightarrow 0$, $k = \overline{2, N-2}$, при $N \gg 1$, а отличием значений $R_1 = R_{N-1} = 1/\pi$ от значений R_k , соответствующих боковым лепесткам АКФ, в этом случае можно пренебречь³.

Для синхронного канала ($k = 0$) множитель в квадратных скобках в (10) определяет проигрыш в помехоустойчивости за счет усреднения по фазе

Ψ_0 , обусловленный воздействием гармонической помехи ($\gamma > 0$).

На рис. 2 приведены сечения ВКФ при $\tau = 0$ $B(0, F)$ и при $F = 0$ $B(\tau, 0)$, рассчитанные по формуле

$$B(\tau, F) = \left| \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} \exp \{ j[\Theta(t - \tau) - 2\pi Ft] \} dt \right|$$

для кода длиной $N = 2^{14} - 1$ (M -последовательность структуры [14, 10, 6, 1], указаны номера отводов регистра сдвига с обратной связью, используемые в сумматоре по модулю 2). Значение $B_0 \cong 0.012$, эффективное значение $B_0 \approx 0.01$, среднее значение ВКФ в диапазоне частотных расстроек $|F| \leq 0.2/T$ составляет приблизительно $4/(\pi\sqrt{N}) \cong 0.01$. Как видно из рисунка, аппроксимация значений ВКФ в указанных сечениях равномерным фоном с уровнем, равным эффективному значению B_0 (см. (10)), вполне оправдана. В обоих сечениях (рис. 2, а и б) $B_0 \approx 0.01$, что соответствует среднему значению ВКФ в сечении $B(0, F)$ в области малых частотных расстроек.

При $N \gg 1$ вероятность аномальной ошибки $P_{\text{ош}}$, превышающей по абсолютной величине половину шага поиска, определяется по формуле [1]:

$$P_{\text{ош}} = 1 - \int_0^{\infty} x \exp \left(-\frac{x^2 + h_0^2}{2} \right) I_0(h_0 x) Q^{N-1}(x, h_k) dx, \quad (11)$$

где $I_0(\cdot)$ – функция Бесселя нулевого порядка от мнимого аргумента; $Q(\cdot, \cdot)$ – Q -функция Маркума [3] (интегральное распределение Релея–Райса); значения $h_0(\Psi)$ и h_k определяются выражениями (10).

³ Оправданность такого допущения подтверждается результатами статистического моделирования [1].

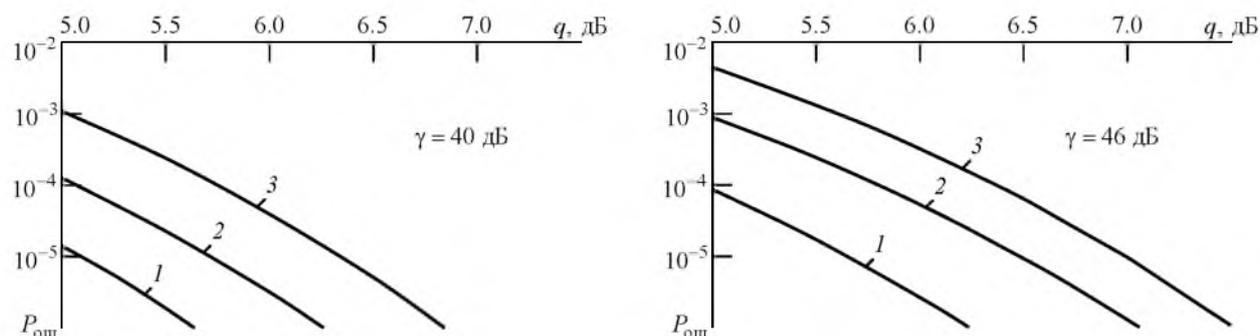


Рис. 3

Среднюю вероятность ошибки найдем усреднением условной вероятности (11) по случайной величине Ψ , которую положим равномерно распределенной на интервале $[0, 2\pi]$.

На рис. 3 представлены графики зависимости $P_{\text{ош}}$ от отношения "сигнал/шум" q при $\tau = 0$ (кривые 1) при случайной равномерно распределенной на интервале $[-T/2, T/2]$ величине $\tau = 0$ (кривые 2) и при $|\tau| = T/2$ (кривые 3), рассчитанных с использованием формул (9)–(11) для двух значений отношения "помеха/сигнал" на входе коррелятора γ . Представленные зависимости соответствуют параметрам сигнала $N = 2^{14} - 1$, $T_c = 40$ мс, $n = 25$ и наиболее опасной синхронной гармонической помехе с частотной расстройкой $F_{\text{п}} = 0$.

Как следует из рис. 3, превышение гармонической помехи над сигналом $\gamma_{\text{max}} \cong 46$ дБ может полагаться максимально допустимым для указанных условий. В этом случае средняя вероятность ошиб-

ки (кривая 2 для $\tau \in [-T/2, T/2]$) при пороговом значении отношения "сигнал/шум" $q_{\text{min}} = 5$ дБ составляет приблизительно 10^{-3} (по сравнению со значением $P_{\text{ош}} \cong 5 \cdot 10^{-5}$ в отсутствие гармонической помехи).

Проведенный анализ свидетельствует о том, что запас помехоустойчивости к гармонической помехе при использовании оптимального для флуктуационной помехи алгоритма поиска по времени запаздывания периодического шумоподобного сигнала с минимальной частотной модуляцией определяется в основном длиной кода и составляет приблизительно $10 \lg N$ дБ. В частности при $N = 16\,383$, запас помехоустойчивости составит около 46 дБ. В этих условиях рассмотренный алгоритм обеспечивает кодовую синхронизацию корреляционного приемника с вероятностью ошибки не более 10^{-3} при пороговом значении отношения "сигнал/шум" $q_{\text{min}} = 5$ дБ.

Список литературы

1. Бондаренко В. Н., Кокорин В. И. Широкополосные радионавигационные системы с шумоподобными частотно-манипулированными сигналами. Новосибирск: Наука. 2011. 263 с.

2. Бондаренко В. Н. Оптимальный алгоритм поиска шумоподобного сигнала с минимальной ча-

стотной манипуляцией // Радиотехника и электроника. 2008. Т. 53, № 2. С. 238–244.

3. Тихонов В. И., Харисов В. Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь, 2004. 608 с.

V. N. Bondarenko, V. F. Garifullin, T. V. Krasnov

Engineering physics and radio electronics institute of Siberian federal university (t. of Krasnoyarsk)

R. G. Galeev

Open JSC «NPP "Radiosvyaz"» (t. of Krasnoyarsk)

Noise stability of algorithm of search of a noise-type signal with the minimum frequency modulation at influence of a harmonious hindrance

The noise stability of algorithm of search in time of delay of a periodic noise-type signal with the minimum frequency modulation with influencing of fluctuation and harmonious hindrances is analysed. It is shown that for the signals representing practical interest, the considered algorithm provides with a demanded accuracy code synchronization of the correlation receiver if harmonious hindrance exceeds a useful signal no more, than on 46 dB.

Noise-type signal, minimum frequency modulation, harmonious hindrance, signal search, noise stability

Статья поступила в редакцию 25 июля 2014 г.