

СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ РАДИОПРИЕМНИКА СИГНАЛОВ С ППРЧ И СЛУЧАЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ В РЕЛЕЕВСКОМ КАНАЛЕ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С ШУМОВОЙ ПОМЕХОЙ И ДИФFUЗНОЙ МНОГОЛУЧЕВОСТЬЮ

Зеленевский В. В.¹, Бочкарев А. А.²

DOI:10.21681/3034-4050-2026-4-58-64

Ключевые слова: псевдослучайная перестройка рабочей частоты, генератор псевдослучайных чисел, широкополосный фильтр, перемножитель, линия задержки, полосовой фильтр, сумматор, детектор огибающей, вычитающее устройство, вероятность битовой ошибки, шумовая помеха, диффузная многолучевость, отношение помеха/сигнал, коэффициент расширения спектра сигнала.

Аннотация

Цель работы: на основе общих теоретических положений, определяющих возможности использования сигналов с расширенным спектром для передачи данных в условиях релеевских замираний, вызванных диффузной многолучевостью, и воздействия преднамеренных шумовых помех, разработать математическую модель приёмника сигнала с псевдослучайной перестройкой радиочастоты (ППРЧ) и случайной частотной манипуляцией и оценить его помехоустойчивость..

Метод: статистический анализ помехоустойчивости радиоприемника двоичного сигнала с ППРЧ со случайной и неслучайной частотной манипуляцией с различной стратегией воздействия помех.

Результат: представлены результаты анализа статистических характеристик демодуляции сигнала с ППРЧ, установлено преимущество сигнала со случайной частотной манипуляцией по помехоустойчивости по сравнению с известными приемниками сигналов с неслучайной частотной манипуляцией.

Научная новизна: проведено обобщение и систематизированы известные модели сигналов с расширенным спектром, принимаемых в условиях релеевских замираний, вызванных диффузной многолучевостью сигнала. Сформирована математическая модель приемника сигнала со случайной частотной манипуляцией и ППРЧ, которая, в отличие от известных моделей, позволяет учитывать число разделяемых лучей, закон распределения плотности вероятностей, параметры сигналов и помех.

Введение

Известно [1,3,4,5], стратегия борьбы с преднамеренными помехами в каналах передачи данных с частотной манипуляцией сигнала и ППРЧ заключается в «уходе» сигнала от воздействия помехи, а не в «противоборстве» с помехой, как это реализуется в приемниках радиосигналов с расширенным спектром методом прямой модуляции псевдослучайной последовательностью. Помехоустойчивость радиоканалов с ППРЧ зависит от времени работы на одной частоте, от вида помехи и ее мощности, мощности полезного сигнала, структуры приемного устройства, учитывающего характер многолучевости сигнала.

Для оценки помехоустойчивости радиоканала передачи данных в условиях замирания сигнала и воздействия помех необходимо иметь соответствующие характеристики замираний и показатели. При определенных моделях замираний сигнала, собственного шума приемника и адди-

тивных помех предпочтительным показателем помехоустойчивости является средняя вероятность ошибки на бит на выходе демодулятора.

Основная часть

Реализация режима ППРЧ в системе передачи данных со случайной двоичной частотной манипуляцией (ЧМ), при которой единичный и нулевой каналы передачи двоичных символов разнесены по частоте случайным образом для постановщика помех, представлена структурной схемой (рис. 1) [6,7].

Наличие двух независимых синтезаторов частоты позволяет излучать радиопередатчиком такие пары частот для единичного и нулевого двоичных символов, разность между которыми является случайной величиной при каждом скачке частоты. Это затрудняет радиоразведку сигнала с ППРЧ, так как случайная величина частотного разнеса между единичным и нулевым

¹ Зеленевский Владимир Владимирович, доктор технических наук, профессор, профессор филиала Военной Академии Ракетных войск стратегического назначения им. Петра Великого. Серпухов, Россия. E-mail: zelenevsky.vladimir@gmail.com

² Бочкарев Александр Алексеевич, адъюнкт филиала Военной Академии Ракетных войск стратегического назначения им. Петра Великого. Серпухов, Россия. E-mail: bocha413@gmail.com

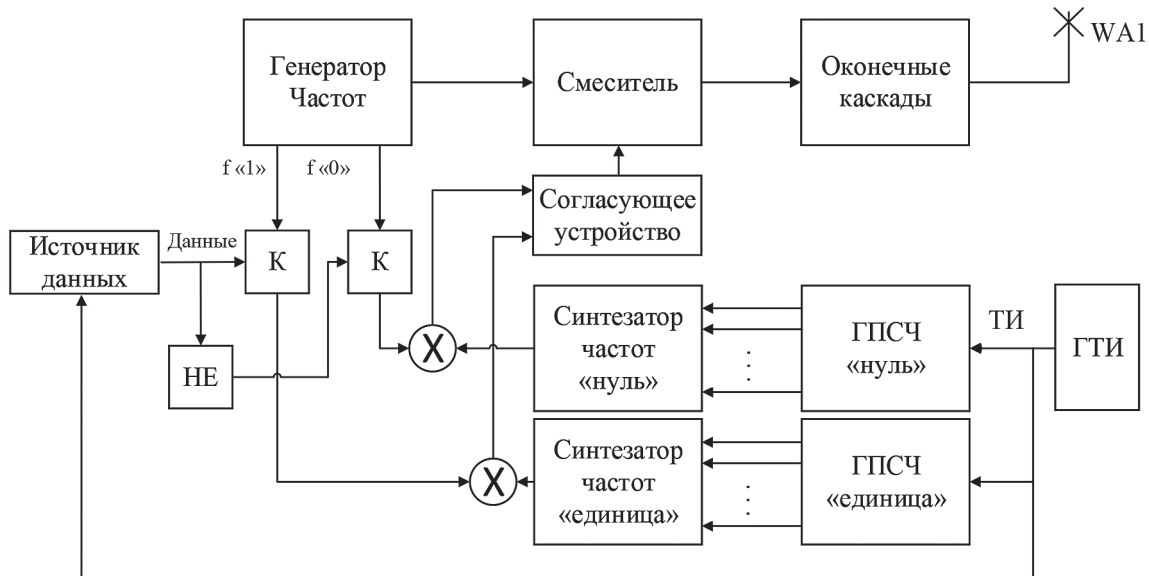


Рис. 1. Структурная схема радиопередатчика со случайной двоичной ЧМ и ППРЧ

символами не позволяет определить частоту свободного (дополнительного) канала передачи, воздействие помех на который является более эффективным, чем на действующий (активный в данном скачке) канал передачи данных [1,2,5,7].

При этом ключи К и инвертор НЕ обеспечивают поочередное и случайное подключение источника данных и синтезаторов частот нулевого и единичного каналов через согласующее устройство к смесителю радиопередатчика.

В условиях диффузной многолучевости принимаемого сигнала с частотной манипуляцией и ППРЧ, порождающей релейские замирания, разделение лучей электромагнитной волны осуществляют корреляционным способом [2]. Структурная схема радиоприемника в этом случае имеет вид (рис. 2) [8].

Принимаемый сигнал на выходе широкополосного фильтра (ШПФ), который состоит из входных цепей и усилителя радиочастоты, во время i -го скачка частоты представляется как

$$U(t) = U \cos[(\omega_i + \theta_i)t - \varphi_i], \quad 0 \leq t \leq T_b, \quad (1)$$

где θ_i – частота модуляции; φ_i – начальная фаза i -го скачка частоты; $\omega_i = \omega_1, \omega_2$ (ω_1 – частота единичного символа, ω_2 – частота нулевого символа); T_b – длительность двоичного символа.

Приемник имеет два канала обработки сигнала с ППРЧ. В случае идеальной временной синхронизации, обеспечиваемой блоком синхронизации (БС), на выходах перемножителей (П) будет формироваться сигнал промежуточной частоты $f_{\text{ПЧ1}} = \text{const}$, который выделяется полосовым фильтром (ПФ) в «единичном» канале,

и $f_{\text{ПЧ0}} = \text{const}(f_{\text{ПЧ0}} \neq f_{\text{ПЧ1}})$, который выделяется полосовым фильтром (ПФ) в «нулевом» канале.

Для корреляционного разделения лучей сигнала устанавливаются линии задержки (ЛЗ), которые обеспечивают временной сдвиг сигналов генераторов сетки частот (ГСЧ) в «единичном» и «нулевом» каналах.

Сумматоры (Σ) осуществляют алгебраическое сложение мощностей сигналов по N лучам. Детекторы огибающей (ДО) и вычитающее устройство (ВУ) выносят решение о принятом двоичном символе.

Известно [1, 3], что для двоичной случайной ЧМ помехоустойчивость декаметрового радиоканала передачи данных с релейскими замираниями принимаемого сигнала следует оценивать с учетом следующих условий:

- помеха воздействует на оба канала (активный, по которому идет передача данных, и свободный, по которому в данном скачке сигнала с ППРЧ данные не передаются);
- помеха воздействует только на один из возможных каналов передачи данных;
- помеха не воздействует ни на один из возможных каналов передачи данных.

При таком условии вероятность битовой ошибки с учетом релейских замираний $P_{\text{вз}}$ будет определяться выражением [3].

$$P_{\text{вз}} = \int_0^\infty w(r) P_{\text{в}}(\alpha, L, \frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}}, r) dr, \quad (2)$$

где $w(r)$ – плотность вероятностей результирующего отношения сигнал/шум на входе демодулятора, равная [2, 3]:

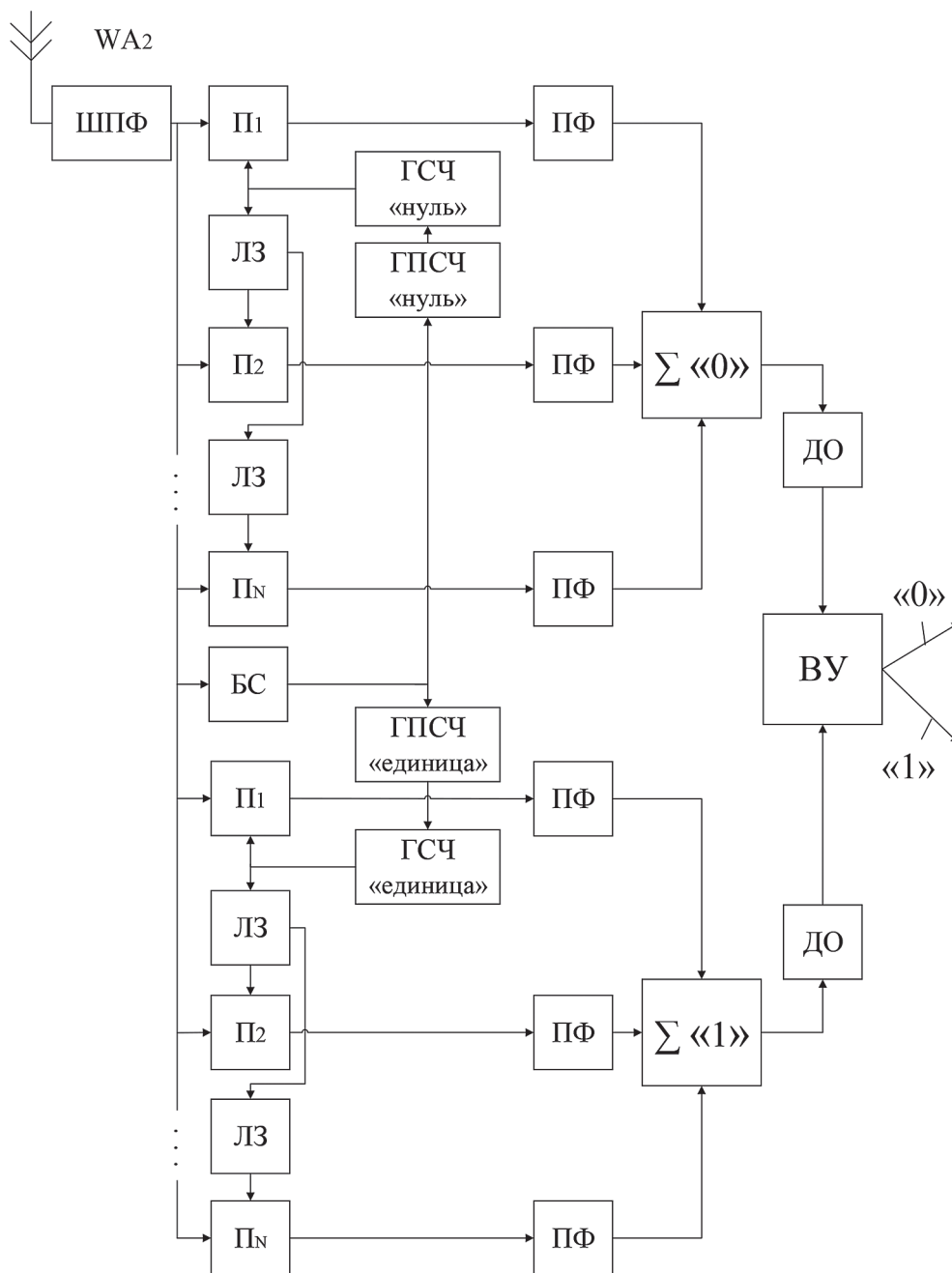


Рис. 2. Структурная схема радиоприемника с корреляционным разделением лучей

$$w(r) = \frac{\exp\left(-\frac{r}{Nh_0^2}\right)}{Nh_0^2}, \quad (3)$$

где N – число лучей сигнала, которое принимает и обрабатывает радиоприемник; h_0^2 – отношение сигнал/шум в одном луче; $P_b(\alpha, L, \frac{P_n}{P_c}, r)$ – условная вероятность битовой ошибки, учитывающая три условия (представлены выше) воздействия шумовой помехи и равная [1, 2]

$$P_B(\alpha, 2) = \frac{\alpha^2}{2} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{1}{h_{\kappa}^2 \equiv r} + \frac{P_{\Pi}}{\alpha L P_C} \right) \right]^{-1},$$

при воздействии помехи на оба канала;

$$P_{\text{B}}(\alpha, 1) = \alpha(1 - \alpha) \exp \left[- \left(\frac{2}{h_{\text{S}}^2 \equiv r} + \frac{P_{\text{II}}}{\alpha L P_{\text{C}}} \right)^{-1} \right],$$

при воздействии помехи только на один канал передачи;

$$P_{\text{B}}(\alpha, 0) = \frac{(1 - \alpha)^2}{2} \exp\left(-\frac{h_{\Sigma}^2 \equiv r}{2}\right),$$

при отсутствии воздействия помехи; α – доля полосы частот сигнала, пораженная помехой с отношением помеха/сигнал $\frac{P_{\Pi}}{P_{\Sigma}}$; L – коэффициент расширения спектра ЧМ сигнала в канале передачи данных с ППРЧ.

Тогда выражение для вероятности $P_{\text{вз}}$ запишем в виде [2]:

$$P_{\text{вз}} = \int_0^{\infty} \frac{\exp\left(-\frac{r}{Nh_0^2}\right)}{Nh_0^2} \left\{ \frac{\alpha^2}{2} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{1}{r} + \frac{P_{\text{п}}}{\alpha LP_{\text{с}}}\right)\right]^{-1} + \alpha(1-\alpha) \exp\left[-\left(\frac{2}{r} + \frac{P_{\text{п}}}{\alpha LP_{\text{с}}}\right)\right] + \frac{(1-\alpha)^2}{2} \exp\left(-\frac{2}{r}\right) \right\} dr. \quad (4)$$

В таблице 1 представлены оценки вероятности $P_{\text{вз}}$, рассчитанные по выражению (4).

Анализ результатов расчетов, представленных в таблице 1, показывает:

- при $N = \text{const}$, $\frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}} = \text{const}$, $L = \text{const}$ существует оптимальное значение $\alpha_{\text{опт}}$, при котором вероятность $P_{\text{вз}}$ максимальная (помеха наносит наибольший ущерб каналу передачи данных);
- с изменением отношения $\frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}}$, коэффициента L значение $\alpha_{\text{опт}}$ также изменяется;
- изменение h_0^2 слабо влияет на изменение $\alpha_{\text{опт}}$ и $P_{\text{вз}}$ (например, при $h_0^2 = 10$ значение $\alpha_{\text{опт}} = 0,1445$, $h_0^2 = 100$ значение $\alpha_{\text{опт}} = 0,1387$, хотя $N = 15$, $\frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}} = 5$, $L = 15$ остались неизменными, а вероятность $P_{\text{вз}} = 0,0595$ соответствует $\alpha_{\text{опт}} = 0,1445$, $P_{\text{вз}} = 0,05312$ соответствует $\alpha_{\text{опт}} = 0,1387$);
- при $N = \text{const}$, $L = \text{const}$, $\frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}} = \text{const}$, $\alpha = \text{const}$ наблюдается медленное уменьшение вероятности $P_{\text{вз}}$ при больших изменениях h_0^2 .

Для сравнения оценим вероятность ошибки $P_{\text{вз}}$ в канале с использованием ППРЧ и неслучайной частотной манипуляцией сигнала по выражению [2]:

$$P_{\text{вз}} = \frac{\alpha}{2} \int_0^{\infty} \left\{ -\frac{e^{\left(\frac{-r}{N \cdot h}\right)}}{N \cdot h} e^{\left[\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{r} + \frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}} \cdot \alpha \cdot L}\right)\right]^{-1}} + \frac{(1-\alpha)}{2} e^{\frac{-r}{2}} \right\} dr. \quad (5)$$

В таблице 2 представлены оценки $P_{\text{вз}}$ для разных значений N , L и отношений h_0^2 и $\frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}}$, а на рисунке 3 соответствующие графики $P_{\text{вз}} = f(\alpha)$.

При $\alpha = 1$, когда шумовая помеха в части полосы (полосы рабочих частот) трансформируется в широкополосную шумовую помеху (заградительную помеху), каналы передачи данных с релейскими замираниями с неслучайной и случайной двоичной ЧМ имеют одну и ту же помехоустойчивость $P_{\text{вз}}$ равную:

$$P_{\text{вз}} = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \frac{\exp\left(-\frac{r}{Nh_0^2}\right)}{Nh_0^2} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{1}{r} + \frac{P_{\text{п}}}{LP_{\text{с}}}\right)\right]^{-1} dr = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \frac{\exp\left\{-\left[\frac{r}{Nh_0^2} + \frac{1}{2}\left(\frac{1}{r} + \frac{P_{\text{п}}}{LP_{\text{с}}}\right)\right]\right\}}{Nh_0^2} dr.$$

Анализ таблиц 1 и 2, графиков (рис. 3) показывает:

- как для случайной, так и неслучайной частотной модуляции сигнала с ППРЧ существует

Таблица 1.

Оценки вероятности $P_{\text{вз}}$ для случайной ЧМ

$N = 7; h_0^2 = 10; \frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}} = 1; L = 15$	α	10^{-3}	10^{-2}	0,07047	0,1	1
	$P_{\text{вз}}$	0,015	0,022	0,039	0,039	0,02
$N = 15; h_0^2 = 10; \frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}} = 5; L = 31$	α	10^{-3}	10^{-2}	0,1	0,1445	1
	$P_{\text{вз}}$	$7,557 \cdot 10^{-3}$	0,016	0,059	0,064	0,039
$N = 15; h_0^2 = 100; \frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}} = 5; L = 15$	α	10^{-3}	10^{-2}	0,1	0,1387	1
	$P_{\text{вз}}$	$1,667 \cdot 10^{-3}$	0,01	0,072	0,087	0,114
$N = 15; \alpha = 0,14; \frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}} = 5; L = 31$	h_0^2	1,59	5	10	100	800
	$P_{\text{вз}}$	0,094	0,07	0,064	0,058	0,057

Таблица 2.

Оценки вероятности $P_{\text{вз}}$ для неслучайной ЧМ

$N = 7; h_0^2 = 10; \frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}} = 1; L = 15$	α	10^{-3}	10^{-2}	0,07047	0,1	1
	$P_{\text{вз}}$	$9,958 \cdot 10^{-4}$	$9,593 \cdot 10^{-3}$	0,054	0,054	0,02
$N = 15; h_0^2 = 10; \frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}} = 5; L = 31$	α	10^{-3}	10^{-2}	0,1	0,1445	1
	$P_{\text{вз}}$	$9,979 \cdot 10^{-4}$	$9,798 \cdot 10^{-3}$	0,082	0,109	0,039
$N = 15; h_0^2 = 100; \frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}} = 5; L = 15$	α	10^{-3}	10^{-2}	0,1	0,1387	1
	$P_{\text{вз}}$	$9,988 \cdot 10^{-4}$	$9,878 \cdot 10^{-3}$	0,088	0,116	0,114
$N = 15; \alpha = 0,14; \frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}} = 5; L = 31$	h_0^2	1,59	5	10	100	800
	$P_{\text{вз}}$	0,108	0,107	0,107	0,106	0,106

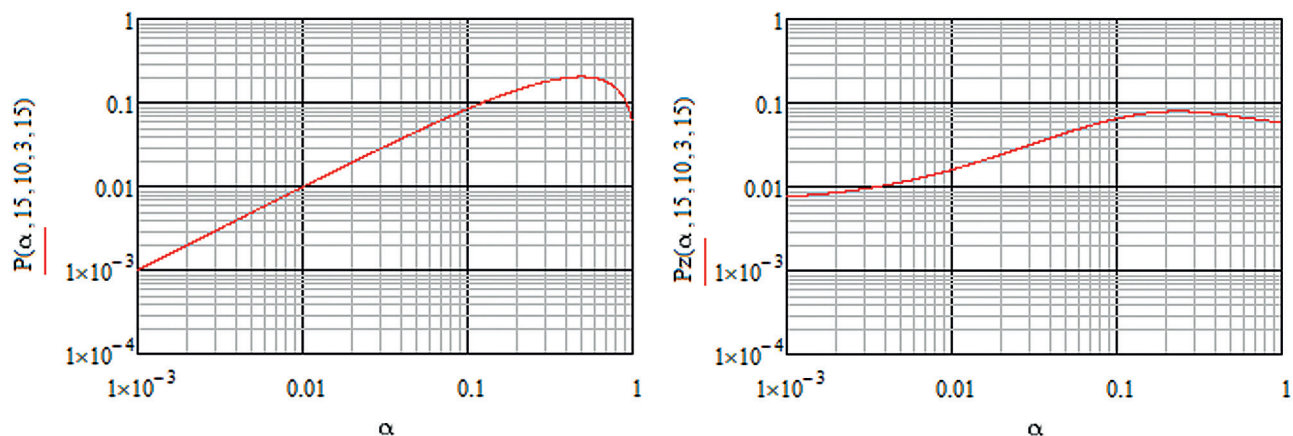


Рис. 3. Зависимости вероятности битовой ошибки $P_{bz} = f(\alpha)$
 а) для неслучайной частоты манипуляции; б) для случайной частотной манипуляции

Таблица 3.

Значения вероятности P_{bz} для $\alpha = 1$

$N = 15;$ $h_0^2 = 2;$ $L = 15$	$\frac{P_n}{P_c}$	0,1	0,5	1	1,5	2	2,5	3	4
	P_{bz}	$6,76 \cdot 10^{-3}$	$7,664 \cdot 10^{-3}$	$9,964 \cdot 10^{-3}$	0,0161	0,02688	0,0413	0,058	0,093
$N = 15;$ $h_0^2 = 2;$ $L = 31$	$\frac{P_n}{P_c}$	0,5	1	1,5	2	2,5	3	4	8
	P_{bz}	$7,037 \cdot 10^{-3}$	$7,616 \cdot 10^{-3}$	$8,44 \cdot 10^{-3}$	$9,75 \cdot 10^{-3}$	0,01193	0,01525	0,0252	0,088
$N = 15;$ $h_0^2 = 15;$ $L = 15$	$\frac{P_n}{P_c}$	0,1	0,5	1	1,5	2	2,5	3	4
	P_{bz}	$4,52 \cdot 10^{-3}$	$5,142 \cdot 10^{-3}$	$6,85 \cdot 10^{-3}$	0,0123	0,02254	0,0367	0,0534	0,089
$N = 15;$ $h_0^2 = 15;$ $L = 31$	$\frac{P_n}{P_c}$	0,5	1	1,5	2	2,5	3	4	8
	P_{bz}	$4,72 \cdot 10^{-3}$	$5,11 \cdot 10^{-3}$	$5,69 \cdot 10^{-3}$	$6,68 \cdot 10^{-3}$	$8,51 \cdot 10^{-3}$	0,01148	0,02	0,084
$N = 15;$ $\frac{P_n}{P_c} = 15;$ $L = 15$	h_0^2	10	20	50	100	500	1000		
	P_{bz}	0,09284	0,086	0,081	0,079	0,077	0,077		
$N = 31;$ $\frac{P_n}{P_c} = 4;$ $L = 15$	h_0^2	10	20	50	100	500	1000		
	P_{bz}	0,086	0,0821	0,079	0,078	0,077	0,077		
$N = 15;$ $\frac{P_n}{P_c} = 4;$ $L = 31$	h_0^2	1,4	7	10	50	100	500		
	P_{bz}	0,081	0,0303	0,025	0,014	0,0121	0,011		
$N = 15;$ $\frac{P_n}{P_c} = 4;$ $L = 63$	h_0^2	1,4	3	10	50	200	1000		
	P_{bz}	0,0607	0,029	$9,59 \cdot 10^{-3}$	$2,25 \cdot 10^{-3}$	$5,84 \cdot 10^{-4}$	$1,2 \cdot 10^{-4}$		
$N = 15;$ $\frac{P_n}{P_c} = 10;$ $L = 63$	h_0^2	1,3	2	20	100	200	1000		
	P_{bz}	0,098	0,078	0,031	0,024	0,023	0,022		
$N = 1;$ $h_0^2 = 15;$ $L = 1$	$\frac{P_n}{P_c}$	0,1	0,5	1	2	3	4		
	P_{bz}	0,087	0,239	0,329	0,399	0,429	0,445		
$N = 2;$ $h_0^2 = 15;$ $L = 1$	$\frac{P_n}{P_c}$	0,1	0,5	1	2	3	4		
	P_{bz}	0,053	0,219	0,319	0,395	0,426	0,443		

- экстремум в зависимости $P_{Bz} = f(\alpha)$ при $N = const$, $h_0^2 = const$, $\frac{P_n}{P_c} = const$, $L = const$, для которого значение вероятности P_{Bz} наибольшее (например, для случайной частотной манипуляции $N = 7$, $h_0^2 = 10$, $\frac{P_n}{P_c} = 1$, $L = 15$ наибольшее значение $P_{Bz} = 0,039$ и ему соответствует $0,1 > \alpha_{opt} \geq 0,07047$, а при $N = 15$, $h_0^2 = 10$, $\frac{P_n}{P_c} = 5$, $L = 31$ наибольшее значение $P_{Bz} = 0,064$ и ему соответствует $\alpha_{opt} = 0,1445$);
- для неслучайной частотной манипуляции сигнала с ППРЧ (табл. 2) при $\alpha = \alpha_{opt}$ вероятность P_{Bz} заметно увеличивается по сравнению со случайной частотной манипуляцией (например, при $\alpha_{opt} = 0,07047$, $h_0^2 = 10$, $\frac{P_n}{P_c} = 1$, $L = 15$ наибольшее значение $P_{Bz} = 0,054$, что больше, чем $P_{Bz} = 0,039$ для случайной частотной манипуляции, при $\alpha_{opt} = 0,1445$, $N = 10$, $h_0^2 = 10$, $\frac{P_n}{P_c} = 5$, $L = 31$ наибольшее значение $P_{Bz} = 0,109$, что значительно превышает $P_{Bz} = 0,064$ для случайной частотной манипуляции сигнала;
 - при $\alpha = 1,0$ вероятность P_{Bz} одинаковая как для случайной, так и для неслучайной частотной манипуляции.

В таблице 3 представлены оценки вероятности P_{Bz} для различных значений N и L , отношений h_0^2 и $\frac{P_n}{P_c}$ при $\alpha = 1$.

Анализ результатов расчетов, представленных в таблице 3, показывает:

- при $N = 15$, $h_0^2 = 10$ увеличение коэффициента L с 15 до 31 позволяет повысить помехоустойчивость радиоприемника (для $\frac{P_n}{P_c} = 4$ вероятность P_{Bz} уменьшилась примерно в 3,5 раза);
- при $\frac{P_n}{P_c} = 4 = const$, $L = 15 = const$ увеличение числа корреляторов (согласованных фильтров) N с 15 до 31 весьма слабо влияет на уменьшение вероятности P_{Bz} (для $h_0^2 = 20$ вероятность $P_{Bz} = 0,086$ при $N = 15$, а при $N = 31$

значение $P_{Bz} = 0,082$), а при $h_0^2 \geq 100$ значения P_{Bz} не отличаются;

- коэффициент расширения спектра сигнала L играет определяющую роль в уменьшении вероятности P_{Bz} (при $N = 15 = const$, $\frac{P_n}{P_c} = 4 = const$, $L = 15$, $h_0^2 = 50$ вероятность $P_{Bz} = 0,079$, а при $L = 63$, $h_0^2 = 50$ значение $P_{Bz} = 2,25 \cdot 10^{-3}$, т.е. уменьшилось более чем в 30 раз);
- при $L = 63$, $N = 15$, $\frac{P_n}{P_c} = 10$ обеспечивается $P_{Bz} = 0,078$ для $h_0^2 = 2$, а для $L = 31$, $N = 15$ вероятность $P_{Bz} = 0,078$ обеспечивается при $\frac{P_n}{P_c} = 4$ и $h_0^2 = 100$;
- без расширения спектра ($L = 1$) сигнала, даже при $N = 2$, работа радиоканала возможна только при $\frac{P_n}{P_c} \leq 0,1$.

Выводы

- как для случайной, так и неслучайной ЧМ существует оптимальное значение доли полосы частот сигнала с ППРЧ, пораженной помехой с отношением $\frac{P_n}{P_c}$, при которой вероятность P_{Bz} наибольшая;
- для одинаковых исходных данных h_0^2 , N , L , $\frac{P_n}{P_c}$ радиоканал передачи данных со случайной двоичной частотной манипуляцией более помехоустойчив (имеет меньшую вероятность P_{Bz}) к шумовой помехе в части полосы рабочих частот, чем радиоканал с неслучайной ЧМ;
- при заградительной помехе, когда шумовая помеха в части полосы превращается в широкополосную помеху ($\alpha = 1$) радиоканалы со случайной и неслучайной ЧМ имеют одну и ту же помехоустойчивость (равные значения P_{Bz}) и для защиты от такой помехи целесообразно использовать сигнал с ППРЧ, имеющий коэффициент расширения спектра $L \geq 31$.

Литература

1. Борисов В. И., Зинчук В. М., Лимарев А. Е., Немчилов А. В., Чаплыгин А. А. Пространственные и вероятностно-временные характеристики эффективности станций ответных помех при подавлении систем радиосвязи / Под ред. В. И. Борисова. – М.: Радио Софт, 2008. – 362 с.
2. Зеленевский В. В., Зеленевский Ю. В., Попов А. В., Наконечный А. Б. Методика оценки помехоустойчивости и надежности радиоканалов передачи данных при диффузной многолучевости сигнала // Известия Института инженерной физики: научн.-техн. журн. – Серпухов: 2025. – № 3. – С. 17–24.
3. Зеленевский В. В. Помехоустойчивость приема избыточных частотно-манипулированных сигналов на фоне гармонических помех. Научно-технический журнал. Радиотехника, – М.: 2002. – № 7. – С. 32–36.
4. Куликов Г. В. Влияние гармонической помехи на помехоустойчивость корреляционного демодулятора сигналов с МЧМ. Н/Т Радиотехника – М: 2002. – № 7. – С 42–44.
5. В. И. Борисов, В. М. Зинчук, А. Е. Лимарев, В. И. Шестопалов. Помехоустойчивость систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательностью / Под ред. В. И. Борисова. Изд. 2, перераб. и доп. – М.: Радиософт, 2011. – 550 с.
6. Зеленевский Ю. В. Методы информанционно-статистического анализа и алгебраического синтеза в конечном поле корректирующих кодов повышенной помехозащищенности с широкополосным доступом. Диссертация на соискание ученой степени ДТН. – Серпухов: МОУ ИИФ. – 2014. – 322 с.

7. Зеленецкий В. В. Зеленецкий Ю. В., Попов А. В., Наконечный А. Б. Статистический анализ радиоканалов передачи данных с расширенным спектром сигналов. // Известия ИИФ: научно-технический журнал. – Серпухов: 2025. – № 2. – С. 32–35.
8. Наконечный А. Б. Методика оценки помехоустойчивости и надежности радиоканалов передачи данных при диффузной многолучевости сигнала [Текст]. В. В. Зеленецкий, Ю. В. Зеленецкий, А. В. Попов. // Известия ИИФ: научно-технический журнал. – Серпухов: 2025. – № 3. – С. 17–24.

STATISTICAL ANALYSIS OF A RADIO RECEIVER OF RF-FREQUENCY SIGNALS AND RANDOM FREQUENCY MANIPULATION IN A RAYLEIGH DATA TRANSMISSION CHANNEL WITH NOISE INTERFERENCE AND DIFFUSE MULTIPATH

Zelenevsky V. V.³, Bochkarev A. A.⁴

Keywords: pseudorandom tuning of the operating frequency, pseudorandom number generator, broadband filter, multiplier, delay line, bandpass filter, adder, envelope detector, subtractor, bit error probability, noise interference, diffuse multipath, interference/signal ratio, signal spectrum expansion coefficient.

Abstract

The purpose of the work: based on general theoretical principles that determine the possibilities of using extended-spectrum signals for data transmission in conditions of relay fading and exposure to intentional interference, a mathematical model of a signal receiver with pseudorandom radio frequency tuning (RFRF) has been developed.

Method: statistical analysis of the noise immunity of a binary RF radio receiver with random and non-random frequency manipulation with different interference strategies.

Result: the results of an analysis of the static characteristics of the demodulation of a signal with a frequency converter are presented, and the advantage of a signal with random frequency manipulation is established.

Scientific novelty: the well-known models of signals with an extended spectrum received under conditions of Rayleigh fading caused by diffuse multipath signals are generalized and systematized. A mathematical model of a signal receiver with random frequency manipulation and RF frequency response has been formed, which, unlike known models, allows taking into account the number of split beams, the law of probability density distribution, signal parameters and interference.

References

1. Borisov V. I., Zinchuk V.M., Limarev A. E., Nemchilov A. V., Chaplygin A. A. Prostranstvennye i veroyatnostno-vremennye harakteristiki ehffektivnosti stancij otvetnyh pomeh pri podavlenii sistem radiosvyazi / Pod red. V. I. Borisova. – M.: RadioSoft, 2008. – 362 p.
2. Zelenevskij V. V., Zelenevskij Yu. V., Popov A. V., Nakonechnyj A. B. Metodika ocenki pomehoustojchivosti i nadezhnosti radiokanalov peredachi dannyh pri diffuznoj mnogoluchevosti signala. // Izvestiya Instituta inzhenernoj fiziki: nauchn.-tehn. zhurn. – Serpuhov: 2025. – No 3. – Pp. 17–24.
3. Zelenevskij V. V. Pomehoustojchivost' priema izbytochnyh chastotno-manipulirovannyh signalov na fone garmonicheskikh pomeh. Nauchno-tehnicheskij zhurnal. Radiotekhnika. – M.: 2002. – No 7. – Pp. 32–36.
4. Kulikov G. V. Vliyanie garmonicheskoy pomehi na pomehoustojchivost' korrelyacionnogo demodulyatora signalov s MCHM. N/T Radiotekhnika. – M.: 2002. – No 7. – Pp. 42–44.
5. V. I. Borisov, V. M. Zinchuk, A. E. Limarov, V. I. Shestopalov. Pomehoustojchivost' sistem radiosvyazi s rasshireniem spektra pryamoj modulyaciej psevdosluchajnoj posledovatel'nost'yu / Pod red. V. I. Borisova. Izd. 2, pererab. i dop. – M.: Radiosoft, 2011. – 550 p.
6. Zelenevskij Yu. V. Metody informacionno-staticheskogo analiza i algebraicheskogo sinteza v konechnom pole korrektruyushchih kodov povyshennoj pomehozashchishchennosti s shirokopolosnym dostupom. Dissertaciya na soiskanie uchenoj stepeni DTN. – Serpuhov: MOU IIF. – 2014. – 322 p.
7. Zelenevskij V. V. Zelenevskij Yu. V., Popov A. V., Nakonechnyj A. B. Statisticheskij analiz radiokanalov peredachi dannyh s rasshirennym spektrom signalov. // Izvestiya IIF: nauchno-tehnicheskij zhurnal – Serpuhov: 2025. – No 2. – Pp. 32–35.
8. Nakonechnyj A. B. Metodika ocenki pomehoustojchivosti i nadezhnosti radiokanalov peredachi dannyh pri diffuznoj mnogoluchevosti signala [Tekst]. V. V. Zelenevskij, Yu. V. Zelenevskij, A. V. Popov. // Izvestiya IIF: nauchno-tehnicheskij zhurnal. – Serpuhov: 2025. – №3. – Pp. 17–24.

3 **Vladimir V. Zelenevsky**, Doctor of Technical Sciences, Professor, Professor of the Branch of the Military Academy of Strategic Missile Forces named after Peter the Great, Serpukhov, Russia. E-mail: zelenevsky.vladimir@gmail.com

4 **Alexander A. Bochkarev**, adjunct of the branch of the Military Academy of the Strategic Missile Forces named after Peter the Great, Serpukhov, Russia. E-mail: bocha413@gmail.com