

УДК 621.396+621.391.82

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПОЛЯРИЗАЦИОННО-РАЗНЕСЁННОГО ПРИЁМА СВЕРХДЛИННОВОЛНОВОГО СИГНАЛА НА ФОНЕ АТМОСФЕРНЫХ ШУМОВ И СТАНЦИОННЫХ ПОМЕХ В МОДЕЛИ КАНАЛА СВЯЗИ

*С. А. Метелёв**, *А. В. Львов*

«Научно-производственное предприятие «Полёт», г. Нижний Новгород, Россия

В статье предлагается модель формирования сигналов и помех в сверхдлинноволновом диапазоне. С использованием этой модели определены потенциальные возможности пространственно-поляризационных компенсаторов помех в канале связи с естественными и преднамеренными помехами.

ВВЕДЕНИЕ

Канал радиосвязи в диапазоне $3\div 30$ кГц используется в навигационных целях, для передачи сигналов точного времени и частоты и в военных целях для передачи команд боевого управления [1, 2]. Радиоволны сверхдлинноволнового (СДВ) диапазона, распространяясь в волноводе земля—ионосфера, обеспечивают загоризонтную связь, проникают в морскую воду и менее подвержены искусственным воздействиям на атмосферу Земли, чем более короткие радиоволны. Однако при этом возможно разрушение СДВ линии связи удалёнными станциями радиоэлектронного подавления. Борьба с преднамеренными помехами в СДВ диапазоне возможна путём использования поляризационно-разнесённого приёма, т. е. приёма двумя антеннами, принимающими сигналы с разными поляризациями. Такой приём обеспечивает компенсацию помех, источники которых разнесены по азимуту с источником полезного сигнала [3–5]. Такие устройства, называемые пространственно-поляризационными компенсаторами помех, были построены нами, в том числе и в СДВ диапазоне, испытаны в действующих радиоканалах (в том числе, при приёме сигналов под водой) и показали высокую эффективность в реализованных условиях прицельной помехи [6, 7]. Величина обеспечиваемого компенсатором выигрыша в СДВ диапазоне составляла $25\div 30$ дБ.

Было отмечено, что в отсутствие преднамеренных помех компенсатор несколько повышает помехоустойчивость, что связывалось нами с компенсацией атмосферных помех [8].

Вместе с тем, экспериментально выявить потенциально достижимые характеристики такой обработки СДВ радиосигнала в разных условиях достаточно сложно (скорее, невозможно), и поэтому актуальным, на наш взгляд, является исследование эффективности пространственно-поляризационной обработки сигналов методом имитационного моделирования на адекватных моделях СДВ радиоканалов.

Таким образом, целью данной работы являлось построение модели СДВ радиоканала, включающей в себя модель распространения сигнальной и помеховой радиоволны, модель атмосферных помех и модель радиоустройства с разнесёнными каналами приёма сигнала, оснащённого блоками помехозащиты, а также исследование эффективности предложенных методов повышения помехоустойчивости в различной сигнально-помеховой обстановке. Методология подобного исследования в радиоканалах декаметрового и метрового—дециметрового диапазонов изложена в наших предыдущих работах [9, 10].

* metelev55@mail.ru

1. МОДЕЛЬ КАНАЛА РАСПРОСТРАНЕНИЯ СДВ СИГНАЛА

Особенности распространения радиоволн СДВ диапазона подробно изложены во множестве статей и монографий, из которых можно выделить работы [11–14], и заключаются в следующем. Поле радиоволны в достаточно удалённой от передатчика точке приёма является суммой нескольких ТН- и ТЕ-мод сферического волновода земля–ионосфера, нижней стенкой которого является проводящая земля (море), верхней стенкой — магнитоактивная плазма нижней ионосферы. Вследствие значительного увеличения коэффициента затухания с ростом номера моды, значимыми являются первые три моды, различающиеся по поляризации, пространственной структуре, фазовой скорости и т. д. Векторное сложение напряжённостей полей этих мод в точке приёма приводит к интерференционной картине суммарного поля, которое немонотонно изменяется по длине трассы. Абсолютное значение этого поля в точке приёма для данной задачи не является существенным, т. к. является параметром задачи, но его структура требует рассмотрения.

Фазовые скорости нормальных волн различаются и в сферическом волноводе могут быть и больше, и меньше скорости света, но их взаимное отличие не превышает 2 % [15]. Это означает, что задержка радиосигнала на разных модах для трассы длиной до 10 000 км составляет доли миллисекунды. Типичные радиоканалы СДВ диапазона являются низкоскоростными каналами (скорость передачи данных менее 100 бод, длительность символа более 10 мс) и, вследствие столь малой задержки, являются каналами без селективных замираний. Характерное время общих замираний составляет не меньше десяти минут, что много больше длительности символа в канале. Таким образом, такой канал распространения СДВ радиоволн с большим запасом можно считать детерминированным стационарным однолучевым каналом, в отличие от нестационарных, многолучевых каналов декаметрового (ДКМВ) и метрового—дециметрового (МВ–ДМВ) диапазонов длин волн и диапазонов с селективными по частоте замираниями и стохастическими коэффициентами передачи, в которых происходит рассеяние по времени и частоте. Импульсная характеристика такого СДВ канала имеет простейший вид $h(t) = a\delta(t - \tau_0)$, где a — коэффициент передачи канала, τ_0 — время задержки в канале, определяемое длиной трассы D и фазовой скоростью доминантной моды.

Ясно, что канал распространения помехи характеризуется такой же импульсной характеристикой со своим коэффициентом передачи и временем задержки. Ниже в имитационной модели эти коэффициенты передачи будут неявно учитываться в уровнях сигнала и помехи в точке приёма.

2. МОДЕЛЬ АТМОСФЕРНЫХ ПОМЕХ

Источником атмосферных помех является электромагнитное излучение токов молниевых разрядов, происходящих в атмосфере Земли. Это радиоизлучение представляет собой негауссовский нестационарный случайный процесс, изучению характеристик которого посвящено большое число работ [11, 12, 16], обобщённых в международных рекомендациях и отечественных стандартах [17, 18]. Создана всемирная система мониторинга грозовой активности Земли (World Wide Lightning Location Network, WWLLN) [19], обеспечивающая пеленгацию и картографирование грозовых очагов путём разносённого приёма отдельных грозовых импульсов.

В качестве примера на рис. 1 в виде динамического спектра в координатах время—частота—интенсивность принятого сигнала ($t-f-I$) приведена запись сигналов в СДВ диапазоне, полученная на одном из пунктов WWLLN. Грозовые импульсы, называемые атмосфериками, на рисунке проявляются в виде широкополосных (вертикальных) коротких всплесков (преобладающий диапазон частот $8 \div 20$ кГц), сигналы от СДВ передатчиков — в виде горизонтальных треков.

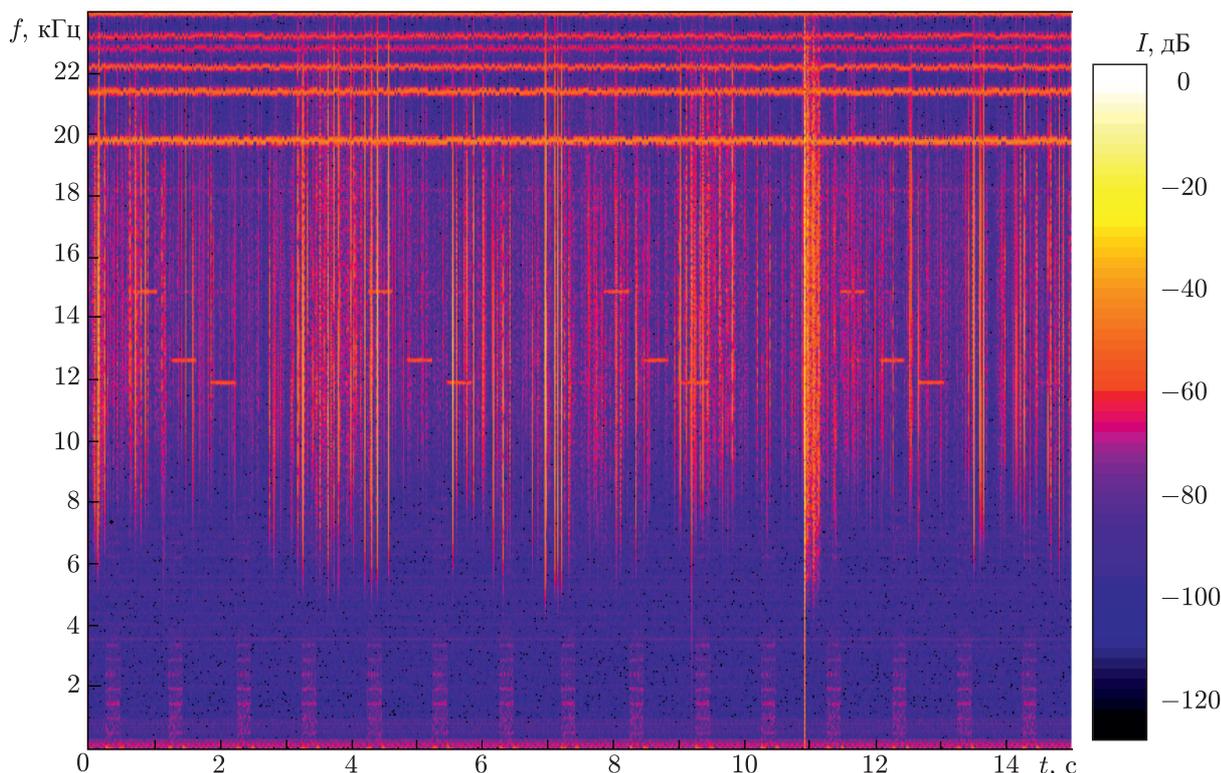


Рис. 1. Динамический спектр СДВ сигналов, принятых широкополосным приёмником измерительного пункта системы WWLLN [19] в 14:45 UTC 01.11.2009 в г. Лос-Аламос, США

На спектрограмме видны сигналы от 7 связных передатчиков в диапазоне $18 \div 24$ кГц, а также 0,9-секундные посылки с перестройкой по частоте в диапазоне $11 \div 15$ кГц одной из станций навигационной системы «Омега». Отношение уровней сигнала и шума приёмника для связных радиостанций составляет $30 \div 50$ дБ.

Постоянно действующими источниками атмосферных помех являются три мировых очага грозовой активности: азиатско-тихоокеанский, африканский и южно-американский. Излучение каждого из них доминирует в точке приёма в разное время суток за счёт разного поглощения на ночной (дневной) радиотрассе [12]. Этот факт выраженной локализации источника атмосферных помех является существенным для пространственно-поляризационной обработки сигналов и в нашей модели будет учитываться с помощью определения азимута приходящих атмосферных помех.

Для описания атмосферных помех важны их спектральные характеристики. Источник атмосфериков описывается временной функцией

$$E(t, 0) \approx \exp(-\beta_1 t) - \exp(-\beta_2 t), \quad (1)$$

где $\beta_1 \approx 4,4 \cdot 10^4 \text{ с}^{-1}$, $\beta_2 \approx 4,6 \cdot 10^5 \text{ с}^{-1}$ [11]. Длительность такого импульса составляет около 50 мкс, полоса частот — несколько сотен килогерц. Форма самого атмосферика $E(t, r)$ определяется обратным преобразованием Фурье от произведения спектральной плотности функции источника атмосферика (1) и функции пропускания атмосферика через волновод $B(\omega, r)$, имеющей полосу пропускания около 30 кГц и максимум затухания вблизи 4 кГц. Фильтрующие свойства канала распространения приводят к увеличению длительности атмосферика и изменению его формы (см. рис. 2а). Результирующий спектр атмосферика в удалённой от грозового очага точке

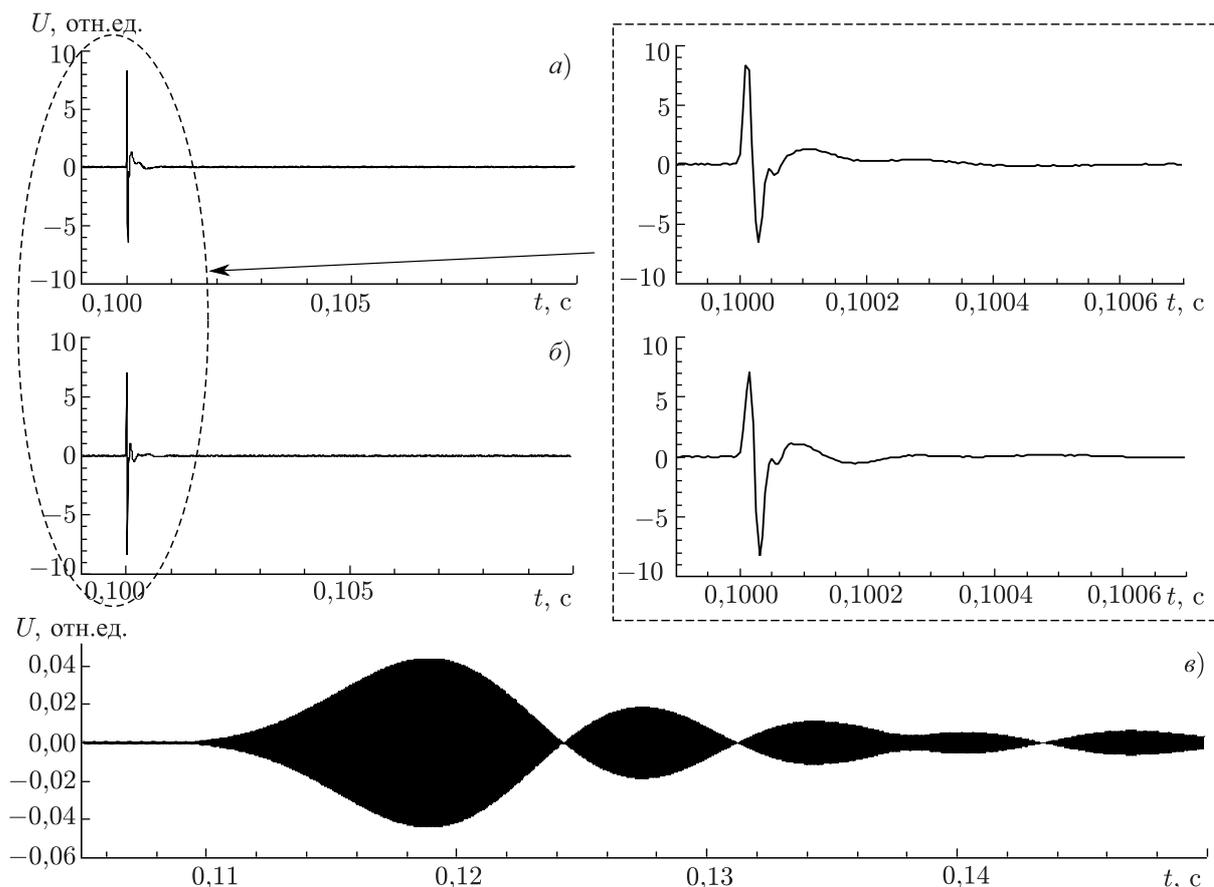


Рис. 2. Осциллограммы атмосферика на входе приёмника (а), после входного фильтра $3 \div 64$ кГц (б) и после ФОС с полосой 150 Гц (в)

приёма имеет максимум вблизи 10 кГц и провал приблизительно на 20 дБ вблизи 4 кГц [12]. Форма функции пропускания канала $B(\omega, r)$ варьируется в зависимости от времени суток. При моделировании синтезировалась функция пропускания для дневных условий распространения атмосферика в волноводе [20].

Входной фильтр СДВ приёмника также влияет на искажение формы исходного импульса (рис. 2б), но основную роль в увеличении времени воздействия импульсной помехи при приёме сигнала играет фильтр основной селекции (ФОС) приёмника (рис. 2в).

Результаты сравнительных модельных экспериментов показывают, что форма атмосферика на входе приёмника полностью определяется функцией пропускания $B(\omega, r)$ и источник импульсов разрядов вида (1) может быть заменён на поток δ -импульсов со случайными амплитудами и некоторой функцией распределения $F(a)$.

Несмотря на то, что распределение амплитуд атмосфериков в узкой полосе (после ФОС) исследовалось на ряде фиксированных частот в диапазоне $1 \div 100$ кГц многими авторами [11, 12, 17, 20–22], экспериментальные сведения о функции $F(a)$ имеет косвенный характер. Преобразование функции распределения амплитуд в узкой полосе в функцию распределения амплитуд шума в более широкой полосе, предложенное в работах [17, 23, 24], может давать неверные результаты [23]. Более поздние исследования позволили уточнить параметры экспериментальной функции распределения и предложить аналитическое представление $F(a)$ [25], которое и использовалось в данной работе.

В экспериментальных данных в широкой полосе видны прерывистые неперекрывающиеся

большие импульсы на более однородном фоне (рис. 1). Эти импульсы вызваны локальной грозовой активностью; фон формируется большим количеством относительно слабых не разрешаемых по времени импульсов от многих грозовых разрядов. Поэтому используется двухкомпонентное представление этого шума, в котором функции $p_1(x)$ и $p_2(y)$ являются функциями плотности вероятности фоновой (x) и локальной импульсной (y) шумовых компонент (флуктуационной и импульсной помех соответственно). Компонента фонового шума x может быть описана статистически как гауссов шумовой процесс с нулевым средним и дисперсией σ^2 :

$$p_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp[-x^2/(2\sigma^2)].$$

Для негауссовой импульсной компоненты y функция плотности вероятности должна обеспечивать относительно высокую долю больших амплитуд. Возможны несколько вариантов аналитической формы такой функции p_2 , с экспериментальными данными хорошо согласуется степенное распределение Рэлея [25]¹

$$p_2(y) = \frac{\mu |y|^{\mu-1}}{2R^\mu} \exp[-(|y|/R)^\mu]. \quad (2)$$

Здесь $0 \leq \mu \leq 2$, а параметр R зависит от средней энергии импульсной компоненты. Параметр μ зависит от характеристик импульсной компоненты и от полосы пропускания системы и обычно растёт при сужении последней. Распределение (2) переходит в рэлеевское при $\mu = 2$, что соответствует узкополосному шуму. При $\mu < 2$ функция $p_2(y)$ принимает большие значения для больших аргументов, что означает появление шумовых импульсов с большими амплитудами. Таким образом, наименьшие значения μ соответствуют шуму с наиболее выраженной импульсной составляющей.

В моделировании применялась независимая генерация двух компонентов атмосферной помехи. Для формирования импульсной помехи с функцией плотности вероятности (2) использовался метод обратного преобразования, при этом $y = F_2^{-1}(z) = R(-\ln z)^{1/\mu}$, где $F_2(\xi \leq y) = \int_{-\infty}^y p_2(\xi) d\xi$ — функция распределения отсчётов импульсной помехи, z — случайная величина с равномерной функцией распределения на интервале $[0; 1]$. Источником флуктуационной помехи являлся генератор случайной величины с нормальным распределением, «импульсность» суммарного процесса регулировалась параметрами R и μ . Для выбора импульсных помех с фиксированной мощностью, но разными статистиками, уменьшение μ , приводящее к резкому росту мощности импульсной помехи, нейтрализовалось соответствующим изменением R .

Отношение мощности импульсной помехи $P_{ИП}$ к мощности флуктуационной помехи $P_{ФП}$, т. е. параметр «импульсности» $\gamma = P_{ИП}/P_{ФП}$, принимает значения от нескольких единиц до нескольких десятков единиц, причём условия с $\gamma > 10$ считаются возмущёнными условиями. Источники флуктуационной и импульсной помех разнесены в пространстве, что учитывалось разными азимутальными углами прихода $\alpha_{ФП}$ и $\alpha_{ИП}$ соответственно.

3. МОДЕЛЬ ВХОДНЫХ КОЛЕБАНИЙ И АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ

Блок формирователя сигнально-помеховых смесей представлял собой два сумматора колебаний сигнала, помехи и атмосфериков с весовыми коэффициентами, определяемыми азимуталь-

¹ В работе [25] для СДВ диапазона анализируется случай узкополосного приёма, для которого используются функции плотности вероятности для амплитуды огибающей функции шума; в рассматриваемом в данной статье случае для широкополосного СДВ шума необходимо применять распределения, аналогичные соответствующим широкополосным шумам в крайненизкочастотном (КНЧ) диапазоне [25].

ными углами прихода этих радиоволн в точку приёма:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= s(t) \cos \alpha_s + j(t) \cos \alpha_j + x \cos \alpha_{\text{ФП}} + y \cos \alpha_{\text{ИП}} + n_1(t), \\ u_2(t) &= s(t) \sin \alpha_s + j(t) \sin \alpha_j + x \sin \alpha_{\text{ФП}} + y \sin \alpha_{\text{ИП}} + n_2(t). \end{aligned} \quad (3)$$

При этом предполагалось, что все три радиоволны имели ТН-поляризацию, а антенная система представляла собой две ортогональные магнитные рамки, обеспечивающие приём двух горизонтальных компонент магнитного поля радиоволны.

Модель двухкомпонентной атмосферной помехи, имеющей мощность $P_{\text{АП}} = P_{\text{ИП}} + P_{\text{ФП}}$, описана выше. В качестве сигнала $s(t)$ использовалось колебание с относительной фазовой телеграфией ОФТ-2 (Differential Binary Phase Shift Key, DBPSK) со скоростью $C = 50$ бод и мощностью S на частоте $f_0 = 20$ кГц, приходящее с азимута α_s . В качестве прицельной помехи $j(t)$ использовалось шумоподобное колебание (белый шум, прошедший через полосовой фильтр, ширина полосы которого соответствовала полосе сигнала) с мощностью J на частоте $f_0 = 20$ кГц, приходящее с азимута α_j . В каждый из приёмных трактов добавлялся белый шум $n_i(t)$, $i = 1, 2$, с мощностью N , некоррелированный по каналам (тепловые шумы приёмника).

Частота дискретизации колебаний составляла 200 кГц. Сигналы с генератора атмосферной помехи пропускались через фильтр канала $B(\omega, \tau)$. После сложения колебания (3) поступали на входные фильтры приёмника, имеющие полосу $3 \div 64$ кГц.

4. МОДЕЛЬ ПРИЁМНОГО УСТРОЙСТВА С ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ ОБРАБОТКОЙ

Из рис. 2 видно, что характерное время (длительность) атмосфера после ФОС увеличивается на несколько порядков (становится более 10 мс), что диктует необходимость использования системы вида широкая полоса—ограничение—узкая полоса (ШОУ) или широкая полоса—прерывание—узкая полоса (ШПУ) в трактах приёма до поляризационной обработки сигнала. Такой способ борьбы с импульсными помехами был использован при построении модели оптимального приёмника и заключался в следующем. После входного фильтра приёмника в каждом канале был установлен блок ШОУ (ШПУ), вырабатывающий временной строб t_c , на длительности которого сигналы на выходе блока бланкировались (обнулялись)². Строб вырабатывался при превышении в несколько раз мгновенной амплитуды сигнала над средней амплитудой хотя бы в одном из каналов ($A(t) > K_{\text{н}} \bar{A}$, $K_{\text{н}} = 20 \div 400$), длительность стога была фиксированной и равной $t_c = 0,5$ мс. Характерное время скользящего усреднения амплитуды \bar{A} составляло 100 мс.

После блоков ШОУ сигналы поступали на вход устройства пространственной или поляризационной обработки, где сначала выделялись квадратурные компоненты входных колебаний, после чего они обрабатывались с помощью алгоритма Уидроу—Хоффа с ортонормированием входных процессов (УХО) [26]. Эталонный сигнал формировался из выходного колебания в петле обратной связи при помощи его нелинейного преобразования (жёсткого ограничения). Постоянная времени (шаг настройки весовых коэффициентов алгоритма) соответствовала полосе эквивалентных фильтров корреляторов и систем автоматической регулировки усиления 5 Гц. Алгоритм УХО сводится к схеме адаптивного сумматора с двумя эквивалентными весовыми коэффициентами $w_{1,\text{ЭКВ}}$ и $w_{2,\text{ЭКВ}}$. Колебание на выходе сумматора имеет вид

$$z(t) = w_{1,\text{ЭКВ}} u_1(t) + w_{2,\text{ЭКВ}} u_2(t). \quad (4)$$

² Эта процедура соответствует системе ШПУ; специальная проверка показала полную эквивалентность бланкирования и ограничения по результирующей помехоустойчивости. Исходя из однозначного понимания в радиотехнике термина ШОУ, далее в статье употребляется именно это сокращение.

После пространственной режекции помехи по найденным $w_{1\text{экв}}$, $w_{2\text{экв}}$ вычислялась оценка отношения сигнала к остаткам помехи с шумом (ОСПШ или H^2).

Параллельно с оценкой ОСПШ на выходе алгоритма УХО находилась оптимальная оценка ОСПШ (h^2), являющегося потенциально достижимым при полностью известных параметрах полезного сигнала и корреляционной матрицы помех \mathbf{R}_{nn} . Оценка вычислялась при помощи известного выражения [3]

$$h^2 = \mathbf{s}_0^T \mathbf{R}_{nn}^{-1} \mathbf{s}_0^* \quad (5)$$

где \mathbf{s}_0 — вектор амплитудно-фазового распределения сигнала на антенной решётке, \mathbf{R}_{nn}^{-1} — обратная корреляционная матрица помех и шумов в ветвях разнесения.

Зависимости величин h^2 и H^2 от углов прихода помехи (помех) при заданных параметрах сигнала позволяют проанализировать потенциальные и реальные возможности пространственной обработки, влияние на них параметров сигнально-помеховой обстановки и параметров адаптивных антенных систем и оптимизировать структуру адаптивной антенной системы. Несколько подробнее такой подход к изучению возможностей пространственной обработки изложен в работах [9, 10].

При анализе привлекались измерения ОСПШ на входе приёмного устройства $h_{\text{вх}}^2$, которое в случае поляризационного разнесения приёмных антенн определялось как отношение суммарной мощности сигнала на двух входах устройства с пространственной обработкой сигналов к суммарной мощности помехи с шумом на двух входах.

Для вычисления величин H^2 на блок оценки остатков помехи на выходе алгоритма УХО поступали колебания после системы ШОУ, т. е. те же колебания, которые поступали и на вход алгоритма УХО. Тем самым акцентировалась роль алгоритма поляризационной обработки в повышении помехоустойчивости.

5. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Вначале рассмотрим известные особенности пространственной обработки сигналов в отсутствие атмосферной помехи. Они проиллюстрированы на рис. 3 в виде зависимостей ОСПШ на входе и выходе компенсатора и оптимальной оценки h^2 от отношения мощности прицельной помехи $P_{\text{ПП}}$ к мощности сигнала P_s .

На рис. 3 видно значительное возрастание помехоустойчивости при поляризационной обработке, максимальное при ортогональных углах прихода сигнала и помехи (две верхние кривые) и снижающееся при уменьшении углового разнесения их источников до 15° (следующие две кривые). Отношение H^2 проигрывает потенциально достижимому ОСПШ из-за конечного времени усреднения (конечного шага настройки градиентного алгоритма УХО). При отсутствии всех помех поляризационная обработка сигналов обеспечивает когерентное сложение сигнала с двух антенн, что приводит к выигрышу 3 дБ в помехоустойчивости по сравнению с входным ОСПШ (кривые на рис. 3 при мощности помехи $P_j < -20$ дБ).

5.1. Влияние системы ШОУ на поляризационную обработку сигналов

Включим атмосферную помеху и рассмотрим особенности обработки сигналов в отсутствие преднамеренной прицельной помехи. В этом случае разнесённый приём будет компенсировать атмосферную помеху.

При $P_{\text{АП}} = P_s$ мощность источника флуктуационной помехи составляла 15 дБ по отношению к мощности теплового шума приёмника $P_{\text{ш}}$, параметр импульсности $\gamma = 10$, т.е. мощность импульсной помехи превышала мощность флуктуационной помехи на 10 дБ, суммарная мощность была параметром и изменялась в интервале $[-40 \text{ дБ}, +40 \text{ дБ}]$ относительно мощности сигнала P_s ($P_s/P_{\text{ш}} = 25 \text{ дБ}$), азимут прихода сигнала составлял 30° .

Эффективность поляризационной обработки изучалась сеансами с длительностью 3 с путём измерения ОСПШ на входе и на выходе алгоритма УХО при включённой и выключенной системе ШОУ. Результаты моделирования приведены на рис. 4.

Зависимость входного ОСПШ от мощности атмосферной помехи отражает ограниченные возможности системы ШОУ, которая улучшает отношение сигнала к суммарной атмосферной помехе лишь на 4 дБ, хотя мощность импульсной помехи превышает мощность флуктуационной помехи на 10 дБ. Отсюда следует, что заметная часть мощности импульсной помехи содержится не в пикообразных всплесках, убираемых системой ШОУ, а в импульсах с меньшими амплитудами, которые система ШОУ устранить не в состоянии.

Компенсатор даже при различающихся углах прихода флуктуационной помехи обеспечивает дополнительный выигрыш в помехозащищённости ($2 \div 3 \text{ дБ}$), возрастающий при увеличении импульсности γ . Падение ОСПШ на рис. 4а с ростом мощности атмосферной помехи на выходе системы пространственной обработки вызвано недостаточностью числа степеней свободы для

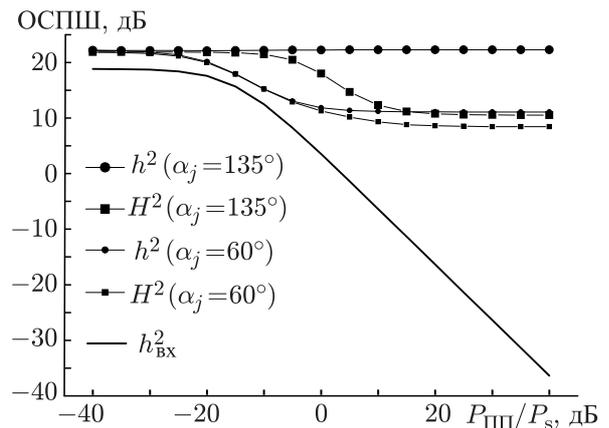


Рис. 3. Зависимости ОСПШ на входе устройства ПОС $h_{\text{вх}}^2$, на выходе компенсатора УХО H^2 , и оптимальной оценки потенциально достижимого ОСПШ h^2 от мощности полосовой помехи для двух её углов прихода $\alpha_j = 135^\circ$ и $\alpha_j = 60^\circ$; азимут источника сигнала $\alpha_s = 45^\circ$, его нормированная мощность $P_s/P_{\text{ш}} = 25 \text{ дБ}$

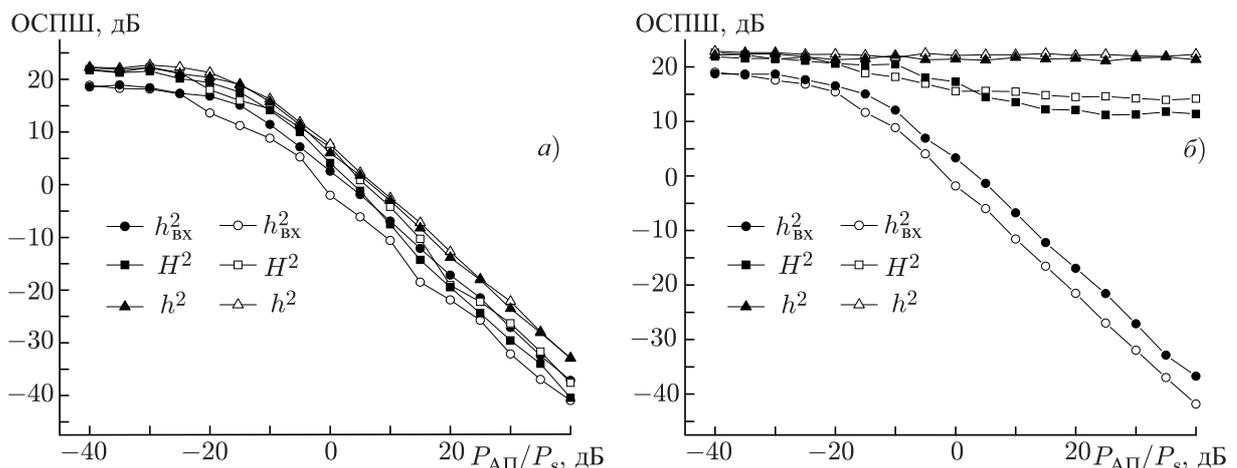


Рис. 4. Эффективность пространственной обработки атмосферной помехи в отсутствие прицельной помехи при различающихся ($\alpha_{\text{ФП}} = 45^\circ$, $\alpha_{\text{ИП}} = 135^\circ$, а) и совпадающих ($\alpha_{\text{ФП}} = \alpha_{\text{ИП}} = 135^\circ$, б) азимутальных углах флуктуационной и импульсной помехи; $P_s/P_{\text{ш}} = 25 \text{ дБ}$, $\alpha_s = 30^\circ$, $\gamma = 10$ ($R = 10^{-3}$, $\mu = 0,12$). Кривые с чёрными маркерами соответствуют включённой системе ШОУ, с белыми — выключенной

компенсации атмосферных помех от двух разнесённых источников. Если же азимуты источников импульсной и флуктуационной помех совпадают (рис. 4б), то значение H^2 не снижается до величин менее 12 дБ, т. е. компенсатор обеспечивает подавление атмосферной помехи более, чем на 50 дБ. Оценка потенциально достижимой помехоустойчивости даёт ещё более оптимистичные результаты, сохраняя ОСПШ при любом уровне атмосферной помехи.

На рис. 4 приведена оптимальная оценка ОСПШ, вычисленная с помощью выражения (5), характеризующая предельные возможности поляризационной обработки сигналов. Сравнение графиков показывает, что алгоритм УХО при наличии одиночной помехи (атмосферной или шумоподобной прицельной помехи) проигрывает на 7÷8 дБ по эффективности обработки, однако этот проигрыш быстро уменьшается при росте мощности двух одновременно воздействующих помех.

Система ШОУ неоднозначно влияет на эффективность поляризационной обработки: при сильной атмосферной помехе её включение ухудшает помехоустойчивость (на 2÷3 дБ) на выходе устройства, что вызвано, по-видимому, нелинейностью этой системы, нарушающей амплитудно-фазовые соотношения сигнала и помехи в линейной обработке на интервалах бланкирования.

5.2. Зависимость эффективности поляризационной обработки сигнала от мощности прицельной помехи

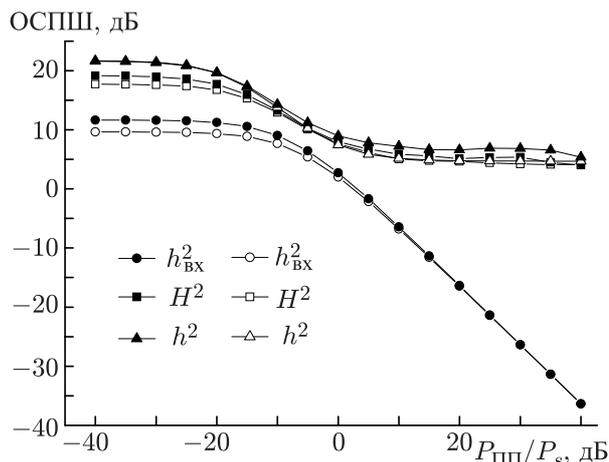


Рис. 5. Зависимость эффективности пространственной обработки сигнала при наличии атмосферной помехи и шумоподобной прицельной помехи от её мощности при совпадающих азимутальных углах флуктуационной и импульсной помехи; $\alpha_{ФП} = \alpha_{ИП} = 135^\circ$, $P_s/P_{ш} = 25$ дБ, $\alpha_s = 30^\circ$, $\gamma = 10$ ($R = 10^{-3}$, $\mu = 0,12$). Кривые с черными маркерами соответствуют включённой системе ШОУ, с белыми — выключенной

ки достигает 40 дБ. Невысокие значения ОСПШ на выходе компенсатора даже при включённой системе ШОУ вызваны отсутствием третьей степени свободы двухэлементной антенной системы, требуемой для режекции помех с числом больше 1. Разнесение по углам прихода флуктуационной и импульсной помех увеличивает число помех до трёх, и поляризационная обработка сигнала становится неэффективной.

Увеличение импульсности до $\gamma = 100$ практически не изменяет вид этих зависимостей.

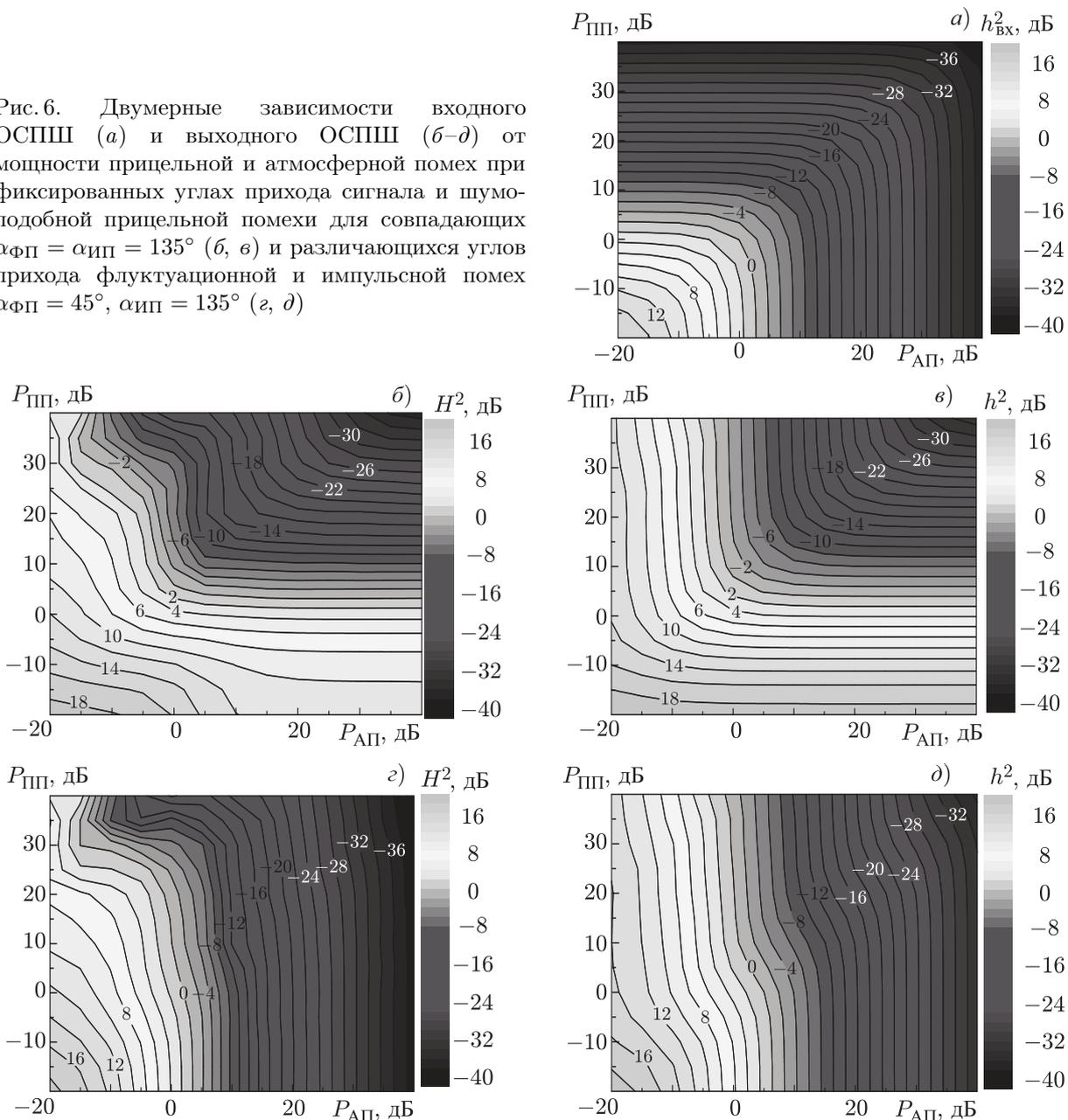
Наиболее полно возможности алгоритмам УХО для одновременной компенсации атмосферной

Появление шумоподобной прицельной помехи, аддитивной к атмосферной помехе, усложняет приём полезного сигнала. На рис. 5 приведены зависимости входного и выходного ОСПШ при включённой и выключенной системе ШОУ от отношения мощностей шумоподобной прицельной помехи и сигнала для случая $\alpha_{ФП} = \alpha_{ИП}$.

Мощность источника полезного сигнала составляла 25 дБ по отношению к шуму приёмника, мощность атмосферной помехи равнялась 15 дБ. Из анализа кривых ОСПШ_{вх} следует, что в отсутствие шумоподобной прицельной помехи система ШОУ обеспечивает повышение помехоустойчивости на 2 дБ. Вклад компенсатора в повышении помехоустойчивости при совпадающих азимутах флуктуационной и импульсной помех составляет 7÷8 дБ.

При возрастании мощности шумоподобной прицельной помехи величина $h^2_{вх}$ начинает резко падать, при этом компенсатор обеспечивает сохранение помехоустойчивости на уровне $H^2 = 5$ дБ, а выигрыш от поляризационной обработки

Рис. 6. Двумерные зависимости входного ОСПШ (а) и выходного ОСПШ (б–д) от мощности прицельной и атмосферной помех при фиксированных углах прихода сигнала и шумоподобной прицельной помехи для совпадающих $\alpha_{ФП} = \alpha_{ИП} = 135^\circ$ (б, в) и различающихся углов прихода флуктуационной и импульсной помех $\alpha_{ФП} = 45^\circ, \alpha_{ИП} = 135^\circ$ (г, д)



и шумоподобной прицельной помех иллюстрируют двумерные зависимости $ОСПШ_{\text{ВЫХ}}$ от мощности этих помех (рис. 6б–д). Для сравнения на рис. 6а приведены такие же зависимости $h^2_{\text{ВХ}}$. Эти зависимости получены при тех же фиксированных параметрах сигнально-помеховой обстановки: $P_s/P_{\text{ш}} = 25$ дБ, $\alpha_s = 30^\circ$, $\alpha_j = 60^\circ$, $\alpha_{ФП} = 135^\circ(45^\circ)$, $\alpha_{ИП} = 135^\circ$, $\gamma = 10$ ($R = 10^{-3}$, $\mu = 0,12$). Из приведённых графиков видно, что при наличии одной помехи (атмосферной помехи с $\alpha_{ИП} = \alpha_{ФП}$ или шумоподобной прицельной помехи) поляризационная обработка сигнала обеспечивает необходимое качество приёма ($ОСПШ > 10$ дБ) почти на всём интервале изменения мощности этой помехи, выигрыш при этом превышает 20 дБ. Напомним, что в соответствии с формулой Остина [2] выигрыш по помехоустойчивости 10 дБ увеличивает дальность связи на 1 500 ÷ 3 000 км.

При одновременном воздействии двух помех этот выигрыш исчезает при достижении ими уровня мощности сигнала. Такая ситуация возможна, но вероятность её невысока: приближение

приёмника к мировым грозovým очагам, как правило, сопровождается удалением от мощных стационарных СДВ радиоцентров — потенциальных постановщиков помех. Северные широты (особенно зимой) являются зоной эффективного применения компенсатора вследствие низкого уровня атмосферных помех.

5.3. Зависимость эффективности поляризационной обработки сигналов от азимутального распределения помех

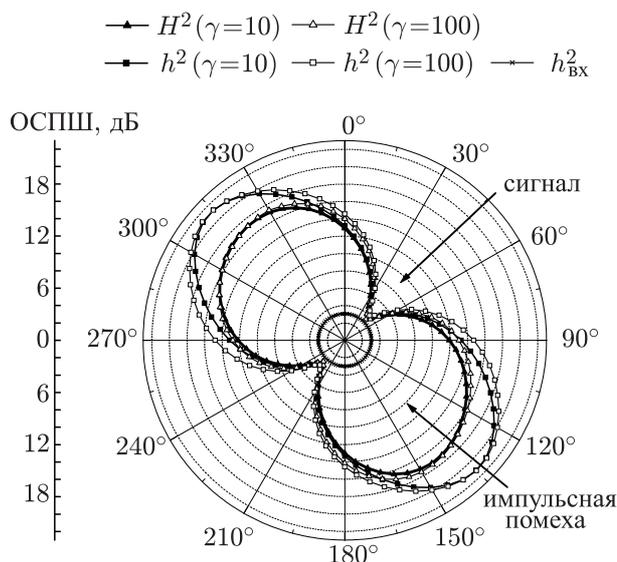


Рис. 7. Зависимость $h^2(\alpha_j)$, $H^2(\alpha_j)$ и $h^2_{вх}(\alpha_j)$ для прицельной помехи с мощностью, равной мощности сигнала, $P_s/P_{ш} = 25$ дБ, $\alpha_s = 45^\circ$, $\alpha_{ФП} = \alpha_{ИП} = 135^\circ$, $\gamma = 10$ ($R = 10^{-3}$, $\mu = 0,12$, $P_{ФП}/P_{ш} = 5$ дБ) и $\gamma = 100$ ($R = 10^{-3}$, $\mu = 0,12$, $P_{ФП}/P_{ш} = -5$ дБ)

обработки сигнала достигается при совпадении азимуты двух источников помех ($\alpha_j = \alpha_{АП}$), при этом одной степени свободы двухэлементной адаптивной антенной системы достаточно для их одновременной режекции. Влияние импульсности атмосферной помехи на эффективность поляризационной обработки незначительно, при более сильной импульсной помехе есть выигрыш, но он не превышает 1 дБ.

ВЫВОДЫ

Учитывая распределение уровней атмосферных помех по земному шару и по сезонам года [17, 21], из проведённого исследования можно сделать следующие выводы.

1) Адаптивной пространственной обработке в канале связи с импульсными помехами может предшествовать их устранение системой ШОУ, потери в помехоустойчивости при обработке без системы ШОУ невелики и составляют 2 дБ.

2) Двухэлементной адаптивной системе с системой ШОУ и поляризационной обработкой хотя и не хватает степеней свободы для эффективной борьбы с двумя помехами (прицельной и атмосферной), но при этом в достаточно широком диапазоне параметров сигнально-помеховой обстановки достигается значительный выигрыш в помехоустойчивости (более 20 дБ).

На рис. 7 для фиксированных азимуты приходов сигнала и атмосферного шума $\alpha_s = 45^\circ$, $\alpha_{ФП} = \alpha_{ИП} = 135^\circ$ приведена зависимость оптимальной и субоптимальной оценки ОСПШ от азимута прицельной помехи α_j для разной импульсности атмосферных помех γ .

Из рис. 7 видно, что при совпадении азимута прицельной помехи с азимуты сигнала (и с зеркальным к нему направлением $\alpha_s + 180^\circ$) пространственные различия сигналов от двух источников исчезают и поляризационная обработка сигналов теряет свою эффективность. Ширина этого минимума в зависимостях $h^2(\alpha_j)$ и $H^2(\alpha_j)$ по уровню 10 дБ (угловое разрешение компенсатора) при слабой атмосферной помехе составляет 30° . Возрастание атмосферной помехи приводит к значительному расширению этого минимума, зоны эффективной поляризационной обработки сужаются до двух секторов с шириной 40° (при субоптимальной обработке, $H^2(\alpha_j)$) или 55° (при оптимальной обработке, $h^2(\alpha_j)$). Максимальная эффективность поляризационной обра-

3) Наибольшая эффективность поляризационной обработки при борьбе с прицельными помехами в СДВ диапазоне достигается в полярных областях зимой; наименьшая — в экваториальных широтах вблизи мировых очагов грозовой активности.

4) В отсутствие прицельной помехи предлагаемая структура адаптивного приёмного устройства с двумя ветвями (т. е. поляризационным разнесением), с системой ШОУ и поляризационной обработкой обеспечивает повышение помехоустойчивости а величину от 5 до 40 дБ в зависимости от величины углового разнесения источников флуктуационной и импульсной компонент атмосферной помехи.

Добавление третьей антенны (вертикального электрического вибратора для надводного приёма, третьей ортогональной магнитной рамки для авиационного приёма или электрической шлейфовой антенны для подводного приёма) обеспечит появление третьей степени свободы и эффективную режекцию двух помех. Это резко повысит помехоустойчивость в условиях естественных атмосферных помех и обеспечит возможность более эффективной борьбы с преднамеренными помехами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Волошин С. Б., Семенов Г. А., Гузман А. А. Радионавигационные системы сверхдлинноволнового диапазона. М.: Радио и связь, 1985. 164 с.
2. Соловьев В. И., Новик Л. И., Морозов И. Д. Связь на море. Л.: Судостроение, 1978. 320 с.
3. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решётки. Введение в теорию. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
4. Адаптивная компенсация помех в каналах связи / Под ред. Ю. И. Лосева. М.: Радио и связь, 1988. 208 с.
5. Sielman P. // IEE EASCON 84. Proc. of 17 Annual Electronic and Aerospace Conference. 10–12 September 1984. New York, 1984. P. 63.
6. Белоусов Е. Л., Валов В. А., Кабаев Д. В., Метелёв С. А. // XII междунар. научно-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь», 18–20 апреля 2006 г., г. Воронеж. Т. 1. С. 300.
7. Метелёв С. А., Валов В. А., Карачаров Э. А. и др. // VI Российская научно-техн. конф. «Новые информационные технологии в системах связи и управления», 15–16 мая 2007 г., г. Калуга.
8. Метелёв С. А., Валов В. А. // Электросвязь. 2011. № 8. С. 29.
9. Метелёв С. А., Львов А. В. // Изв. вузов. Радиофизика. 2016. Т. 58, № 4. С. 364.
10. Львов А. В., Метелёв С. А. // Изв. вузов. Радиофизика. 2016. Т. 58, № 5. С. 449.
11. Альперт Я. Л. Распространение электромагнитных волн и ионосфера. М.: Наука, 1972. 563 с.
12. Watt A. D. VLF Radio Engineering. Oxford, United Kingdom: Pergamon Press, 1967. 703 p.
13. Краснушкин П. Е., Яблочкин Н. А. Теория распространения сверхдлинных волн. М.: Изд-во ВЦ АН СССР, 1963. 94 с.
14. Орлов А. Б., Азарнин Г. В. // Сб. «Проблемы дифракции и распространения волн». 1970. Ленинград: Изд-во ЛГУ. Вып. 10. С. 3.
15. Galejs J. // Radio Science. 1969. V. 4, No. 6. P. 491.
16. Ремизов Л. Т. Естественные радиопомехи. М.: Наука, 1985. 200 с.
17. Документы 10-й пленарной ассамблеи МККР. Отчёт № 322. Распределение по земному шару атмосферных помех и их характеристики. М.: Связь, 1965. 80 с.
18. ГОСТ Р 51317.4.5-99. Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к микросекундным импульсным помехам большой энергии. Требования и методы испытаний. М.: Госстандарт России, 1999. 25 с.
19. <http://www.wwlln.net>.

20. Watt A. D., Maxwell E. L. // Proc. IRE. 1957. V. 45, No. 6. P. 787.
21. Spaulding A. D., Washburn J. S. // NTIA Report 85-173, National Telecommunications & Information Administration, U.S. Department of Commerce, Boulder, CO 80303, April 1985. P. 178.
22. Горшков Ю. Н. // Труды СВКНИИ ДВНЦ АН СССР. 1973. Вып. 47. С. 59.
23. Fulton F. F., Jr. // J. Res. National Bureau of Standards-Radio Propagation. 1961. V. 65D, No. 3. P. 299.
24. Spaulding A. D., Roubique C. J., Crichlow W. Q. // J. Res. National Bureau of Standards-D. Radio Propagation. 1962. V. 66D, No. 6. P. 713.
25. Field E. C., Lewinsein M. // IEEE Trans. Communications. 1978. V. Com-26, No. 1. P. 83.
26. Метелев С. А., Шишкин Ю. В. // Изв. вузов. Радиофизика. 1997. Т. 40, № 3. С. 378.

Поступила в редакцию 12 сентября 2016 г.; принята в печать 24 декабря 2016 г.

**A STUDY OF EFFICIENCY OF THE POLARIZATION-DIVERSITY
RECEPTION OF A VERY-LOW FREQUENCY SIGNAL AGAINST
A BACKGROUND OF ATMOSPHERIC NOISE AND JAMMING
IN THE COMMUNICATION-CHANNEL MODEL**

S. A. Metelev and A. V. Lvov

We propose a model of forming the signals and interference in the very-low frequency wave range. Using this model, we determine the potentials of the space-polarization interference compensators in a communication channel with natural interference and jamming.