

УДК 621.391.372

DOI 10.22213/2413-1172-2017-3-118-124

И. З. Климов, доктор технических наук, профессор, ИжГТУ имени М. Т. Калашникова

## СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА МЕТОДОВ РЕАЛИЗАЦИИ ШИРОКОПОЛОСНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ В ДЕКАМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ РАДИОВОЛН

В канале связи декаметрового (ДКМ) диапазона радиоволн действует ряд факторов, оказывающих значительное влияние на качество информационного обмена [1, 2]. Для обеспечения надежности передачи по такому каналу целесообразно использовать широкополосную систему связи (ШСС) [3]. Известны 3 основных способа построения ШСС, основанных на применении разных типов сигналов:

1. ШСС с параллельным многочастотным сигналом (МС) и частотно разнесенным приемом без разделения лучей.

2. ШСС с последовательным составным широкополосным сигналом (ШПС), использующая разделение лучей в приемнике с последующей их совместной обработкой [4].

3. ШСС с программной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) [5].

Системы связи с ППРЧ в основном ориентированы на обеспечение удовлетворительного качества связи в условиях противодействия, в частности сосредоточенных помех (СП). Реализация ППРЧ приводит к тому, что часть частотных элементов (ЧЭ) будет передаваться в условиях слабого влияния мешающих факторов, а часть – в условиях сильного влияния.

Использование МС и ШПС позволяет обеспечить постоянное снижение влияния замираний и СП на качество передачи информационного обмена, гарантировать надежность связи в условиях радиопротиводействия за счет малой спектральной плотности и сложной структуры сигнала. Последнее существенно затрудняет обнаружение и измерение основных параметров сигнала, являющееся необходимым условием эффективного противодействия.

МС и ШПС – принципиально различающиеся виды сигнала. МС представляет собой частотное разнесение информационного узкополосного сигнала по ряду частотных подканалов, и его использование фактически не связано с нормированием ФЧХ канала связи. Для ШПС характерным является необходимость сохранения его фазовой структуры. Реальный ионосферный канал КВ-диапазона является дисперсионным. Поэтому основной проблемой при реализации ШСС с ШПС является обеспечение линейности ФЧХ трактов приемника и передатчика при высоких требованиях к частотной избирательности. Требования к ФЧХ указанных элементов канала могут быть снижены введением их компенсации на основе тестирования.

Класс ШПС включает несколько типов сигналов, отличающихся распределением мощности на частотно-временной плоскости [6, 7]. Наиболее известным и изученным является фазоманипулированный ШПС (ШПС-ФМ), который формируется псевдослучайной перестройкой несущей частоты. Такой сигнал допускает ограниченную режекцию участков спектра, пораженных СП, но отличается значительной зависимостью искажений КФ, обусловленных режекцией СП, от положения СП в полосе частот сигнала. Дискретный частотный сигнал (ДЧ) обеспечивает более равномерное распределение спектральной плотности в полосе, что улучшает устойчивость к режекции части спектра. Для него характерна неравномерность распределения мощности на частотно-временной плоскости. ДЧ в отличие от ШПС-ФМ может быть принят как в целом, так и раздельно по каждому частотному элементу, имеющему длительность существенно меньшую, чем сам ДЧ-сигнал. Раздельный прием позволяет реализовать его прием как частотно разнесенный, аналогичный приему МС, но отличающийся наличием частичного разрешения многолучевости. Аналогичными свойствами обладает частотно-фазоманипулированный сигнал, который представляет собой ДЧ-сигнал, частотные элементы которого являются ШПС-ФМ с меньшей базой.

Кроме известных типов ШПС современные средства обработки позволяют использовать ШПС с равномерным спектром (ШПС-РС), который практически соответствует отрезку шума. Исследования показали, что ШПС-РС имеет хорошую КФ и обладает рядом преимуществ по отношению к ШПС-ФМ и ДЧ.

Для выбора варианта ШСС необходимо получить сравнительные оценки достоверности передачи в условиях замираний и влияния СП. Положим, что длительность посылки  $T_S$  в сравниваемых системах существенно превышает интервал временного рассеяния сигнала в канале, в результате чего влиянием эхо-сигналов, вызываемых многолучевостью, можно пренебречь, т. е. скорость манипуляции составляет 100-200 бод.

Интервал частотного разнесения поднесущих в системе с параллельным многочастотным сигналом (ПМС)  $\Delta f_p$  примем равным средней ширине спектра сосредоточенных помех  $\Delta f_{cp}$  в ВЧ-диапазоне, которая по ряду оценок составляет величину порядка 1-2 кГц [8]. При числе поднесущих  $M$  общая ширина спектра, параллельного ПМС, составляет  $F = M\Delta f_p$ . При одинаковой скорости манипуляции и ширине спектра база ШПС составляет

$$B_S = FT_S = MT_S \Delta f_p. \quad (1)$$

Пусть во всех системах используются ортогональные в усиленном смысле сигналы (например, ЧМ или однократной ФРМ), осуществляется оптимальный некогерентный прием с когерентным сложением ветвей разнесения (отдельных поднесущих в приемнике МС, отдельных лучей в приемнике ШПС-ФМ, и частотных и временных элементов при приеме широкополосных элементов) при идеальной реализации алгоритмов приема.

Если число лучей в модели  $\Lambda > 2$ , то получение общего решения затруднено. Поэтому целесообразно выполнить анализ эффективности систем в 1- и 2-лучевом канале, а для  $\Lambda > 2$  рассмотреть лишь те частные случаи, для которых могут быть получены результаты.

Отсчет сигнала на выходе 1-го коррелятора приемника ШПС-ФМ при фиксированных коэффициентах передачи и единичной амплитуде есть

$$A_1 = \sqrt{\mu_1^2 + (R_{2,1}\mu_2)^2 + 2R_{2,1}\mu_1\mu_2 \cos \psi}, \quad (2)$$

где  $\psi$  – разность фаз сигналов лучей;  $\mu_1$  и  $\mu_2$  – коэффициенты передачи в лучах;  $R_{2,1}$  – коэффициент, учитывающий неполное разделение лучей.

Тогда отсчет на выходе 2-го коррелятора при тех же условиях

$$A_2 = \sqrt{\mu_2^2 + (R_{1,2}\mu_1)^2 + 2R_{1,2}\mu_1\mu_2 \cos \psi}. \quad (3)$$

Различие коэффициентов  $R_{1,2}$  и  $R_{2,1}$  зависит от передаваемого сообщения и особенностей АКФ-сигналов. Положим, что  $R_{1,2} = R_{2,1} = R$ . В каждой частотной ветви приемника МС отсчет сигнала (при отсутствии режекции) будет определяться как

$$A_3 = \sqrt{\mu_1^2 + \mu_2^2 + 2\mu_1\mu_2 \cos \psi}. \quad (4)$$

При некогерентном приеме с когерентным сложением двух ортогональных ШПС вероятность ошибки

$$p_I = 0,5 \exp \left[ -0,5 \left( h_{01}^2 + h_{02}^2 \right) \right], \quad (5)$$

где  $h_{02}^2, h_{01}^2$  – значения отношений сигнал – помеха, характеризующие отклики корреляторов.

Для отсчетов корреляторов (2) и (3) вероятность (5) преобразуется:

$$p_I(\mu_1, \mu_2, \psi) = 0,5 \exp \left\{ - \left[ \frac{1+R^2}{2} (\mu_1^2 + \mu_2^2) + 2R\mu_1\mu_2 \cos \psi \right] Q_I \right\}, \quad (6)$$

где, согласно [9],  $Q_I$  – отношение передаваемого сигнала ( $P_{SI}T_S$ ) ( $P_{SI}$  – мощность передатчика) к спектральной плотности мощности помехи  $\nu^2$  в точке приема:

$$Q_I = \frac{P_{SI}T_S}{\nu^2}. \quad (7)$$

Учет изменений параметров канала путем усреднения вероятности ошибки по случайной фазе  $\psi$ , равномерно распределенной в пределах  $\pm\pi$ , дает

$$p_I(\mu_1, \mu_2) = 0,5 \exp \left[ - \frac{1+R^2}{2} (\mu_1^2 + \mu_2^2) Q_I \right] I_0(2R\mu_1\mu_2 Q_I), \quad (8)$$

где  $I_0(z)$  – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

Отношения сигнал – помеха лучей на входе приемника:

$$\begin{cases} \mu_1^2 Q_I = h_1^2, \\ \mu_2^2 Q_I = h_2^2. \end{cases} \quad (9)$$

Используя (9) и полагая флуктуации  $\mu_1$  и  $\mu_2$  независимыми и распределенными по закону Райса, представляется возможным получить значение вероятности ошибки:

$$p_I = \frac{2(1+\beta_1^2)(1+\beta_2^2)}{h_1^2 h_2^2 (d_2 d_1 - 4R^2)} \times \exp \left[ -\beta_1^2 - \beta_2^2 + \frac{2\beta_1^2(1+\beta_1^2)}{h_1^2 d_1} + \frac{2\beta_2^2(1+\beta_2^2)}{h_2^2 \left( d_2 - \frac{4R^2}{d_1} \right)} + \frac{8R^2\beta_1^2(1+\beta_1^2)}{h_1^2 d_1 (d_2 d_1 - 4R^2)} \right] \times I_0 \left( \frac{8R\beta_1\beta_2}{d_2 d_1 - 4R^2} \sqrt{\frac{(1+\beta_1^2)(1+\beta_2^2)}{h_1^2 h_2^2}} \right). \quad (10)$$

Здесь

$$\begin{cases} d_1 = 1 + R^2 + \frac{2(1+\beta_1^2)}{h_1^2}, \\ d_2 = 1 + R^2 + \frac{2(1+\beta_2^2)}{h_2^2}. \end{cases} \quad (11)$$

Положим, что отношение интенсивности флуктуаций замираний лучей есть

$$U^2 = \frac{\overline{h_1^2}(1+\beta_2^2)}{\overline{h_2^2}(1+\beta_1^2)}. \quad (12)$$

Средняя суммарная мощность

$$H_I^2 = \overline{h_1^2} + \overline{h_2^2}. \quad (13)$$

С учетом (11)–(13) выражение (10) преобразуется:

$$p_I = D_I \exp \left\{ -(1-2D_I)(\beta_1^2 + \beta_2^2) + \frac{H_I^2 D_I (1+R^2) [\beta_1^2 + U^2 \beta_2^2]}{1 + \beta_2^2 + U^2 (1 + \beta_1^2)} \right\} \times I_0 \left( \frac{4RH_I^2 D_I U \beta_1 \beta_2}{1 + \beta_2^2 + U^2 (1 + \beta_1^2)} \right), \quad (14)$$

где

$$D_I = \frac{2}{(1-R^2)^2 H_I^4 U^2 + 2 \frac{(1+R^2) H_I^2 (1+U^2)}{1 + \beta_2^2 + U^2 (1 + \beta_1^2)} + 4 \left[ 1 + \beta_2^2 + U^2 (1 + \beta_1^2) \right]^2}. \quad (15)$$

Для вероятности ошибки в одной ветви разнесения МС с учетом отклика получаем:

$$p_{II}(\mu_1, \mu_2, \psi) = 0,5 \exp \left\{ -\frac{A_3^2 Q_{II}}{2} \right\} = 0,5 \exp \left\{ -\frac{\mu_1^2 + \mu_2^2 + 2\mu_1 \mu_2 \cos \psi}{2} \right\}, \quad (16)$$

где  $Q_{II}$  – отношение энергии передаваемого сигнала в одной ветви разнесения к спектральной плотности шума в точке приема.

Отношения сигнал – помеха лучей ветви разнесения в точке приема есть

$$\begin{cases} q_1^2 = \mu_1^2 Q_{II}, \\ q_2^2 = \mu_2^2 Q_{II}. \end{cases} \quad (17)$$

Выполнив усреднение случайной величины (16) по переменным параметрам, с учетом определения (20), имеем для вероятности ошибки в одной ветви разнесения:

$$p_{II} = \frac{2(1 + \beta_1^2)(1 + \beta_2^2)}{q_1^2 q_2^2 (b_1 b_2 - 1)} \times \exp \left\{ -\beta_1^2 - \beta_2^2 + \frac{2\beta_1^2 (1 + \beta_1^2)}{q_1^2 b_1} + \frac{2\beta_2^2 (1 + \beta_2^2)}{q_2^2 \left( b_2 - \frac{1}{b_1} \right)} + \frac{2\beta_1^2 (1 + \beta_1^2)}{q_1^2 b_1 (b_1 b_2 - 1)} \right\} \times I_0 \left( \frac{4\beta_1 \beta_2 \sqrt{\frac{(1 + \beta_1^2)(1 + \beta_2^2)}{q_1^2 q_2^2}}}{b_1 b_2 - 1} \right). \quad (18)$$

Здесь использованы следующие обозначения:

$$\begin{cases} b_1 = 1 + \frac{2(1 + \beta_1^2)}{q_1^2}, \\ b_2 = 1 + \frac{2(1 + \beta_2^2)}{q_2^2}. \end{cases} \quad (19)$$

Задав соотношение интенсивностей замираний и суммарное отношение сигнал – помеха как

$$U^2 = \frac{\overline{q_1^2} (1 + \beta_2^2)}{\overline{q_2^2} (1 + \beta_1^2)}, \quad (20)$$

$$H_{II}^2 = \overline{q_1^2} + \overline{q_2^2}, \quad (21)$$

можем преобразовать выражение (18) к следующему виду:

$$p_{II} = D_{II} \exp \left[ -(1-2D_{II})(\beta_1^2 + \beta_2^2) \right] \times \exp \left[ \frac{H_{II}^2 D_{II} (\beta_1^2 + U^2 \beta_2^2)}{1 + \beta_2^2 + U^2 (1 + \beta_1^2)} \right] I_0 \left( \frac{2\beta_1 \beta_2 U D_{II} H_{II}^2}{1 + \beta_2^2 + U^2 (1 + \beta_1^2)} \right), \quad (22)$$

где

$$D_{II} = \frac{1}{H_{II}^2 (1 + U^2) + 2(1 + \beta_2^2 + U^2 (1 + \beta_1^2))}. \quad (23)$$

Для получения численных результатов целесообразно предположить, что из  $M$  ветвей разнесения можно образовать  $m \leq M$  групп ветвей таким образом, что замирания в ветвях, входящих в разные группы, могут считаться некоррелированными, а в ветвях, входящих в одну группу, – полностью коррелированными. Тогда результирующая вероятность ошибки приемника ПМС может вычисляться как вероятность ошибки при приеме по  $m$  параллельным каналам, отношение в каждом из которых в  $M/m$  раз больше отношения в ветви разнесения, то есть при когерентном сложении:

$$P_{МС} \approx 2^{m-1} P_{II}^m \left[ \left( \frac{M}{m} \overline{q_1^2} \right), \left( \frac{M}{m} \overline{q_2^2} \right) \right]. \quad (24)$$

Без потери общности можно положить для фиксированной мощности передатчика  $P_c$ :

$$P_{ПМС} = \frac{P_c}{M^\lambda} = \frac{P_{ПМС}}{M^\lambda}, \quad (25)$$

где  $1 \leq \lambda \leq 2$ , т. е. при фиксированной пиковой мощности  $P_{пик}$ . Если не используются какие-либо меры по снижению пикфактора ПМС, то необходимо считать  $\lambda = 2$ . В свою очередь, при фиксированной средней мощности допустимо считать  $\lambda = 1$ .

Таким образом, представляется возможным пользоваться одним общим параметром

$$H^2 = \overline{h_1^2} + \overline{h_2^2} = M^\lambda (q_1^2 + q_2^2). \quad (26)$$

Для учета особенности работы сравниваемых систем в условиях воздействия сосредоточенных по спектру помех целесообразно для учета уменьшения энергии сигнала использовать параметр

$$\delta_p = \frac{\Delta F_p}{F} = \frac{r \Delta f_{cp}}{M \Delta f_p}, \quad (27)$$

где  $\Delta F_p$  и  $r$  – соответственно, общая ширина полосы и число режектированных участков спектра ШПС.

Тогда значение отношения сигнал – помеха в приемнике ШПС оценивается произведением

$$H_{рез.ШПС}^2 = (1 - \delta_p) H^2. \quad (28)$$

Характер изменения нормированной корреляционной функции (КФ) ШПС в области боковых выбросов можно представить распределением Рэлея с дисперсией

$$\sigma_R^2 \approx \frac{0,5}{(1 - \delta_p) B_S}. \quad (29)$$

Соответствующие вычисления показывают, что помехоустойчивость приемника МС с учетом режекции ветвей, пораженных сосредоточенными помехами, определяется вероятностью

$$P_{ПМС} \approx 2^{m_{рез}-1} P_{II}^{m_{рез}} (H_{рез.МС}^2), \quad (30)$$

$$\text{где } m_{рез} = \begin{cases} m, & \delta_p \leq 1 - \frac{m}{M}, \\ (1 - \delta_p)M, & \delta_p > 1 - \frac{m}{M}; \end{cases}$$

$$H_{рез}^2 = \begin{cases} \frac{H^2 (1 - \delta_p)}{m M^{\lambda-1}}, & \delta_p \leq 1 - \frac{m}{M}, \\ \frac{H^2}{M^\lambda}, & \delta_p > 1 - \frac{m}{M}. \end{cases}$$

Расчеты показывают, что при фиксированной величине вероятности ошибок увеличение  $\lambda$  соответствует увеличению потребной мощности радиопередатчика. Тогда энергетический проигрыш МС при  $\lambda > 1$  по отношению к МС с  $\lambda = 1$  составляет

$$\eta_\lambda = 10(\lambda - 1) \lg M \text{ (дБ)}. \quad (31)$$

Для составного ШПС, т. е. сумме  $M$  широкополосных элементов (ШПЭ), размещенных в полосе канала связи с разнесением по частоте, может быть реализован прием с одновременным разнесением по частоте и разделением лучей, формируемых областями ионосферы.

Расчеты выполнены для райсовских замираний на трассах средней протяженностью 2-4 тыс. км для  $U = 1$  и  $\beta^2 = 2$ . На рис. 1 показаны зависимости вероятности ошибочного приема вариантов ШСС, построенные для двух значений параметра режекции  $\delta_p$  ( $\delta_p \approx 0$  и  $\delta_p = 0,8$ ) и  $\lambda = 1$ .

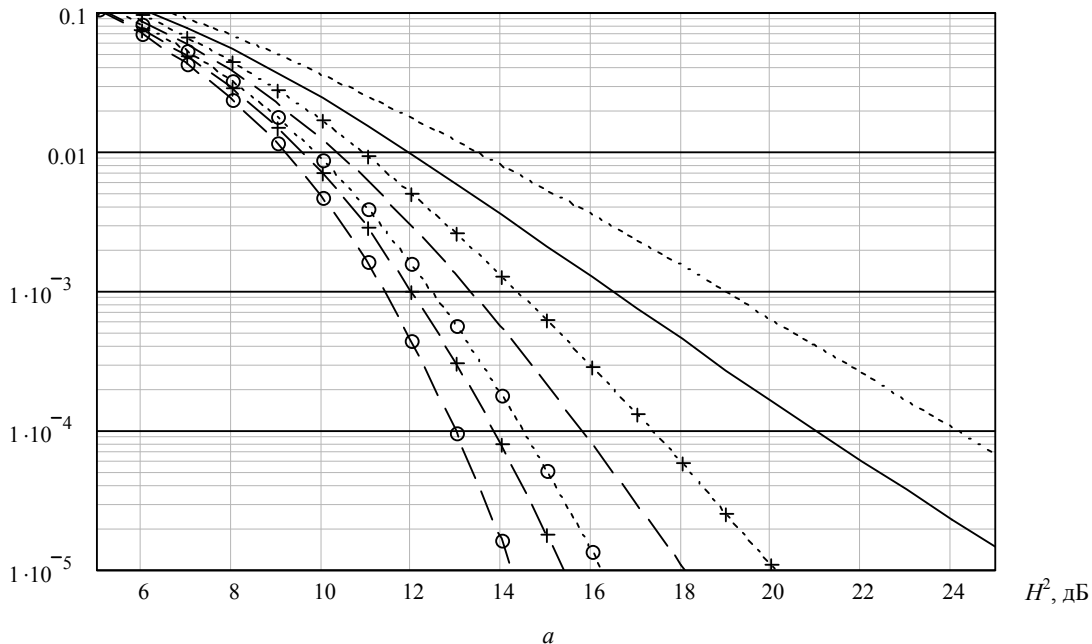
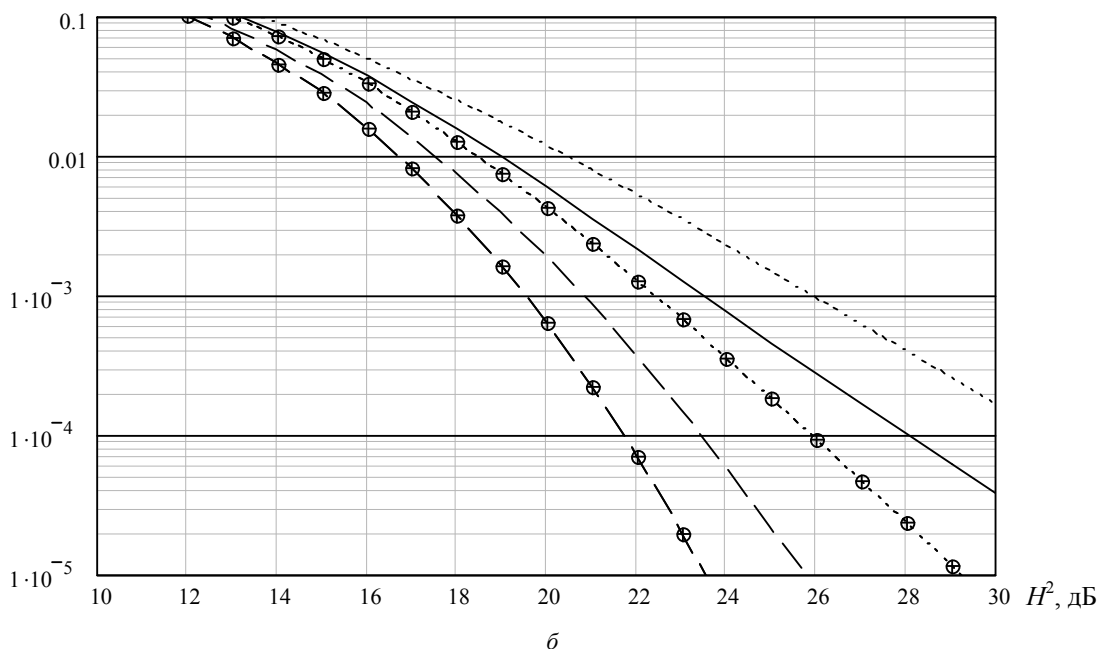


Рис. 1. Зависимости вероятности ошибок вариантов ШСС при однородных райсовских замираниях 2-лучевого сигнала с  $\beta^2 = 2$  ( $\lambda = 1$ ):  $a - \delta_p = 0$



Вариант	ШПС	МС			ЧР-ШПЭ		
		$m = 2$	$m = 4$	$m = 8$	$m = 2$	$m = 4$	$m = 8$
Трасса	—————	.....	+	°	-----	-----+	-----°

Рис. 1 (продолжение):  $\delta - \delta_p = 0,8$

Так, для вариантов частотного разнесения имеет место сильная зависимость вероятности ошибок от числа групп  $m$ , объединяющих ветви с коррелированными замираниями. Причем для МС зависимость от  $m$  выражена существенно сильнее, чем для разнесенных ШПЭ (ЧР-ШПЭ) (ДЧ или сегментированного в частотной области ШПС-РС). Энергетические потери определяются величиной параметра  $\delta_p$ , что соответствует 30. Для МС монотонный характер зависимости потерь от  $\delta_p$  сохраняется только для  $\delta_p \leq 1 - m/M$ . При  $\lambda = 1$  предпочтительным является частотно разнесенный прием ШПЭ, который обеспечивает существенный энергетический выигрыш по отношению к двум другим вариантам сигнала. Для интервала вероятностей 0,001...0,0001 выигрыш составляет от 3,5...5 дБ при  $m = 2$  и до 5...7,5 дБ при  $m = 4$  по сравнению с ШПС. МС является хуже ШПСС при  $m = 2$ , но при  $m > 2$  обеспечивает выигрыш по отношению к ШПСС. Потенциально ШПС обеспечивает более высокое качество приема при ограничении относительной полосы режекции  $\delta_p \leq 0,25$ . Таким образом, при сильных поражениях СП более эффективным будет всегда частотно разнесенный прием ШПЭ.

Результаты анализа помехоустойчивости вариантов ШСС при неоднородных райсовских замираниях представлены на рис. 2. Неоднородность при райсовских замираниях лучей не меняет практически суммарного отношения сигнал – помеха в точке приема для всех вариантов сигнала.

Таким образом, результаты расчетов помехоустойчивости вариантов для условий однородных замираний можно распространить на случай неоднородных замираний. Результаты выполненных вычис-

лений, показывают, что при однолучевом канале с райсовскими замираниями МС и ЧР-ШПЭ имеют равную помехоустойчивость, которая существенно лучше помехоустойчивости ШПС.

Характеристики помехоустойчивости при рэлеевских замираниях лучей позволяют сделать следующие выводы.

1. При  $\lambda = 1$  и  $U = 1$  МС либо столь же эффективен, как и ШПС (при  $m = 2$ ), либо превосходит ШПС (при  $m > 2$ ); при  $m = 4$  выигрыш МС (в интервале вероятностей ошибки 0,01...0,0001 и  $\delta_p < 0,8$ ) составляет от 2 до 4,5 дБ.
2. При  $\lambda = 1,54$  и  $U = 1$  в диапазоне  $p_{\text{ош}} > 0,0001$  ШПС превосходит МС при  $m < 4$ , а при  $p_{\text{ош}} < 0,0001$  и  $m = 4$  эффективность МС оказывается более высокой.
3. При  $U \neq 1$  эффективность ШПСС несколько снижается по сравнению с  $U = 1$ .
4. В 2-лучевом канале эффективность ЧР-ШПЭ существенно выше, чем ПМС. Качество приема ЧР-ШПЭ близко к уровню, который обеспечивается МС при вдвое большем значении  $m$ .
5. В однолучевом канале варианты МС и ЧР-ШПЭ обеспечивают одинаковое качество приема, которое при  $\lambda = 1$  всегда превосходит качество ШПС, а при  $\lambda = 1,54$  преимущество МС имеет место при  $p_{\text{ош}} < 0,01$ , и энергетический выигрыш возрастает с уменьшением вероятности ошибок.

В случае отсутствия замираний в отдельных лучах  $\beta_1^2 = \beta_2^2 \rightarrow \infty$ . Вычислив пределы выражений (17), (18) и (25), (26), для незамирающих лучей получим

$$p_I = 0,5 \exp\left\{-\frac{1+R^2}{2} H_I^2\right\} I_0\left(\frac{2RU}{1+U^2} H_I^2\right); \quad (32)$$

$$p_{II} = 0,5 \exp\left\{-\frac{H_{II}^2}{2}\right\} I_0\left(\frac{U}{1+U^2} H_{II}^2\right). \quad (33)$$

При однолучевом канале  $U = R = 0$  и с учетом выражения (31) для ШПС получаем вероятность ошибок:

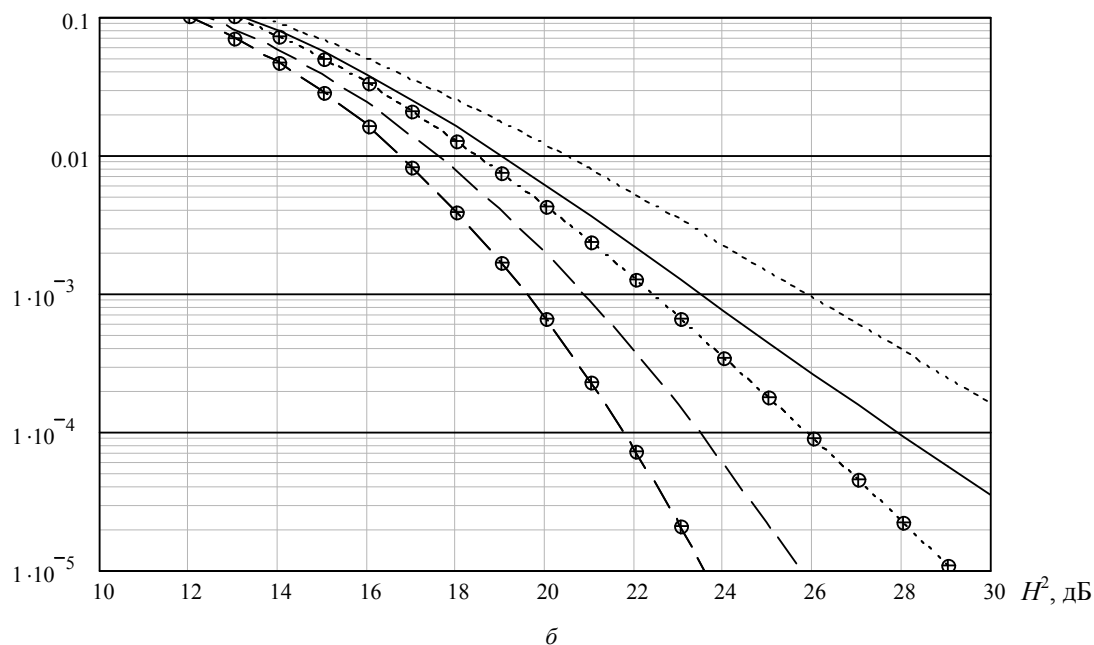
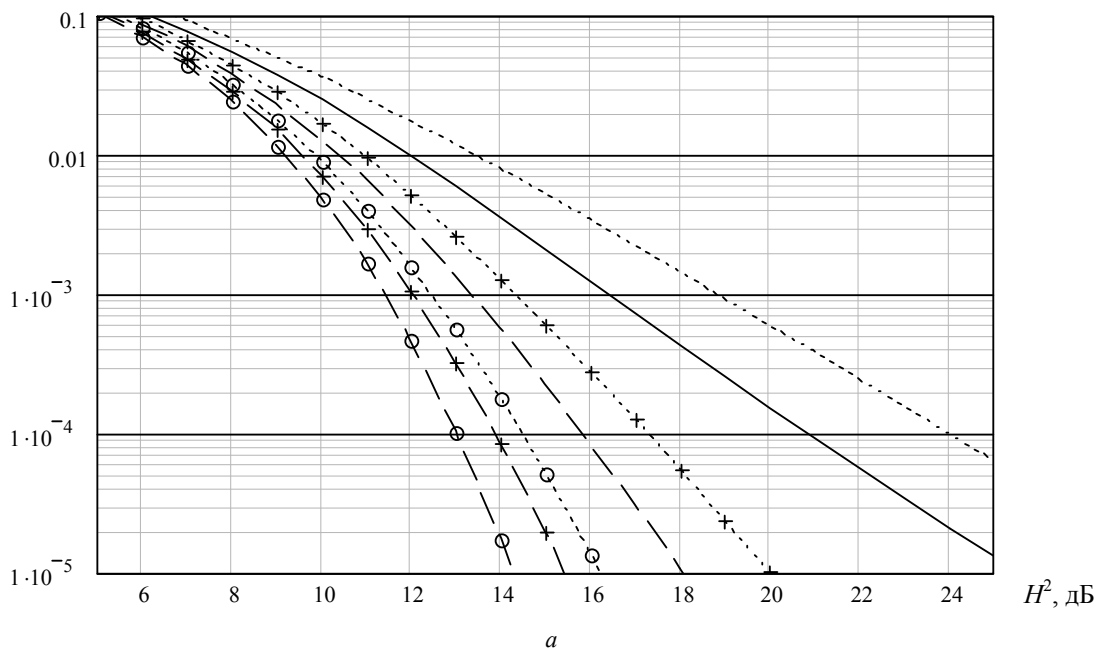
$$p_I = 0,5 \exp\left\{-(1-\delta_p) H^2\right\},$$

$$\beta_1^2 = \beta_2^2 \rightarrow \infty; U = R = 0. \quad (34)$$

Получена для МС вероятность ошибочного приема:

$$p_{MC} = 0,5 \exp\left\{-0,5 m_{\text{рез}} H_{\text{рез}}^2\right\} =$$

$$= 0,5 \exp\left\{-\frac{1-\delta_p}{2M^{\lambda-1}} H^2\right\}, \beta_1^2 = \beta_2^2 \rightarrow \infty; U = 0. \quad (35)$$



Вариант	ШПС	МС			ЧР-ШПС		
		$m = 2$	$m = 4$	$m = 8$	$m = 2$	$m = 4$	$m = 8$
Трасса	_____	.....	+	o	-----	+	o

Рис. 2. Зависимости вероятности ошибок вариантов ШПС при неоднородных райсовских замираниях 2-лучевого сигнала  $\beta_1^2 = 3; \beta_2^2 = 1; U^2 = 0,5 (\lambda = 1)$ :  $a - \delta_p = 0; \sigma - \delta_p = 0,8$

Полученные результаты позволяют сделать следующие основные выводы.

1. По уровню потенциальной помехоустойчивости в многолучевом канале обеспечивает ЧР-ШПЭ, а эффективность ШПС и МС соотносится различным образом в зависимости от глубины замираний и их интервала частотной корреляции. В однолучевом канале с существенными замираниями МС и ЧР-ШПЭ обеспечивают равную потенциальную помехоустойчивость, существенно лучше, чем ШПС.

2. Реальный уровень помехоустойчивости соответствует потенциальному значению только при оптимальном когерентном сложении ветвей разнесения и идеальной синхронизации. Минимальные и не очень существенные потери на обработку обеспечиваются только при приеме ШПС в целом и ЧР-ШПЭ в случае использования ШПС-РС. Для МС и ДЧ не реализуется разнесенный прием с когерентным сложением, а некогерентное сложение приводит к значительным энергетическим потерям, которые возрастают с увеличением числа ветвей разнесения.

3. В режиме разнесенного приема ДЧ-сигнал обеспечивает значительно меньшую разрешающую способность, чем ШПЭ ШПС-РС, при равной полосе занимаемых частот. Поэтому при ДЧ достигается худшее разрешение лучей от слоев ионосферы, а преимущество ЧР-ШПЭ в помехоустойчивости обусловлено тем, что в этом случае разнесенный прием выполняется одновременно по частоте и времени.

4. Потенциальная помехоустойчивость ОФТ выше при использовании ортогональных сигналов. Разрешение многолучевости обеспечивает устранение межсимвольных искажений, что при высоком качестве синхронизации позволяет получать реальный уровень помехоустойчивости, близкий к потенциальной. Достаточная степень разрешения многолучевости и высокое качество синхронизации обеспечивается при использовании ШПС-РС в режиме частотно разнесенного приема ШПЭ. Поэтому ШПС-РС в режиме ЧР-ШПЭ обеспечивает реальный энергетический выигрыш по отношению к МС и ДЧ не менее 4-5 дБ.

5. На основе использования ШПС-РС с усложненной структурой может быть реализована ШСС с высоким уровнем качества передачи информации и защиты от организованных помех, в которой за счет уменьшения времени передачи радиogramмы (с относительно низким качеством) реализуется передача с частотно-временным разнесением путем повторов передачи на разных (заданных) частотах и сложением элементов разнесения с качеством,

близким к характеристикам оптимального разнесенного приема. В конечном итоге обеспечивается высокое качество передачи при относительно малом времени работы на одной фиксированной частоте. Этот вариант может быть объединен с ЧР-ШПЭ в рамках одной ШСС, поскольку все различия вариантов могут быть сосредоточены в цифровой обработке сигналов, реализуемой различными программными вариантами.

Таким образом, полученные результаты показывают, что наиболее перспективным вариантом сигнала системы передачи ДИ является ШПС-РС, на базе которого могут быть реализованы два способа передачи в рамках одной ШСС, обеспечивающие высокое качество в условиях реального КВ-канала. Для такого сигнала разработан ряд эффективных цифровых алгоритмов, учитывающих возможности современных цифровых средств, которые позволяют обеспечить высокое качество реализации отдельных функциональных элементов обработки (режекция СП, синхронизация, оценка параметров элементов разнесения, сложение элементов разнесения и т. д.). Поэтому возможность реализации такой ШСС с предполагаемыми характеристиками не вызывает сомнений.

#### Библиографические ссылки

1. Комарович В. Ф., Сосунов В. Н. Случайные помехи и надежность КВ-связи. – М.: Связь, 1977. – 136 с.
2. Хмельницкий Е. А. Оценка реальной помехозащитности приема сигналов в КВ-диапазоне. – М.: Связь, 1975. – 232 с.
3. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
4. Коротковолновая широкополосная радиостанция «АНГАРА-5М» / В. И. Сахтерев, Р. В. Писарев, В. В., Лобзин В. В. Копейкин, А. Е. Резников, В. И. Железняков, Д. П. Швец // Радиотехника и электроника. – 2002. – Т. 47, № 9. – С. 1149–1152.
5. Помехоустойчивость систем радиосвязи с расширением спектра методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В. И. Борисов, В. П., Зинчук Л. Е. Лимарев, Н. П. Мухин, В. И. Шестопапов. – М.: Радио и Связь, 2000. – 384 с.
6. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами.
7. Варакин Л. Е. Теория систем сигналов. – М.: Советское радио, 1978. – 304 с.
8. Комарович В. Ф., Сосунов В. Н. Указ. соч.
9. Коротковолновая широкополосная радиостанция «АНГАРА-5М».
10. Помехоустойчивость систем радиосвязи с расширением спектра методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты.