

---

**ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ  
ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ**


---

УДК 621.391

## НЕКОГЕРЕНТНЫЙ ПРИЕМ СИГНАЛОВ С ВНУТРИСИМВОЛЬНОЙ ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ С МАЖОРИТАРНЫМ СЛОЖЕНИЕМ СУБСИМВОЛОВ

© 2021 г. А. А. Парамонов<sup>а, \*</sup>, Ю. И. Худак<sup>а</sup>, З. Хоанг Ван<sup>а</sup><sup>а</sup>МИРЭА – Российский технологический университет,  
просп. Вернадского, 78, Москва, 119454 Российская Федерация\*E-mail: [paramonov@mirea.ru](mailto:paramonov@mirea.ru)

Поступила в редакцию 16.09.2020 г.

После доработки 21.04.2021 г.

Принята к публикации 28.04.2021 г.

Рассмотрена помехоустойчивость приема сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты в низкоскоростных системах радиосвязи при воздействии преднамеренных помех в части полосы. Получены зависимости вероятности ошибки приема сигналов от отношения сигнал-помеха и от частотных параметров помех для различных алгоритмов приема сигналов частотной телеграфии с внутрисимвольной псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Оценена эффективность рассматриваемых методов приема.

DOI: 10.31857/S0033849421090126

### ВВЕДЕНИЕ

Применение сигналов с расширением спектра – эффективный способ обеспечения надежной передачи информации в условиях воздействия организованных преднамеренных и непреднамеренных помех, а также для осуществления многостанционного доступа [1–4]. Сущность метода передачи информации с расширением спектра сигналов хорошо сформулирована в [4, 5]. На практике наиболее популярными методами расширения спектра сигналов являются метод прямого расширения с помощью псевдослучайной последовательности и метод псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ). При этом с точки зрения использования частотно-энергетического ресурса более эффективным является метод ППРЧ [6], при котором несущие частоты сигналов скачкообразно перестраиваются по псевдослучайному коду. Программа перестройки частот для постановщика помех неизвестна, что затрудняет ему возможность эффективно подавлять системы радиосвязи (СРС).

В зависимости от отношения времени непрерывной работы на одной частоте  $T_h$  и длительности информационного символа  $T_s$  ППРЧ может быть классифицирована как межсимвольная, посимвольная и внутрисимвольная, в частности, при двоичной ЧТ и без кодирования – как межбитовая, побитовая и внутрибитовая [4].

При низкой скорости передачи информации в течение длительности информационного символа в результате радиотехнической разведки с последующим радиопротиводействием передаваемый символ может быть поражен преднамеренной помехой. В такой ситуации для борьбы с помехой целесообразно использовать режим внутрисимвольной ППРЧ, когда передача информации осуществляется путем разделения информационного символа по длительности на независимые элементы (субсимволы), как это показано на рис. 1. Каждый субсимвол после разделения передается на своей частоте в соответствии с программой перестройки частот, при этом соотношение между длительностями информационного символа и субсимвола имеет вид

$$T_h = T_s / L,$$

где  $L$  – число субсимволов или число скачков рабочей частоты внутри одного символа.

С точки зрения постановщика помех применение режима ППРЧ вынуждает систему радиоэлектронного противодействия с ограниченным энергетическим ресурсом распределять соответствующим образом мощность преднамеренной помехи по всему частотному диапазону работы системы радиосвязи. В этой связи энергетический ресурс передатчика помех может быть рационально использован путем сосредоточения мощности шумовой помехи в ограниченной полосе частот, при этом постановщик помех выставляет помеху не

по всему диапазону частот, а только в  $\rho$ -й его части. Такую помеху принято называть преднамеренной шумовой помехой в части полосы. Спектральная плотность мощности данной помехи  $N_n$  представляется в виде

$$N_n = \begin{cases} P_n/(\rho\Delta F), & \text{в полосе } \rho\Delta F \\ 0 & \text{в полосе } (1-\rho)\Delta F \end{cases} \quad (1)$$

где  $\rho$  – доля полосы частот, занимаемая помехой ( $0 \leq \rho \leq 1$ ),  $\Delta F$  – общая полоса частот СРС.

Субсимволы в режиме ППРЧ будут подавлены преднамеренной помехой с вероятностью  $\rho$  в пределах полосы частот  $\rho\Delta F$ . Вероятность того, что эти субсимволы не подавляются помехой, равна  $(1-\rho)$ .

### 1. МОДЕЛЬ КАНАЛА СВЯЗИ

Рассмотрим случай приема сигналов частотной телеграфии (ЧТ) в режиме внутрисимвольной ППРЧ. Полезный сигнал имеет вид

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos(\omega_i t) = \sqrt{2P_s} \cos(\omega_i t), \quad (2) \\ 0 \leq t \leq T_s,$$

где  $P_s$  – мощность сигнала,  $\omega_i$  – несущая частота,  $E_s$  – энергия сигнала.

Примем, что во входном колебании приемника при приеме  $i$ -го субсимвола кроме полезного сигнала  $s_i(t)$  и собственных шумов приемника  $n_i(t)$  присутствует и преднамеренная помеха  $j_i(t)$ :

$$x_i(t) = s_i(t) + n_i(t) + j_i(t), \quad i = \overline{1, L}. \quad (3)$$

Преднамеренная шумовая помеха в части полосы  $j_i(t)$  имеет мощность

$$\sigma_n^2 = P_n/(\rho\Delta F) F_h = P_n T_h/(\rho\Delta F).$$

При передаче информации в режиме ППРЧ помехи на частотах передачи субсимволов оказываются независимыми. Заметим, что режим передачи внутрисимвольной ППРЧ имеет сходство с разнесением сигналов. В этой связи для выбора способов принятия решения о символе по совокупности принятых субсимволов (частотных элементов) можно воспользоваться теорией разнесенного приема. Для определенности примем случай передачи двоичных сигналов ЧТ с некогерентным приемом, полагая, что синхронизация при этом обеспечена. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал–шум при некогерентном приеме сигналов ЧТ на фоне шумовой помехи известна [5]:

$$P_{\text{ЧТ}} = \frac{1}{2} \exp\left[-\frac{E_b}{2N}\right], \quad (4)$$

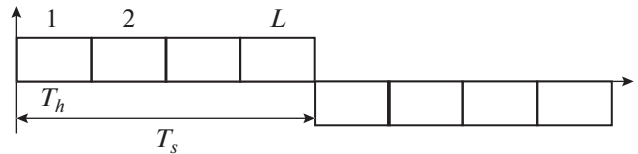


Рис. 1. Разбиение символа на субсимволы.

где спектральная плотность мощности шума  $N$  равна либо  $N_0$ , либо  $N_0 + N_n$  в зависимости от того, что присутствует на входе демодулятора – только собственный шум приемника, либо собственный шум и преднамеренная помеха.

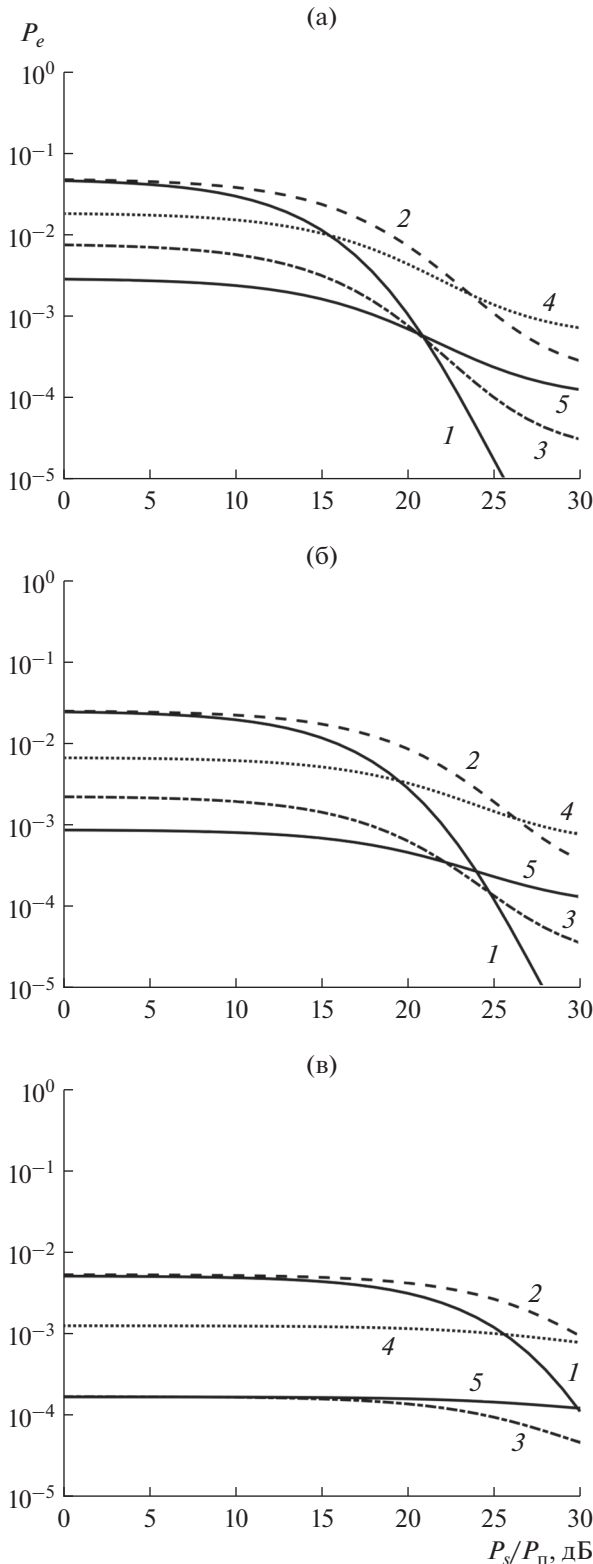
### 2. ПРИНЯТИЕ РЕШЕНИЯ О ПЕРЕДАЧЕ СИМВОЛА НА ОСНОВЕ МАЖОРИТАРНОЙ ЛОГИКИ

В режиме внутрисимвольной ППРЧ на основе использования демодулятора с принятием жестких решений для каждого субсимвола (скачка частоты) решение о передаче соответствующего информационного символа выносится на основе мажоритарной логики, т.е. решение о передаваемом символе принимается по большинству голосов (решений) о субсимволах. Для того чтобы не возникла неопределенная ситуация (голоса разделились поровну), разумно символ разделять на нечетное число субсимволов. Однако число субсимволов может быть и четным, тогда при равенстве числа голосов принимается произвольное решение.

Для примера рассмотрим случай, когда в режиме внутрисимвольной ППРЧ символ разбивается на три субсимвола, каждый из которых передается на своей частоте. Учитываем то, что в рассматриваемом случае энергия субсимвола составляет  $E_s/3$ . Тогда средняя вероятность приема  $i$ -го субсимвола определяется формулой [7]

$$p_{si} = \rho \frac{1}{2} \exp\left[-\frac{E_s}{6(N_0 + N_n)}\right] + \\ + (1-\rho) \frac{1}{2} \exp\left[-\frac{E_s}{6N_0}\right] = \\ = \rho \frac{1}{2} \exp\left[-\frac{E_s}{6(N_0 + P_n T_h/\rho\Delta F)}\right] + \\ + (1-\rho) \frac{1}{2} \exp\left[-\frac{E_s}{6N_0}\right]. \quad (5)$$

В соответствии с мажоритарным правилом вынесения решения ошибка приема символа возникает в том случае, когда два или все три субсимвола приняты с ошибкой. Таким образом, с учетом независимости ошибок при приеме субсимвола



**Рис. 2.** Зависимости вероятности ошибки приема символа  $P_e$  от отношения сигнал–помеха для  $\rho = 0.1$  (а),  $0.05$  (б) и  $0.01$  (в) при мажоритарном объединении решений о субсимволах, полученные для случаев приема сигналов ЧТ в режиме внутрисимвольной ППРЧ с кратностью разнесения  $L = 1...5$  (цифры на кривых).

полная вероятность ошибки приема символа имеет вид

$$\begin{aligned}
 P_e = p_{si}^3 + 3p_{si}^2(1 - p_{si}) = & \left\{ \rho \frac{1}{2} \exp \left[ -\frac{E_s}{6(N_0 + N_n)} \right] + \right. \\
 & \left. + (1 - \rho) \frac{1}{2} \exp \left[ -\frac{E_s}{6N_0} \right] \right\}^3 + \\
 & + 3 \left\{ \rho \frac{1}{2} \exp \left[ -\frac{E_s}{6(N_0 + P_n T_h / \rho \Delta F)} \right] + \right. \\
 & \left. + (1 - \rho) \frac{1}{2} \exp \left[ -\frac{E_s}{6N_0} \right] \right\}^2 \times \\
 & \times \left\{ 1 - \rho \frac{1}{2} \exp \left[ -\frac{E_s}{6(N_0 + P_n T_h / \rho \Delta F)} \right] - \right. \\
 & \left. - (1 - \rho) \frac{1}{2} \exp \left[ -\frac{E_s}{6N_0} \right] \right\}. \tag{6}
 \end{aligned}$$

Вероятность ошибки приема символа  $P_e$  для произвольных значений  $L$  можно получить аналогичным способом:

для нечетных  $L$  –

$$P_e = \sum_{k=L-[L/2]}^L C_L^k p_{si}^k (1 - p_{si})^{L-k}, \tag{7a}$$

для четных  $L$  –

$$\begin{aligned}
 P_e = & \sum_{k=L/2+1}^L C_L^k p_{si}^k (1 - p_{si})^{L-k} + \\
 & + \frac{1}{2} C_{L/2}^L p_{si}^{L/2} (1 - p_{si})^{L/2}, \tag{7б} \\
 p_{si} = & \rho \frac{1}{2} \exp \left[ -\frac{1}{L 2} \frac{E_s}{(N_0 + P_n T_h / \rho \Delta F)} \right] + \\
 & + (1 - \rho) \frac{1}{2} \exp \left[ -\frac{1}{L 2} \frac{E_s}{N_0} \right].
 \end{aligned}$$

Здесь через  $[L/2]$  обозначена целая часть величины  $L/2$ .

На рис. 2а–2в в логарифмическом масштабе представлены зависимости вероятности битовой ошибки приема символа  $P_e$  от отношения сигнал–помеха для СРС в режиме внутрисимвольной ППРЧ при воздействии преднамеренной шумовой помехи в части полосы для различных значений доли забытых частот  $\rho$  и значения отношения сигнал/шум  $E_b/N_0 = 15$  дБ.

Как видим из рис. 2а–2в, применение режима внутрисимвольной ППРЧ на основе мажоритарного правила позволяет снизить вероятность ошибки приема символа в области малых значений отношения сигнал–помеха, что соответствует сильной преднамеренной помехе по отношению к полезному сигналу. Важно отметить, что данное прави-

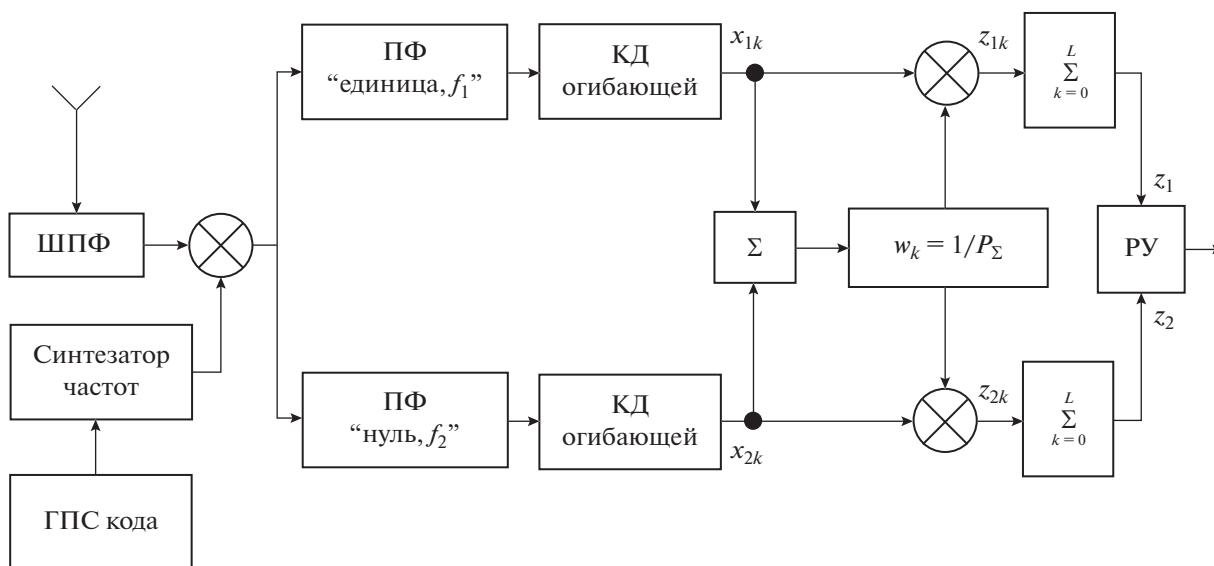


Рис. 3. Блок-схема приемника сигналов ЧТ с внутрисимвольной ППРЧ: ШПФ – широкополосный фильтр, ГПС кода – генератор псевдослучайного кода, ПФ – полосовой фильтр, КД – квадратичный детектор, РУ – решающее устройство.

ло вынесения решения о передаваемом символе показывает невысокие результаты, если символ разбивается на четное число субсимволов.

### 3. МЕТОД АДАПТИВНОГО ВЗВЕШИВАНИЯ ВЫХОДНЫХ ВЫБОРОК

На практике постановщик помех забывает не все частоты, используемые в режиме ППРЧ, а только их часть, поэтому на приемной стороне субсимволы могут быть в разной степени поражены помехой. Отметим сходство режима внутрисимвольной ППРЧ с разнесенным приемом, когда отношение сигнал–шум в разных ветвях разнесения оказывается разным. Это сходство позволяет воспользоваться теорией разнесенного приема при выборе способов принятия решения о символе по совокупности принятых субсимволов.

В этом случае при приеме сигналов в режиме внутрисимвольной ППРЧ используется алгоритм взвешивания и сложения принятых субсимволов. Согласно [3] при обработке сигналов для последующего принятия решения о передаваемом символе эффективным методом взвешивания выборок каждого субсимвола перед их сложением, достаточно устойчивым к изменениям стратегии постановщика помех, является адаптивное взвешивание выходной выборки квадратичного детектора  $x_{ik}$  в каждом канале некогерентного приема.

На рис. 3 представлена схема приемника сигналов ЧТ с внутрисимвольной ППРЧ. При приеме после переноса всех субсимволов на общую промежуточную частоту сигнал демодулируется путем пропускания его через два полосовых фильтра ПФ,

чьи выходы подвергаются детектированию и стробированию в конце каждого субсимвола. Продетектированные квадратичными детекторами КД сигналы, соответствующие одному символу, взвешиваются и суммируются для формирования двух величин статистик принятия решения, которые обозначим  $z_1, z_2$  [5]. Представленные ниже результаты получены при условии, что весовой множитель  $w_k$  выбирается обратно пропорциональным сумме мощностей сигнала и помехи

$$w_k = 1/P_\Sigma = 1/(P_s + \sigma_k^2).$$

Это означает, что если сигналы при некотором скачке частоты поражены сильной преднамеренной помехой, то при сложении они имеют очень малый вес.

Рассмотрим ситуацию передачи символа “0”. Согласно рассматриваемому алгоритму вынесения решения о символе ошибка возникает в случае, когда на входе решающего устройства РУ имеет место соотношение  $z_1 < z_2$  или  $z = z_1 - z_2 < 0$ , где

$$z_1 = \sum_{k=1}^L w_k x_{1k}, \quad z_2 = \sum_{k=1}^L w_k x_{2k},$$

– нормированные величины статистик при приеме  $i$ -го субсимвола для каналов “0” и “1”. Здесь  $x_{1k}$  и  $x_{2k}$  – уровни сигналов на выходах каналов при приеме  $i$ -го субсимвола, представляющего “0” и “1” соответственно.

Для определения вероятности ошибки приема символа в режиме внутрисимвольной ППРЧ требуется знать распределение нормированных выборок. Сформированные из принимаемого колебания, со-

держашего полезный сигнал, величины  $z_1$  и  $z_2$  распределены по закону нецентрального хи-квадрат распределения с  $2L$  степенями свободы, в противном случае (принимаются только шумы и помеха) будут иметь центральное хи-квадрат распределение с  $2L$  степенями свободы. Тогда условная вероятность ошибки приема символа "0" определяется зависимостью

$$P_{\text{усл}} = P(0|1) = P(z_1 < z_2) = \int_0^{\infty} f_1(z_1) \left[ \int_{z_1}^{\infty} f_2(z_2) \right] dz_1, \quad (8)$$

где  $f_1(z_1), f_2(z_2)$  – плотности вероятностей случайных величин  $z_1$  и  $z_2$  соответственно. Эти плотности вероятностей определяются выражениями

$$\begin{cases} f_1(z_1) = \frac{1}{2} \left( \frac{z_1}{m} \right)^{\frac{L-1}{2}} \exp\left(-\frac{m+z_1}{2}\right) I_{L-1}(\sqrt{mz_1}), \\ f_2(z_2) = \frac{1}{2} \frac{\left( \frac{z_2}{2} \right)^{L-1} \exp\left(-\frac{z_2}{2}\right)}{\Gamma(L)}, \end{cases} \quad (9)$$

где  $I_{L-1}(x)$  – модифицированная функция Бесселя первого рода  $L-1$  порядка,  $m$  – параметр нецентральности нецентрального хи-квадрат распределения,  $\Gamma(x)$  – гамма-функция.

Средняя вероятность ошибки приема символа в некогерентном приемнике двоичной ЧТ с ППРЧ и частотно-временным разнесением символа в присутствии преднамеренной шумовой помехи в части полосы при подавлении  $l$  из  $L$  субсимволов [3, 8]

$$P_e = \sum_{l=0}^L C'_L \rho^l (1-\rho)^{L-1} P_{\text{усл}}. \quad (10)$$

В соответствии с (10) средняя вероятность ошибки приема символа для случая отсутствия разделения символа на субсимволы ( $L=1$ ) имеет вид

$$\begin{aligned} P_e(L=1) &= \rho \frac{1}{2} \exp\left[-\frac{E_s}{2(N_0 + N_n)}\right] + \\ &+ (1-\rho) \frac{1}{2} \exp\left[-\frac{E_s}{2N_0}\right] = \\ &= \rho \frac{1}{2} \exp\left[-\frac{E_s}{2(N_0 + P_n T_h / \rho \Delta F)}\right] + \\ &+ (1-\rho) \frac{1}{2} \exp\left[-\frac{E_s}{2N_0}\right], \end{aligned} \quad (11)$$

а при разделении символа на три субсимвола ( $L=3$ )

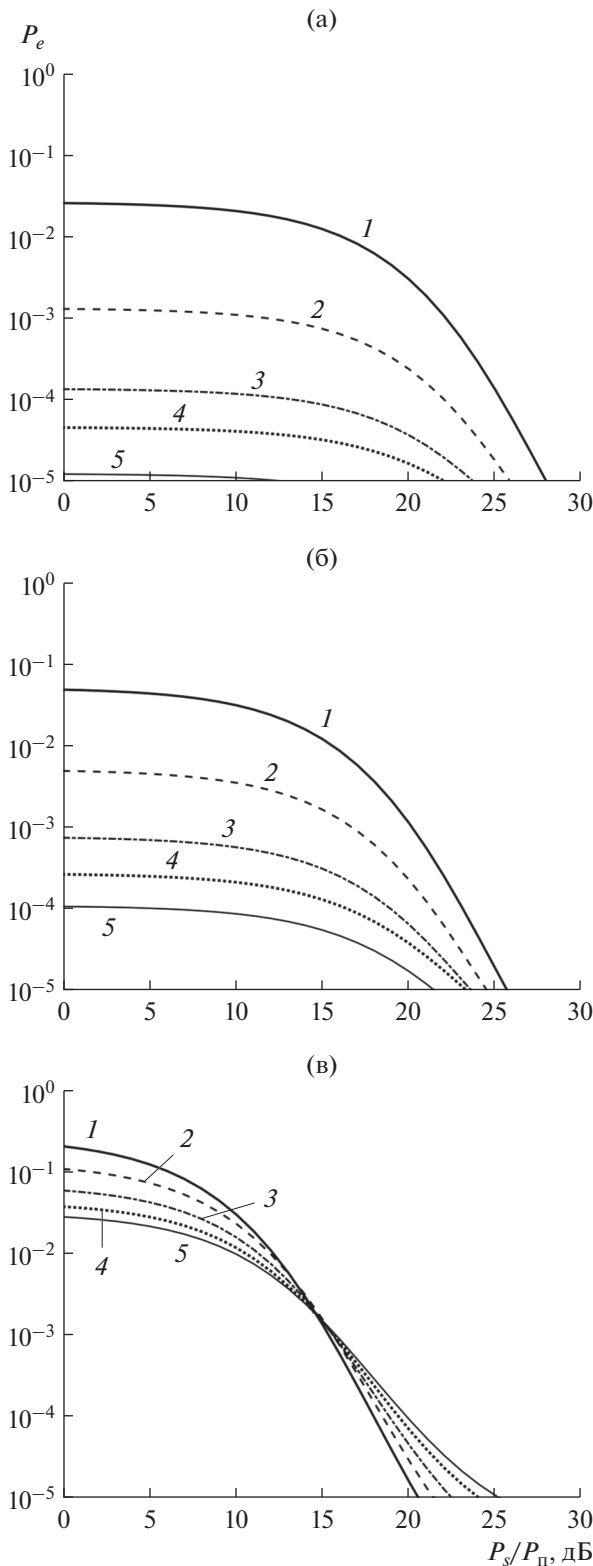
$$\begin{aligned} P_e(L=3) &= (1-\rho)^3 \frac{1}{8} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{E_b}{N_0}\right) \times \\ &\times \left\{ 4 + \frac{3}{4} \frac{E_b}{N_0} + \frac{1}{32} \left( \frac{E_b}{N_0} \right)^2 \right\} + \rho (1-\rho)^2 \times \\ &\times \frac{3}{8} \exp\left[-\frac{1}{2} \left( \frac{E_b/3}{N_0 + P_n T_h / \rho \Delta F} + \frac{2E_b/3}{N_0} \right)\right] \times \\ &\times \left\{ 4 + \frac{1}{4} \left( \frac{E_b}{N_0 + P_n T_h / \rho \Delta F} + \frac{2E_b}{N_0} \right) + \right. \\ &+ \left. \frac{1}{32} \left( \frac{E_b/3}{N_0 + P_n T_h / \rho \Delta F} + \frac{2E_b/3}{N_0} \right)^2 \right\} + \\ &+ \rho^2 (1-\rho) \frac{3}{8} \exp\left[-\frac{1}{2} \left( \frac{2E_b/3}{N_0 + P_n T_h / \rho \Delta F} + \frac{E_b/3}{N_0} \right)\right] \times \\ &\times \left\{ 4 + \frac{1}{4} \left( \frac{2E_b}{N_0 + P_n T_h / \rho \Delta F} + \frac{E_b}{N_0} \right) + \right. \\ &+ \left. \frac{1}{32} \left( \frac{2E_b/3}{N_0 + P_n T_h / \rho \Delta F} + \frac{E_b/3}{N_0} \right)^2 \right\} + \\ &+ \rho^3 \frac{1}{8} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{E_b}{N_0 + P_n T_h / \rho \Delta F}\right) \times \\ &\times \left\{ 4 + \frac{3}{4} \frac{E_b}{N_0 + P_n T_h / \rho \Delta F} + \right. \\ &+ \left. \frac{1}{32} \left( \frac{E_b}{N_0 + P_n T_h / \rho \Delta F} \right)^2 \right\}, \end{aligned} \quad (12)$$

Необходимо отметить, что вычисления вероятности ошибки по мере увеличения величины  $L$  становятся громоздкими.

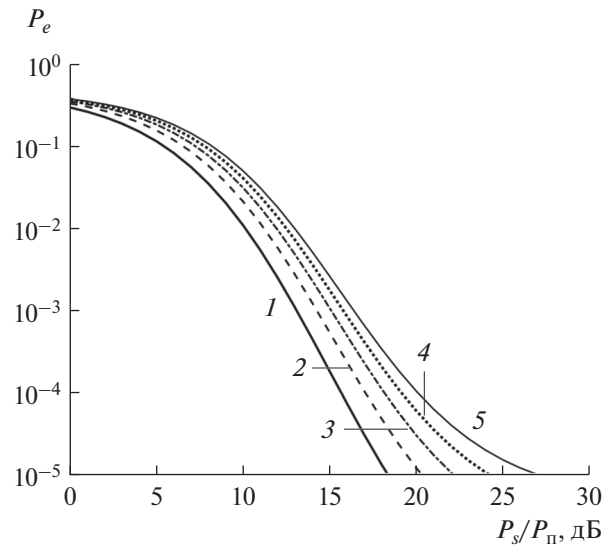
На рис. 4а–4в представлены зависимости вероятности ошибки приема сигналов ЧТ в режиме внутрисимвольной ППРЧ, полученные для случая посимвольной ППРЧ ( $L=1$ ) и для сигналов с ЧТ в режиме внутрисимвольной ППРЧ при двух-, трех-, четырех- и пятикратном разбиении символа на субсимволы в условиях воздействия преднамеренной шумовой помехи в части полосы для различных значений доли забиваемых частот  $\rho = 0.05, 0.1, 0.5$  и отношения сигнал–шум  $E_s/N_0 = 15$  дБ.

На рис. 5 приведена зависимость вероятности ошибки приема символа  $P_e$  в режиме внутрисимвольной ППРЧ от отношения сигнал–помеха при воздействии заградительной шумовой помехи во всем диапазоне частот, занимаемом СРС ( $\rho=1$ ).

Из рисунков видно, что в области небольших отношений сигнал–помеха использование режима внутрисимвольной ППРЧ с рассматриваемым алгоритмом объединения решений о субсимволах



**Рис. 4.** Зависимость вероятности ошибки приема символа  $P_e$  от отношения сигнал–помеха для  $\rho = 0.05$  (а),  $0.1$  (б) и  $0.5$  (в), полученные для случая посимвольной ППРЧ ( $L = 1$ ) и для сигналов с ЧТ в режиме внутрисимвольной ППРЧ при двух-, трех-, четырех- и пятикратном разбиении символа на субсимволы (цифры на кривых).



**Рис. 5.** Зависимость вероятности ошибки приема символа  $P_e$  от отношения сигнал–помеха при воздействии заградительной шумовой помехи ( $\rho = 1$ ).

позволяет снизить вероятность ошибки приема сигналов. В этих условиях при заданной вероятности битовой ошибки  $P_e = 10^{-5}$  и доле забитых частот  $\rho = 0.05$  обеспечивается энергетический выигрыш в отношении сигнал–помеха более 4 дБ при  $L = 3$ , более 5 дБ для  $L = 4$ , а для  $\rho = 0.05 - 3$  и 4 дБ соответственно. Интересно, что в области больших отношений сигнал–помеха рассмотренный алгоритм может не улучшить, а ухудшить помехоустойчивость в связи с энергетическими потерями из-за некогерентного сложения сигналов. Следует отметить и тот факт, что при увеличении доли забиваемых помехой частот  $\rho$  сужается диапазон отношений сигнал–помеха, в котором применение рассмотренного алгоритма приводит к энергетическому выигрышу. В предельном случае  $\rho = 1$ , когда постановщик помех ставит заградительную помеху на всех используемых системой связи частотах, наилучший результат дает ППРЧ без разделения символа на субсимволы. Это, впрочем, очевидно по физическим соображениям. Следует отметить, что в области небольших отношений сигнал–помеха увеличение кратности разнесения свыше четырех не позволяет получить значительный выигрыш и может лишь привести к усложнению аппаратной части системы радиосвязи.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрен некогерентный прием сигналов ЧТ с внутрисимвольной ППРЧ. Исследованы два алгоритма – с мажоритарным сложением решений о субсимволах и с весовым сложением выбо-

рок сигналов на выходах ветвей демодуляторов, причем веса принимались обратно пропорциональными суммарным мощностям входных процессов на той или иной частоте.

Показано, что в области небольших входных отношений сигнал—помеха оба алгоритма демонстрируют энергетический выигрыш по отношению к системе с посимвольной ППРЧ. Первый алгоритм прост в реализации, но требует большей величины отношения сигнал—помеха для достижения одной и той же вероятности ошибки. Применение второго алгоритма позволяет добиться энергетического выигрыша 5 дБ и более по сравнению с системой с посимвольной ППРЧ.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Viterbi A.J.* // IEEE Military Communications Conf. (MILCOM'82) .Boston. 17–20 Oct. N.Y.: IEEE, 1982. V. 1. P. 22.4.
2. *Ephremides A., Wieselthier J.E., Baker D.J.* // Proc. IEEE. 1987. V. 75. № 1. P. 56.
3. *Feng D., Jiang C., Lim G. et al.* // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2013. V. 15. № 1. P. 167.
4. *Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. и др.* Помехозащищенность систем радиосвязи с расширенным спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. М.: Радио и связь, 2000.
5. *Прокис Дж.* Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000.
6. *Lu X., Wang P., Niyato D. et al.* // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2015. V. 17. № 2. P. 757.
7. *Парамонов А.А., Хоанг Ван З.* // Матер. XXI Междунар. научной конф. “Системы компьютерной математики и их приложения”. Смоленск: Смол-ГУ. 2019. Вып. 20. С. 84.
8. *Miller L.E., Lee J.S., Kadri Chu A.P.* // IEEE Trans. 1986. V. COM-34. № 7. P. 669.