

МАКСИМАЛЬНАЯ ВЕРОЯТНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА С УЧЕТОМ ИСКАЖЕНИЙ В ОДНОКОНТУРНОЙ ВХОДНОЙ ЦЕПИ ПРИЕМНИКА

© 2022 г. Г. А. Бакаева*

*Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина,
ул. Старых Большевиков, 54 “А”, Воронеж, 394064 Российская Федерация*

*E-mail: gbakaeva@rambler.ru

Поступила в редакцию 21.07.2021 г.

После доработки 21.08.2021 г.

Принята к публикации 17.09.2021 г.

Рассмотрено обнаружение ограниченного по спектру фазоманипулированного широкополосного сигнала (ФМШПС) со случайными амплитудой и фазой с учетом искажений в одноконтурной входной цепи приемника. Рассчитаны вероятности обнаружения ФМШПС в зависимости от ширины его спектра, полосы пропускания одноконтурной входной цепи приемника, характеристик сигнала и шума. Определены условия, при которых вероятность обнаружения ФМШПС максимальна.

DOI: 10.31857/S0033849422030019

ВВЕДЕНИЕ

В системах радиосвязи и управления применяют фазоманипулированные широкополосные сигналы (ФМШПС), расширение спектра в которых достигается за счет псевдослучайной перестройки рабочей фазы передаваемого сигнала [1, 2]. Мгновенная полоса частот ФМШПС определяется длительностью одного элемента кода псевдослучайной последовательности (ПСП) и совпадает с шириной полосы частот системы радиосвязи (СРС).

При обнаружении ФМШПС с учетом случайного изменения амплитуды и фазы на фоне шума необходимо определить начало модулирующей ПСП. Для этого максимальное значение выходного сигнала корреляционного приемника сравнивают с “порогом”, при превышении которого выносится решение. На определение времени начала ПСП ФМШПС влияют искажения, вызванные ограничением его спектра [3, 5].

В СРС с ФМШПС возможны также искажения из-за неравномерности амплитудно-частотной и нелинейности фазочастотной характеристик (АЧХ, ФЧХ) входных цепей приемника, которые проявляются тем сильнее, чем шире его спектр. Наиболее распространены одноконтурные входные цепи. Представляет интерес определить параметры одноконтурной входной цепи приемника, при которых вероятность обнаружения ФМШПС с ограниченной шириной спектра с учетом случай-

ного изменения амплитуды и фазы на фоне шумов максимальна.

1. ВЫХОДНОЙ СИГНАЛ КОРРЕЛЯЦИОННОГО ПРИЕМНИКА

Формируемый генератором передатчика ФМШПС без учета информационной составляющей с двоичной фазовой манипуляцией можно представить как [1]

$$s(t) = \sum_{k=1}^L p_k \operatorname{rect}[t - (k-1)\tau_n] \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (1)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$ (f_0 – несущая частота ФМШПС); τ_n – длительность элемента кода ПСП; L – число элементов кода ПСП на длительности бита информации, $L = T/\tau_n$ (T – длительность одного бита информации); φ_0 – случайная начальная фаза, $|\varphi_0| \leq \pi$;

$$\operatorname{rect}[t - (k-1)\tau_n] = \begin{cases} 1, & (k-1)\tau_n \leq t \leq k\tau_n \\ 0, & t < (k-1)\tau_n, \quad t > k\tau_n \end{cases}$$

– функция единичного скачка; p_k – значения кода ПСП, $\{+1, -1\}$, причем $p_k = p_{k \pm L}$.

На вход одноконтурной цепи приемника поступает смесь ограниченного по спектру выходными цепями передатчика ФМШПС и шума

$$x(t) = as_1(t - \epsilon_0) + n(t), \quad (2)$$

где a – амплитуда ФМШПС на входе приемника, содержащая постоянную и флуктуирующую составляющие; ϵ_0 – временная задержка ФМШПС на входе приемника относительно выбранного начала отсчета;

$$s_1(t) = \int_0^t s(\tau)h(t - \tau)d\tau = \begin{cases} p_1 \int_0^t \cos(w_0\tau + \varphi_0)h(t - \tau)d\tau, & 0 < t < \tau_{\text{н}} \\ p_v \int_{(v-1)\tau_{\text{н}}}^t \cos(w_0\tau + \varphi_0)h(t - \tau)d\tau + \\ + \sum_{k=1}^{v-1} p_k \int_{(k-1)\tau_{\text{н}}}^{k\tau_{\text{н}}} \cos(w_0\tau + \varphi_0)h(t - \tau)d\tau, & (v-1)\tau_{\text{н}} < t < v\tau_{\text{н}}, \quad 2 \leq v \leq L \end{cases} \quad (3)$$

– ФМШПС, ограниченный по спектру выходными цепями передатчика;

$$h(t) = K_0 \frac{\Delta w}{\pi} \text{sinc} \frac{\Delta w t}{2} \cos w_0 t \quad (4)$$

– импульсная характеристика выходной цепи передатчика;

$\Delta f = \Delta w / 2\pi$ – рабочая полоса частот выходной цепи передатчика, соизмеримая с шириной спектра элемента кода ПСП ФМШПС;

$\text{sinc } x = \sin x / x$; K_0 – коэффициент пропорциональности;

$$w(a, \varphi_0) = \frac{a}{2\pi\sigma_a^2} \exp \left[-\frac{a^2 + a_0^2 - 2aa_0 \cos \varphi_0}{2\sigma_a^2} \right] \quad (5)$$

– плотность распределения амплитуды и фазы, a_0 – постоянная составляющая амплитуды ФМШПС, σ_a^2 – дисперсия флуктуирующей составляющей амплитуды, $a \geq 0$; $n(t)$ – шум аппаратуры, функция корреляции которого равна

$$\langle n(t_1)n(t_2) \rangle = \frac{N_0}{2} \delta(t_1 - t_2), \quad (6)$$

N_0 – односторонняя спектральная плотность шума.

Для одноконтурной входной цепи приемника, настроенной на несущую частоту ФМШПС f_0 с полосой пропускания $\Omega = 2\pi\Delta f_{\text{пр}} \ll 2\pi f_0$, соизмеримой с шириной спектра элемента кода ПСП,

квадрат модуля частотной характеристики можно представить [4] в виде

$$|k_1(jw)|^2 = \frac{K_1^2 \Omega^2}{w^2 + \Omega^2}, \quad (7)$$

где K_1 – коэффициент передачи входной цепи на несущей частоте.

На выходе одноконтурной цепи приемника выражения для сигнальной и помеховой составляющих имеют соответственно вид

$$s_2(t) = as_2(t) = a \int_0^t s_1(x)h_1(t - x)dx = \begin{cases} p_1 \int_0^t dx \int_0^x \cos(w_0\tau + \varphi_0)h(x - \tau)h_1(t - x)d\tau, & 0 < t < \tau_{\text{н}} \\ p_v \int_{(v-1)\tau_{\text{н}}}^t dx \int_{(v-1)\tau_{\text{н}}}^x \cos(w_0\tau + \varphi_0)h(x - \tau)h_1(t - x)d\tau + \\ + \sum_{n=1}^{v-1} p_n \int_{(n-1)\tau_{\text{н}}}^{n\tau_{\text{н}}} dx \int_{(n-1)\tau_{\text{н}}}^x \cos(w_0\tau + \varphi_0) \times \\ \times h(x - \tau)h_1(t - x)d\tau + p_{v-1} \int_{(v-2)\tau_{\text{н}}}^t dx \times \\ \times \int_{(v-1)\tau_{\text{н}}}^{(v-1)\tau_{\text{н}}} \cos(w_0\tau + \varphi_0)h(x - \tau)h_1(t - x)d\tau + \\ + \sum_{n=1}^{v-2} p_n \int_{(n-1)\tau_{\text{н}}}^{n\tau_{\text{н}}} dx \times \\ \times \int_{(n-2)\tau_{\text{н}}}^{(n-1)\tau_{\text{н}}} \cos(w_0\tau + \varphi_0)h(x - \tau)h_1(t - x)d\tau, & (v-1)\tau_{\text{н}} < t < v\tau_{\text{н}}, \quad 2 \leq v \leq L \end{cases} \quad (8)$$

и

$$n_2(t) = \int_0^t n(\tau)h_1(t - \tau)d\tau, \quad (9)$$

где

$$h_1(t) = K_1\Omega \exp[-\Omega|t|] \cos w_0 t \quad (10)$$

– импульсная характеристика входной цепи приемника.

Выходной сигнал корреляционного приемника с квадратурными каналами определяется по выражению [5]

$$M(\epsilon) = \left[\int_{\epsilon_{\text{он}}}^{T+\epsilon_{\text{он}}} \hat{x}(t)s_c(t - \epsilon_{\text{он}})dt \right]^2 + \left[\int_{\epsilon_{\text{он}}}^{T+\epsilon_{\text{он}}} \hat{x}(t)s_s(t - \epsilon_{\text{он}})dt \right]^2, \quad (11)$$

где

$$\hat{x}(t) = a\hat{s}_2(t - \varepsilon_0) + n_2(t); \quad (12)$$

$$\begin{Bmatrix} S_c(\varepsilon) \\ S_s(\varepsilon) \end{Bmatrix} = \int_0^T \hat{s}_2(t - \varepsilon) \begin{Bmatrix} s_c(t) \\ s_s(t) \end{Bmatrix} dt; \quad (16)$$

$\varepsilon_{\text{оп}}$ – время задержки опорного сигнала квадратурного приемника относительно выбранного начала отсчета;

$$\begin{Bmatrix} s_c(t) \\ s_s(t) \end{Bmatrix} = \sum_{v=1}^L p_v \operatorname{rect} \left[\frac{t - (v-1)\tau_{\text{и}}}{\tau_{\text{и}}} \right] \begin{Bmatrix} \cos w_0 t \\ \sin w_0 t \end{Bmatrix} \quad (13)$$

– опорные сигналы квадратурных каналов.

Аддитивная смесь ограниченного по спектру ФМШПС и шума проходит одноконтурную цепь приемника, поступает в квадратурные каналы, перемножается с опорными сигналами, интегрируется, возводится в квадрат и суммируется. С учетом (12), (13) выражение (11) принимает вид

$$M(\varepsilon) = a^2 S^2(\varepsilon) + 2aS(\varepsilon)G_1 + G_c^2 + G_s^2, \quad (14)$$

где $\varepsilon = \varepsilon_0 - \varepsilon_{\text{оп}}$ – время задержки принимаемого ФМШПС относительно начала ПСП опорного сигнала;

$$S(\varepsilon) = [S_c^2(\varepsilon) + S_s^2(\varepsilon)]^{1/2} \quad (15)$$

– огибающая корреляционной функции принимаемого ФМШПС и опорного сигналов [3];

$$G_1 = G_c \cos[\varphi' + \chi(\varepsilon)] - G_s \sin[\varphi' + \chi(\varepsilon)]; \quad (17)$$

$\chi(\varepsilon) = -\arctg \left[\frac{S_s(\varepsilon)}{S_c(\varepsilon)} \right]$; $\varphi' = \varphi_0 - w_0\varepsilon$; G_c и G_s – нормальные случайные некоррелированные величины

$$\begin{Bmatrix} G_c \\ G_s \end{Bmatrix} = K_1 \Omega \sum_{v=1}^L p_v \int_{(v-1)\tau_{\text{и}}}^{v\tau_{\text{и}}} dt \begin{Bmatrix} \cos w_0 t \\ \sin w_0 t \end{Bmatrix} \times \quad (18)$$

$$\times \int_0^t n(\tau) \exp[-\Omega(t - \tau)] \cos[w_0(t - \tau)] d\tau,$$

среднее значение которых равно нулю, а дисперсия определяется как

$$\begin{aligned} \sigma_G^2 &= \left(\frac{K_1 \Omega}{4} \right)^2 \sum_{k,v=1}^L p_k p_v \int_{(k-1)\tau_{\text{и}}}^{k\tau_{\text{и}}} dt_1 \exp[-\Omega t_1] \times \\ &\times \int_{(v-1)\tau_{\text{и}}}^{v\tau_{\text{и}}} dt_2 \exp[-\Omega t_2] \int_0^{t_1} d\tau_1 \int_0^{t_2} d\tau_2 \langle n(\tau_1)n(\tau_2) \rangle \times \\ &\times \exp[\Omega(\tau_1 + \tau_2)] \cos w_0 \tau_1 \cos w_0 \tau_2. \end{aligned} \quad (19)$$

С учетом [3] корреляционную функцию $S(\varepsilon)$ в области высокой корреляции можно записать в виде

$$S(\varepsilon) = \frac{K_0 K_1 L \tau_{\text{и}}}{4\pi} \hat{S}(\varepsilon), \quad (20)$$

$$\hat{S}(\varepsilon) = \begin{cases} \left(1 - \frac{\varepsilon}{\tau_{\text{и}}} - \frac{1}{c} \right) Y_1 + \frac{\cos b \left(1 - \frac{\varepsilon}{\tau_{\text{и}}} \right) - 1}{b} + \frac{\exp \left\{ -c \left(1 - \frac{\varepsilon}{\tau_{\text{и}}} \right) \right\}}{c} Y_2, & 0 < \frac{\varepsilon}{\tau_{\text{и}}} < 1; \\ \frac{\exp \left\{ -c \left(2 - \frac{\varepsilon}{\tau_{\text{и}}} \right) \right\} - \exp \{-2c\} - \exp \left\{ \frac{c\varepsilon}{\tau_{\text{и}}} \right\}}{c} Y_3 - \left(\frac{\varepsilon}{\tau_{\text{и}}} + \frac{1}{c} \right) Y_4 + \frac{\exp \left\{ -c \left(1 - \frac{\varepsilon}{\tau_{\text{и}}} \right) \right\}}{c} Y_5 - \\ - \frac{\exp \left\{ \frac{c\varepsilon}{\tau_{\text{и}}} \right\}}{c} Y_6 + \left(1 - \frac{\varepsilon}{\tau_{\text{и}}} \right) Y_7 - Y_8 + \left(1 - \frac{1}{c} \right) Y_9 + \frac{\exp \left\{ -c \left(2 - \frac{\varepsilon}{\tau_{\text{и}}} \right) \right\}}{c} Y_{10} - \frac{\exp \{-2c\}}{c} Y_{11} - \\ - \frac{\exp \left\{ -c \left(1 - \frac{\varepsilon}{\tau_{\text{и}}} \right) \right\}}{c} Y_{12} + \frac{\exp \{-c\}}{c} Y_{13} + \frac{1}{c} Y_{14} + \\ + \frac{2 \cos b - \cos \frac{b\varepsilon}{\tau_{\text{и}}} + \cos b \left(2 - \frac{\varepsilon}{\tau_{\text{и}}} \right) - \cos 2b - \cos b \left(1 - \frac{\varepsilon}{\tau_{\text{и}}} \right)}{b}, & -1 < \frac{\varepsilon}{\tau_{\text{и}}} < 0; \end{cases}$$

где $2b = \Delta w \tau_{\text{и}} = 2\pi \Delta f \tau_{\text{и}}$ – произведение длительности элемента кода ПСП на ширину спектра ФМШПС на выходе передатчика; $2c = 2\Omega \tau_{\text{и}} =$

$= 4\pi \Delta f_{\text{пр}} \tau_{\text{и}}$ – произведение длительности элемента кода ПСП на полосу пропускания одноконтурной входной цепи приемника;

$$\begin{aligned}
 Y_1 &= \int_0^{b\left(\frac{1-\varepsilon}{\tau_n}\right)} \text{sinc } x dx, & Y_2 &= \int_0^{b\left(\frac{1-\varepsilon}{\tau_n}\right)} \text{sinc } x \exp\left(\frac{cx}{b}\right) dx, \\
 Y_3 &= \int_0^b \text{sinc } x dx, & Y_4 &= \int_0^{\frac{b\varepsilon}{\tau_n}} \text{sinc } x dx, \\
 Y_5 &= \int_0^b \text{sinc } x \exp\left(\frac{cx}{b}\right) dx, & Y_6 &= \int_0^{\frac{b\varepsilon}{\tau_n}} \text{sinc } x \exp\left(\frac{cx}{b}\right) dx, \\
 Y_7 &= \int_{b\left(\frac{1-\varepsilon}{\tau_n}\right)}^{b\left(\frac{2-\varepsilon}{\tau_n}\right)} \text{sinc } x dx, & Y_8 &= \int_b^{2b} \text{sinc } x dx, \\
 Y_9 &= \int_{2b}^{b\left(\frac{2-\varepsilon}{\tau_n}\right)} \text{sinc } x dx, & Y_{10} &= \int_0^{b\left(\frac{2-\varepsilon}{\tau_n}\right)} \text{sinc } x \exp\left(\frac{cx}{b}\right) dx, \\
 Y_{11} &= \int_0^{2b} \text{sinc } x \exp\left(\frac{cx}{b}\right) dx, \\
 Y_{12} &= \int_{-b}^{b\left(\frac{1-\varepsilon}{\tau_n}\right)} \text{sinc } x \exp\left(\frac{cx}{b}\right) dx, \\
 Y_{13} &= \int_{-b}^b \text{sinc } x \exp\left(\frac{cx}{b}\right) dx, & Y_{14} &= \int_b^{b\left(\frac{1-\varepsilon}{\tau_n}\right)} \text{sinc } x dx.
 \end{aligned}$$

После замены порядка интегрирования в (19), вычисления интегралов и пренебрежения слагаемыми, имеющими порядок малости $0(1/L)$, выражение (19) примет вид

$$\sigma_G^2 = \frac{N_0 K_1^2 L \tau_n}{16} \hat{\sigma}_G^2, \tag{21}$$

где $\hat{\sigma}_G^2 = 1 - \frac{1 - \exp(-c)}{c}$.

2. ВЕРОЯТНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ ФМШПС КВАДРАТУРНЫМ ПРИЕМНИКОМ

Определим вероятность обнаружения ФМШПС как

$$D = \int_{z_{\text{пор}}}^{\infty} W(z) dz, \tag{22}$$

$W(z)$ – плотность распределения вероятностей выходного сигнала корреляционного приемника $z = M(\varepsilon)$; $z_{\text{пор}}$ – уровень “порога”, при превышении которого выносится решение о наличии ФМШПС на входе приемника.

В соответствии с [5] выражение для плотности распределения сигнала со случайной начальной фазой, равномерно распределенной на $[-\pi; \pi]$, и амплитудой, содержащей постоянную и флуктуирующую составляющие с совместным распределением

$$w(a, \varphi_0) = \frac{a}{2\pi\sigma_a^2} \exp\left[-\frac{a^2 + a_0^2 - 2aa_0 \cos \varphi_0}{2\sigma_a^2}\right], \tag{23}$$

на выходе корреляционного приемника будет иметь вид

$$\begin{aligned}
 W(z) &= \frac{1}{2\sigma_G^2 [1 + QH(\gamma, b, c)]} \times \\
 &\times \exp\left\{-\frac{z + \sigma_G^2 \eta^2 QH(\gamma, b, c)}{2\sigma_G^2 [1 + QH(\gamma, b, c)]}\right\} \times \\
 &\times I_0\left[\frac{z\eta^2 QH(\gamma, b, c)}{\sqrt{\sigma_G^2 \{1 + QH(\gamma, b, c)\}}}\right], \tag{24}
 \end{aligned}$$

где $I_0(x)$ – функция Бесселя нулевого порядка от мнимого аргумента; $Q = \sigma_a^2 L \tau_n / N_0$ – отношение сигнал/шум для флуктуирующей составляющей амплитуды; $\eta = a_0 / \sigma_a$ – отношение постоянной составляющей амплитуды к среднеквадратичному отклонению флуктуирующей составляющей;

$$\begin{aligned}
 H(\gamma, b, c) &= \frac{1}{\pi^2 \hat{\sigma}_G^2} \times \\
 &\times \left\{ \left[\left(1 - \gamma - \frac{1}{c}\right) Y_1 + \frac{\cos b(1 - \gamma) - 1}{b} + \frac{\exp\{-c(1 - \gamma)\}}{c} Y_2 \right]^2, \quad 0 \leq \gamma < 1; \right. \\
 &\left. \left[\left(1 + \frac{\exp\{-c(2 - \gamma)\} - \exp\{-2c\} - \exp\{c\gamma\}}{c}\right) Y_3 - \left(\gamma + \frac{1}{c}\right) Y_4 + \frac{\exp\{-c(1 - \gamma)\}}{c} Y_5 - \frac{\exp\{c\gamma\}}{c} Y_6 + \right. \right. \\
 &\left. \left. + (1 - \gamma) Y_7 - Y_8 + \left(1 - \frac{1}{c}\right) Y_9 + \frac{\exp\{-c(2 - \gamma)\}}{c} Y_{10} - \frac{\exp\{-2c\}}{c} Y_{11} - \frac{\exp\{-c(1 - \gamma)\}}{c} Y_{12} + \right. \right. \\
 &\left. \left. + \frac{\exp\{-c\}}{c} Y_{13} + \frac{Y_{14}}{c} + \frac{2 \cos b - \cos b\gamma + \cos b(2 - \gamma) - \cos 2b - \cos b(1 - \gamma)}{b} \right]^2, \quad -1 < \gamma < 0; \right. \\
 &\left. \right\} \tag{25}
 \end{aligned}$$

– коэффициент, зависящий от параметров одно-контурной входной цепи приемника и выходной цепи передатчика; $\gamma = \varepsilon/\tau_{и}$ – время задержки принимаемого ФМШПС относительно опорного, нормированное на длительность элемента кода ПСП; $x_{пор} = z_{пор}/2\sigma_G^2$ – уровень “порога”, нормированный на мощность шумовой составляющей, связанный с вероятностью ложной тревоги как

$$F_{л.т.} = \exp\left[-\frac{z_{пор}}{2\sigma_G^2}\right].$$

С учетом (24), (25), выражение (22) для вероятности обнаружения ФМШПС принимает вид

$$D(\gamma, b, c, Q, \eta, F_{л.т.}) = 1 - \frac{1}{1 + QH(\gamma, b, c)} \times \exp\left\{-\frac{\eta^2 QH(\gamma, b, c)}{2[1 + QH(\gamma, b, c)]}\right\} \times \int_0^{-\ln F_{л.т.}} \exp\left\{-\frac{x}{1 + QH(\gamma, b, c)}\right\} I_0\left[\sqrt{\frac{2x\eta^2 QH(\gamma, b, c)}{1 + QH(\gamma, b, c)}}\right] dx. \quad (26)$$

Для каждого из значений, характеризующих ограниченный спектр ФМШПС на выходе передатчика с параметрами: $b = 1.8\pi, 2.0\pi, 2.5\pi, 3.0\pi, 3.5\pi, 4.0\pi, 4.5\pi, 5.0\pi$, отношения сигнал/шум $Q = 10, 30, 50$ для флуктуирующей составляющей амплитуды и отношения $\eta = 0.3, 1.0, 3.0$ для постоянной составляющей амплитуды к среднеквадратичному отклонению ее флуктуирующей составляющей, построены семейства вероятностей обнаружения ФМШПС (26) как функции от нормированной на длительность элемента кода ПСП временной задержки между принимаемым и опорным сигналом $\gamma = \varepsilon/\tau_{и}$ для параметров одноконтурной входной цепи приемника при $c = 4\pi, 6\pi, 8\pi, 10\pi, 12\pi$. В качестве минимального значения параметра входной цепи приемника c принято 4π , при котором искажения, вызванные неравномерностью ее АЧХ, не приводят к существенному искажению передаваемой информации. Для каждого графика из семейства характеристик обнаружения определены его наибольшие значения. Из заданного множества наибольших значений семейства кривых выделены максимальные, характеризующие временной задержкой между принимаемым и опорным сигналами и полосой пропускания входной цепи приемника. Результаты расчетов представлены в табл. 1 для $F_{л.т.} = 10^{-2}$ и в табл. 2 для $F_{л.т.} = 10^{-4}$.

В таблицах приведены значения ширины спектра ФМШПС в выходной цепи передатчика b , нормированные на длительность элемента кода ПСП; значение полосы пропускания одноконтурной входной цепи приемника c , нормированное на длительность элемента кода ПСП, при котором функция вероятности обнаружения $D(\gamma)$

располагается выше других из заданного семейства кривых при $b = \text{const}$; значение нормированной на длительность элемента кода ПСП временной задержки между принимаемым ФМШПС и опорным $\gamma_{\max} = \varepsilon_{\max}/\tau_{и}$, при котором наибольшее значение вероятности обнаружения семейства кривых максимально. Так, например, для рабочей полосы частот передатчика $b = \pi\Delta f\tau_{и} = 1.8\pi$ вероятность обнаружения достигает максимума D_{\max} , если принимаемый сигнал опережает опорный на $|\varepsilon| = 0.1322\tau_{и}$ и параметр полосы пропускания приемника $c = 2\pi\Delta f_{пр}\tau_{и}$ при этом равен 4π .

В табл. 1 и 2 для заданных значений Q и η рассчитаны максимальные вероятности обнаружения D_{\max} при указанных параметрах рабочих частот передатчика и одноконтурной цепи приемника. Так, например, если параметр рабочих частот передатчика $b = 1.8\pi$, то параметр одноконтурной входной цепи приемника, при котором вероятность обнаружения максимальна, равен $c = 4\pi$, при этом принимаемый сигнал опережает опорный на $|\varepsilon| = 0.1322\tau_{и}$. Для отношения сигнал/шум флуктуирующей составляющей амплитуды $Q = 10$ и постоянной составляющей амплитуды к среднеквадратичному отклонению ее флуктуирующей составляющей $\eta = 0.3$, вероятности ложной тревоги $F_{л.т.} = 10^{-2}$, максимальная величина вероятности обнаружения составит $D_{\max} = 0.238$. А при $Q = 50, \eta = 0.3$ и неизменных остальных параметрах вероятность обнаружения составит $D_{\max} = 0.683$. При увеличении отношения регулярной составляющей амплитуды к среднеквадратичному отклонению до $\eta = 3$ и неизменными другими параметрами, максимумы вероятностей правильного обнаружения будут составлять $D_{\max} = 0.843$ при $Q = 10$ и $D_{\max} = 0.989$ при $Q = 50$. При уменьшении вероятности ложной тревоги $F_{л.т.} = 10^{-4}$ (см. табл. 2) максимум вероятности обнаружения при тех же параметрах частот цепей передатчика и приемника составит: $D_{\max} = 0.057$ для $Q = 10$ и $\eta = 0.3$; $D_{\max} = 0.466$ для $Q = 50$ и $\eta = 0.3$; $D_{\max} = 0.599$ для $Q = 10$ и $\eta = 3$; $D_{\max} = 0.97$ для $Q = 50$ и $\eta = 3$.

С расширением полосы частот выходной цепи передатчика наибольшее значение функции вероятности обнаружения ФМШПС увеличивается, также увеличивается максимальное из всех наибольших значений вероятностей обнаружения заданного семейства кривых, абсолютная величина временной задержки между принимаемым и опорным сигналами (для случая опережения принимаемым ФМШПС опорного) при этом уменьшается, параметр избирательной цепи приемника, при котором достигается максимум, увеличивается.

Таблица 1. Параметры рабочих частот передатчика, одноконтурной входной цепи приемника и максимальные значения вероятности обнаружения ФМШПС для заданных отношений сигнал/шум регулярной и флуктуирующей составляющих амплитуды и вероятности ложной тревоги $F_{л.т} = 10^{-2}$

$b = \pi \Delta f \tau_{и}$	$c = 2\pi \Delta f_{пр} \tau_{и}$	$\gamma_{\max} = \frac{\epsilon_{\max}}{\tau_{и}}$	D_{\max}		
			η		
			0.3	1.0	3.0
			$Q = 10$		
1.8π	4π	-0.1322	0.238	0.337	0.843
2.0π	4π	-0.123	0.238	0.336	0.842
2.5π	4π	-0.112	0.24	0.339	0.845
3.0π	12π	-0.0419	0.244	0.345	0.849
3.5π	8π	-0.0659	0.256	0.358	0.859
4.0π	6π	-0.0733	0.257	0.36	0.861
4.5π	6π	-0.0697	0.258	0.361	0.862
5.0π	12π	-0.0387	0.259	0.363	0.863
$Q = 30$					
1.8π	4π	-0.1322	0.547	0.659	0.975
2.0π	4π	-0.123	0.546	0.658	0.975
2.5π	4π	-0.112	0.549	0.661	0.975
3.0π	12π	-0.0419	0.554	0.666	0.976
3.5π	8π	-0.0659	0.568	0.678	0.978
4.0π	6π	-0.0733	0.57	0.679	0.978
4.5π	6π	-0.0697	0.571	0.68	0.978
5.0π	12π	-0.0387	0.572	0.681	0.979
$Q = 50$					
1.8π	4π	-0.1322	0.683	0.774	0.989
2.0π	4π	-0.123	0.682	0.773	0.989
2.5π	4π	-0.112	0.684	0.775	0.989
3.0π	12π	-0.0419	0.689	0.779	0.99
3.5π	8π	-0.0659	0.7	0.788	0.99
4.0π	6π	-0.0733	0.701	0.789	0.991
4.5π	6π	-0.0697	0.702	0.789	0.991
5.0π	12π	-0.0387	0.703	0.79	0.991

Если параметр, пропорциональный полосе рабочих частот передатчика, увеличивается от $b = 1.8\pi$ до $b = 5.0\pi$, то максимальное значение вероятности обнаружения увеличивается на 0.4...17%, в пределах заданных значений Q , η и $F_{л.т}$. При $F_{л.т} = 10^{-2}$, $Q = 10$, $\eta = 0.3$ и изменении параметра полосы частот выходной цепи передатчика b от 1.8π до 5.0π максимум вероятности обнаружения увеличивается на 8%, а при $F_{л.т} = 10^{-4}$ – на 17%.

При увеличении отношений сигнал/шум для флуктуирующей и постоянной составляющих амплитуды максимум вероятности обнаружения ФМШПС в заданных пределах рабочих частот передатчика изменяется на 0.4...7%.

Параметр одноконтурной входной цепи приемника, при котором наибольшее значение вероятности обнаружения из заданного семейства кривых максимально, с увеличением полосы пропускания рабочих частот передатчика увеличивается на интервалах $b = 1.8\pi...3.0\pi$ и $b = 4.5\pi...5.0\pi$.

Таблица 2. Параметры рабочих частот передатчика, одноконтурной входной цепи приемника и максимальные значения вероятности обнаружения ФМШПС для заданных отношений сигнал/шум регулярной и флуктуирующей составляющих амплитуды и вероятности ложной тревоги $F_{л.т} = 10^{-4}$

$b = \pi\Delta f\tau_{и}$	$c = 2\pi\Delta f_{пр}\tau_{и}$	$\gamma_{max} = \frac{\epsilon_{max}}{\tau_{и}}$	D_{max}		
			η		
			0.3	1.0	3.0
			$Q = 10$		
1.8π	4 π	-0.1322	0.057	0.108	0.599
2.0π	4 π	-0.123	0.056	0.107	0.597
2.5 π	4 π	-0.112	0.058	0.109	0.603
3.0 π	12 π	-0.0419	0.06	0.113	0.611
3.5 π	8 π	-0.0659	0.065	0.122	0.633
4.0 π	6 π	-0.0733	0.066	0.124	0.636
4.5 π	6 π	-0.0697	0.067	0.124	0.638
5.0 π	12 π	-0.0387	0.067	0.125	0.64
$Q = 30$					
1.8π	4 π	-0.1322	0.299	0.428	0.927
2.0π	4 π	-0.123	0.298	0.427	0.926
2.5 π	4 π	-0.112	0.302	0.43	0.928
3.0 π	12 π	-0.0419	0.307	0.436	0.93
3.5 π	8 π	-0.0659	0.322	0.453	0.935
4.0 π	6 π	-0.0733	0.324	0.455	0.936
4.5 π	6 π	-0.0697	0.325	0.456	0.936
5.0 π	12 π	-0.0387	0.327	0.457	0.937
$Q = 50$					
1.8π	4 π	-0.1322	0.466	0.595	0.97
2.0π	4 π	-0.123	0.465	0.593	0.97
2.5 π	4 π	-0.112	0.468	0.597	0.97
3.0 π	12 π	-0.0419	0.474	0.602	0.971
3.5 π	8 π	-0.0659	0.49	0.616	0.973
4.0 π	6 π	-0.0733	0.492	0.618	0.974
4.5 π	6 π	-0.0697	0.493	0.619	0.974
5.0 π	12 π	-0.0387	0.494	0.62	0.974

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Вероятность обнаружения ФМШПС со случайной начальной фазой и амплитудой, содержащей регулярную и флуктуирующую составляющие, определяется характером и параметрами рабочей полосы частот передатчика и одноконтурной входной цепи приемника, искажающими принимаемый сигнал, а ее максимум достигается при конечном времени опережения принимаемого сигнала

относительно опорного. Расширение рабочей полосы частот выходной цепи передатчика увеличивает вероятность его правильного обнаружения. Увеличение полосы пропускания входной цепи приемника приводит, с одной стороны, к увеличению энергии принимаемого сигнала, с другой – к увеличению энергии шума, а также к уменьшению абсолютного значения временной задержки между принимаемым и опорным сигналами, со-

ответствующей максимуму вероятности обнаружения.

Таким образом, для заданных характеристик сигнала, шума, рабочей полосы частот передатчика определены параметры одноконтурной входной цепи приемника при которых достигается максимальная вероятность обнаружения ФМШПС.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. и др.* Помехозащищенность систем радиосвязи с расширенным спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью. М.: Радио и связь, 2003.
2. *Деев В.В.* Методы модуляции и кодирования в современных системах связи. М.: Наука, 2007.
3. *Бакаева Г.А.* // Радиолокация, навигация, связь: труды XXII международной научно-технич. конф., 15–17 апреля 2016 г. Воронеж, 2016. Т. 1. С. 594.
4. *Буга Н.Н., Фалько А.И., Чистяков Н.И.* Радиоприемные устройства. М.: Радио и связь, 1986.
5. *Нахмансон Г.С., Бакаева Г.А.* // Теория и техника радиосвязи. 2008. № 1. С. 26.