

УДК 621.396+621.391.82

## ОЦЕНКА ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РАДИОПРИЁМА С ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛОВ В МНОГОЛУЧЕВЫХ КАНАЛАХ РАДИОСВЯЗИ. ЧАСТЬ 2. МЕТРОВЫЙ И ДЕЦИМЕТРОВЫЙ ДИАПАЗОН

*А. В. Львов\*, С. А. Метелёв*

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

Предложены имитационные модели для оценки помехоустойчивости радиоприёма с использованием пространственной обработки сигналов в авиационном и наземных каналах связи метрового и дециметрового диапазонов длин волн. Исследована предельная достижимая помехоустойчивость в различных условиях распространения радиоволн

### ВВЕДЕНИЕ

Пространственная обработка сигналов является эффективным методом повышения помехоустойчивости каналов радиосвязи. Адаптивное суммирование колебаний, принимаемых пространственно разнесёнными антеннами в отсутствие помех, обеспечивает когерентное сложение сигналов с этих антенн, а при попадании в полосу приёма внешних случайных или преднамеренных помех компенсирует их и повышает отношение мощности сигнала к суммарной мощности остатков помехи и шума.

Хорошо известно, что при этом в стационарных однолучевых каналах связи достигается значительный выигрыш по помехоустойчивости, ограничивающийся лишь величиной углового разнесения между источником сигнала и помехи и отношением сигнала к входным шумам в ветвях разнесения [1]. Реальные каналы связи в метровом и дециметровом диапазонах длин волн являются нестационарными и многолучевыми, и ограничивающими эффективность пространственной обработки факторами являются свойства этих каналов.

В данной работе, на основе на модели авиационного и наземного каналов в метровом и дециметровом диапазонах длин волн [2] и методики имитационного моделирования, приведённой в работе [3], проведено исследование эффективности пространственной обработки для различной сигнально-помеховой обстановки.

Подчеркнём, что, в отличие от наших исследований в декаметровом диапазоне длин волн [3], в настоящей работе изучалась эффективность пространственной обработки сигналов, принимаемых с числом лучей, значительно превышающим число ветвей разнесения (т. е. число степеней свободы) адаптивной антенной решётки.

### 1. МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ КОМПЕНСАТОРОВ ПОМЕХ

Для оценки предела возможностей пространственной обработки сигналов была выбрана методика, предложенная в [3]. Потенциальная помехоустойчивость  $h^2$ , равная отношению сигнал/(по-

---

\* alexey@lvov.in

меха+ шум) (ОСПШ) на выходе оптимального устройства пространственной обработки сигналов, в соответствии с [1], определяется формулой

$$h^2 = \mathbf{s}^T \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{s}^*, \quad (1)$$

где  $\mathbf{s}$  — вектор сигналов, принимаемых антенной решёткой,  $\mathbf{R}_{xx}^{-1}$  — обратная корреляционная матрица вектора  $\mathbf{x}$  помех и шумов в ветвях разнесения, индекс  $T$  обозначает транспонирование, индекс  $*$  — комплексное сопряжение.

Одновременно с потенциальной помехоустойчивостью, являющейся лишь пределом возможностей пространственной обработки, исследовалась эффективность градиентных алгоритмов пространственной обработки сигналов на примере субоптимального алгоритма Уидроу—Хопфа с ортонормированием входных процессов (УХО), основанного на критерии минимума среднеквадратичной ошибки, реализованного в действующих устройствах. В этом алгоритме эталонный сигнал формируется из выходного колебания при помощи жёсткого ограничителя (для частотно-манипулированного сигнала) или при помощи жёсткого ограничителя с комплексным сопряжением (для фазоманипулированного сигнала). Величина ОСПШ на выходе алгоритма УХО,  $H^2$ , вычисляется методом эквивалентных весовых коэффициентов (т.е. весовых коэффициентов эквивалентного адаптивного сумматора,  $w_{1,\text{equ}}$  и  $w_{2,\text{equ}}$  (2)). В нём компенсатор передаёт свои текущие весовые коэффициенты  $w_i$  и нормировочные коэффициенты системы автоматической регулировки усиления  $P_i$  в блок оценки ОСПШ, в котором на выходе алгоритма УХО происходит вычисление отдельно сигнала,  $s_{\text{out}}$ , и помехи с шумами,  $(j+n)_{\text{out}}$ :

$$\begin{aligned} s_{\text{out}} &= w_{1,\text{equ}} s_1 + w_{2,\text{equ}} s_2, & (j+n)_{\text{out}} &= w_{1,\text{equ}} (j_1 + n_1) + w_{2,\text{equ}} (j_2 + n_2), \\ w_{1,\text{equ}} &= \frac{w_1}{\sqrt{P_1} \sqrt{P_3}}, & w_{2,\text{equ}} &= \frac{w_2 - w_1 w_0 / \sqrt{P_3}}{\sqrt{P_2}}, & H^2 &= \frac{\langle s_{\text{out}}^2 \rangle}{\langle (j+n)_{\text{out}}^2 \rangle}. \end{aligned} \quad (2)$$

Здесь  $w_1, w_2$  — весовые коэффициенты процедуры Уидроу—Хопфа,  $w_0$  — весовой коэффициент входного ортогонализатора,  $P_i$  — мощности процессов на входе ( $i = 1, 2$ ) и на выходе ( $i = 3$ ) ортогонализатора, угловыми скобками обозначено текущее усреднение с постоянной времени  $\mu/3$  ( $\mu$  — постоянная времени в алгоритме УХО, соответствующая 10 символам в авиационном канале и 100 символам в наземном канале, т.е. характерному времени нестационарности канала из-за эффекта Доплера),  $s_i, j_i$ , и  $n_i$  ( $i = 1, 2$ ) — уровни сигналов, помех и шумов в ветвях разнесения соответственно.

Потенциальная помехоустойчивость и эффективность алгоритма УХО определялась в имитационной модели путём усреднения по времени вычисленных по формулам (1) и (2) значений  $h^2$  и  $H^2$ .

Особенности пространственной обработки сигналов в многолучевых каналах метрового и дециметрового диапазонов длин волн исследовались при помощи компенсатора помех с двумя ветвями пространственного разнесения.

## 2. АВИАЦИОННЫЙ КАНАЛ

### 2.1. Характеристики канала

В рассматриваемом диапазоне длин волн многолучевой канал исследуется на основе модели модифицированного [2] многолучевого канала с изменяемым фактором Райса  $K$  (от 0 до 15 дБ), числом рассеянных лучей  $N = 10$ , распределённых в угловом секторе с шириной  $3^\circ$  и прямым и отражённым от земли лучами. Исследовалась потенциальная помехоустойчивость  $h^2$  и ОСПШ на

выходе алгоритма УХО  $H^2$  в различных условиях распространения лучей в авиационном канале. Приёмник и передатчик находились на бортах, движущихся навстречу друг другу со скоростью 310 м/с на высоте 10 км. Двухэлементная антенная решётка располагалась перпендикулярно направлению движения.

Отношение помеха/сигнал на входе составляло 0 дБ, отношение сигнал/шум на входе пространственно разнесённых ветвей на приёмной стороне равнялось 40 дБ. В качестве полезного сигнала было выбрано колебание с относительной фазовой телеграфией со скоростью манипуляции 10 кБод, прошедшее через формирующий фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ) с полосой, численно равной удвоенной скорости манипуляции, и подавлением вне полосы пропускания 60 дБ. В качестве помехи использовалось шумовое колебание, представляющее собой белый шум, прошедший через аналогичный фильтр.

Модель канала представляет собой сумму 12 лучей: прямого луча с доплеровским сдвигом частоты  $f_{D1}$ , отражённого от земли луча с доплеровским сдвигом  $f_{D2}$ , временной задержкой  $\tau_2$  и набегом фазы  $\phi_2$  (для прямого луча  $\tau_1 = 0$  и  $\phi_1 = 0$ ) и 10 рассеянных лучей с доплеровскими сдвигами  $f_{Dn}$ , временными задержками  $\tau_n$  и набегам фазы  $\phi_n$  ( $n = 3, \dots, 12$ ). Кроме того, с помощью амплитудного множителя  $A_n$  учитывался фактор Райса, равный отношению мощностей прямого и рассеянных лучей  $K = 10 \lg(A_1^2 / \sum_{n=3}^{N+2} A_n^2)$ . Импульсная характеристика канала описывается формулой

$$\tilde{h}(\tau, t) = \sum_{n=1}^{N+2} A_n \exp[j(\phi_n + 2\pi f_{Dn} t)] \delta(\tau - \tau_n). \quad (3)$$

Временная задержка отражённого от земли луча определяется как

$$\tau_2 = \Delta r = \frac{1}{c} \left( \frac{h_1}{\sin \alpha_d} + \frac{h_2}{\sin \alpha_d} - \sqrt{(h_2 - h_1)^2 + L^2} \right), \quad (4)$$

где  $\alpha_d = \arctg(h_1 + h_2)/L$ ,  $c$  — скорость света,  $h_1, h_2$  — высоты антенн над поверхностью земли,  $\alpha_d$  — угол отражения от земли,  $L$  — расстояние между приёмником и передатчиком.

Доплеровский сдвиг для прямого луча есть  $f_{D1} = (vf_0/c) \cos \alpha_1$ , где  $v$  — скорость движения приёмника относительно передатчика,  $\alpha_1$  — азимут луча, отсчитываемый от направления движения. Для отражённого от земли луча имеем  $f_{D2} = (vf_0/c) \cos \alpha_2 \cos \theta_2$ , где  $\alpha_2 = \alpha_1$ ,  $\theta_2$  — азимут и угол места для отражённого луча соответственно. Для рассеянных лучей  $f_{Dn} = (vf_0/c) \cos \alpha_n$ , где  $\alpha_n$  — азимут  $n$ -го рассеянного луча (отклонением направления прихода рассеянных лучей от горизонтали при одинаковой высоте приёмной и передающей антенны можно пренебречь),  $f_0$  — частота несущего колебания. Набег фазы  $\Delta\phi_n$  на второй антенне относительно первой для двухэлементной антенной решётки определяется как  $\Delta\phi_n = (2\pi d/\lambda) \sin \alpha_n \cos \theta_n$ , где  $d$  — расстояние между элементами антенной решётки,  $\lambda$  — длина волны,  $\alpha_n$  и  $\theta_n$  — азимут и угол места  $n$ -го луча. Кроме того, для отражённого от земли луча добавляется фазовый набег  $\delta\phi = 2\pi f_0 \Delta\tau$ .

Описанный канал в имитационной модели реализован с помощью умножения сигнала каждого луча с соответствующими частотным и фазовым сдвигом и задержкой на амплитудный множитель и последующего сложения лучей.

С целью наиболее полного учёта влияния различных доплеровских сдвигов как прямого, так и отражённого и рассеянных лучей были исследованы следующие взаимные расположения лучей полезного сигнала относительно направления движения приёмного борта:

1) прямой и отражённый лучи приходят сбоку, перпендикулярно направлению движения, рассеянные лучи — сзади, вдоль направления движения;

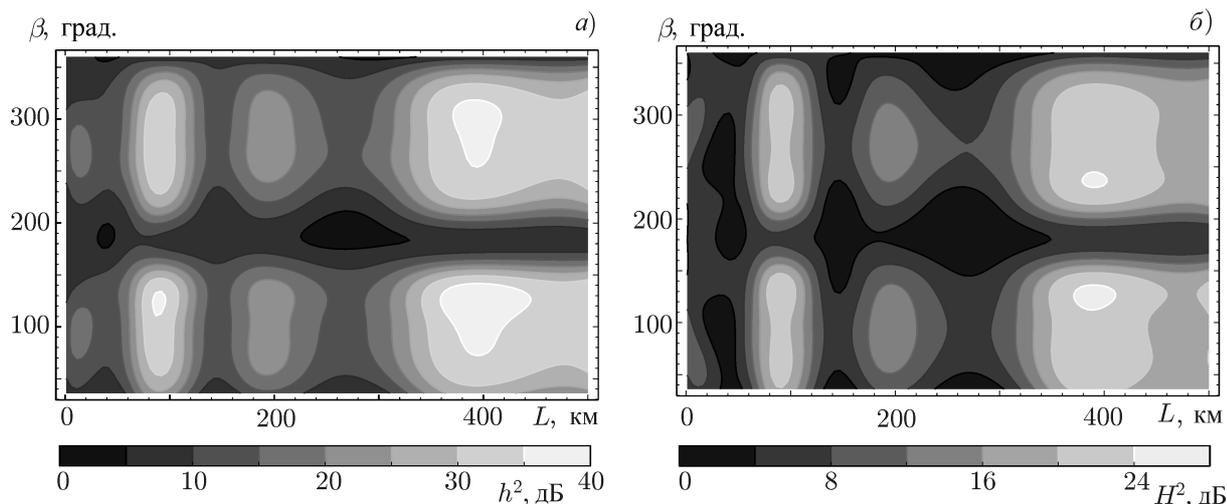


Рис. 1. Зависимость величин  $h^2$  (а) и  $H^2$  (б) от расстояния  $r$  и угла прихода  $\theta$  помехи для варианта расположения лучей I и  $K = 15$  дБ

II) прямой и отражённый лучи — спереди, рассеянные лучи — сзади, вдоль направления движения;

III) прямой и отражённый лучи — спереди, рассеянные — сбоку, перпендикулярно направлению движения;

IV) прямой и отражённый лучи — с правой стороны по направлению движения, рассеянные — с левой, перпендикулярно направлению движения.

Лучи, приходящие от источника помехи, располагались аналогичным образом, но были повернуты на азимутальный угол  $\beta$ , изменяющийся от 0 до  $360^\circ$ . Кроме того, одновременно варьировались расстояния между приёмником и передатчиками сигнала и помехи  $L$  в пределах от 1 до 500 км. При этом осуществлялся перебор сигнално-помеховой обстановки в широком диапазоне параметров.

## 2.2. Результаты исследований

Полученные в результате имитационного моделирования значения потенциальной помехоустойчивости  $h^2(\beta, L)$  и ОСПШ на выходе алгоритма УХО  $H^2(\beta, L)$  в зависимости от расстояния и угловых различий помехи и сигнала изменяются от 0 дБ (при отсутствии угловых различий) до  $30 \div 50$  дБ. В виде яркостной диаграммы величины  $h^2$  и  $H^2$  для варианта расположения лучей I и фактора Райса  $K = 15$  дБ приведены на рис. 1.

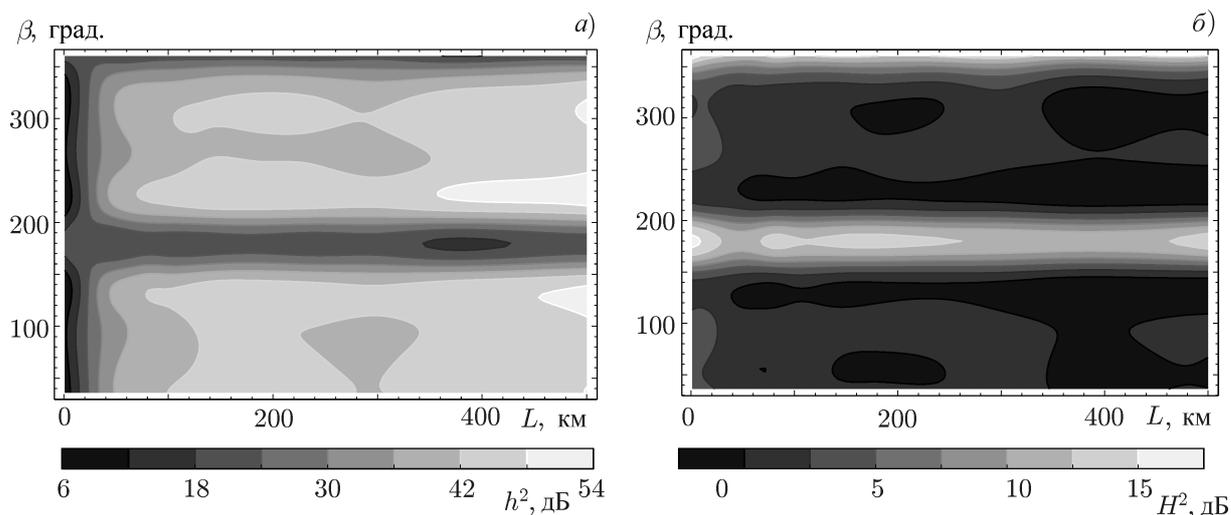
Из приведённой диаграммы видно, что потенциальная помехоустойчивость достаточно высока ( $h^2 > 10$  дБ) всюду, кроме диапазона углов прихода прямого луча помехи вблизи угла прихода прямого луча сигнала и зеркального к нему направления.

Помехоустойчивость субоптимального алгоритма УХО  $H^2$  проигрывает потенциальной помехоустойчивости до 10 дБ для варианта расположения лучей I и IV и до 20 дБ для вариантов расположения лучей II и III.

Общий характер изменения  $h^2(\beta, L)$  и  $H^2(\beta, L)$  в зависимости от угла между направлением прихода лучей помехи и сигнала, а также от расстояния между передатчиком и приёмником остаётся неизменным для всех вариантов расположения лучей. Зависимость помехоустойчивости от азимутального угла связана с разрешающей способностью двухэлементной решётки, а именно

Таблица 1. Усреднённые значения величин  $\langle h^2 \rangle$  и  $\langle H^2 \rangle$ 

	варианты расположения лучей							
	I		II		III		IV	
$K$ , дБ	$\langle h^2 \rangle$ , дБ	$\langle H^2 \rangle$ , дБ	$\langle h^2 \rangle$ , дБ	$\langle H^2 \rangle$ , дБ	$\langle h^2 \rangle$ , дБ	$\langle H^2 \rangle$ , дБ	$\langle h^2 \rangle$ , дБ	$\langle H^2 \rangle$ , дБ
0,0	13,9	10,3	23,3	11,9	14,8	11,2	13,3	10,6
7,0	18,8	13,8	28,6	14,4	21,0	14,0	17,1	13,5
15,0	25,9	16,3	34,8	15,5	28,5	15,4	38,9	17,4

Рис. 2. Зависимость величин  $h^2$  (а) и  $H^2$  (б) от расстояния  $L$  и угла прихода  $\beta$  помехи для варианта расположения лучей III при скорости передачи данных 1 кБод и  $K = 15$  дБ

невозможностью компенсации помехи, приходящей с направления, совпадающего с направлением прихода полезного сигнала, и с зеркального ему направления. Изменение помехоустойчивости с расстоянием обусловлено интерференцией прямого и отражённого от земли лучей.

Усреднённые величины  $\langle h^2 \rangle$  и  $\langle H^2 \rangle$  на интервалах  $\beta$  и  $L$ , в которых отсутствуют резкие провалы  $h^2$  и  $H^2$  из-за отсутствия пространственных различий между сигналом и помехой или из-за интерференционных замираний, для вариантов расположения лучей I–IV и различных значений фактора Райса приведены в табл. 1.

Наилучшим с точки зрения потенциальной помехоустойчивости является вариант прихода лучей IV, близок к нему вариант II. Это объясняется сложением лучей полезного сигнала в случае прихода прямого и рассеянных лучей с зеркальных направлений. Значительный выигрыш в ОСПШ  $H^2$  для вариантов расположения лучей IV и II по сравнению с вариантом I и III отсутствует. Это, по-видимому, обусловлено тем, что достигаемое ОСПШ ограничено конечностью шага настройки градиентного алгоритма УХО.

С увеличением фактора Райса наблюдается улучшение показателей помехоустойчивости, что объясняется снижением влияния рассеянных лучей.

Далее были проведены исследования значений потенциальной помехоустойчивости и ОСПШ на выходе алгоритма УХО для скорости манипуляции 1 кБод при той же скорости движения приёмника относительно передатчика. При таких параметрах доплеровский сдвиг лучей был сравним с полосой сигнала, а время усреднения в корреляторах, по-прежнему определяемое интервалом 10 бит, выросло в 10 раз.

В этом случае ОСПШ на выходе алгоритма УХО значительно снизилось (до уровня  $0 \div 5$  дБ,

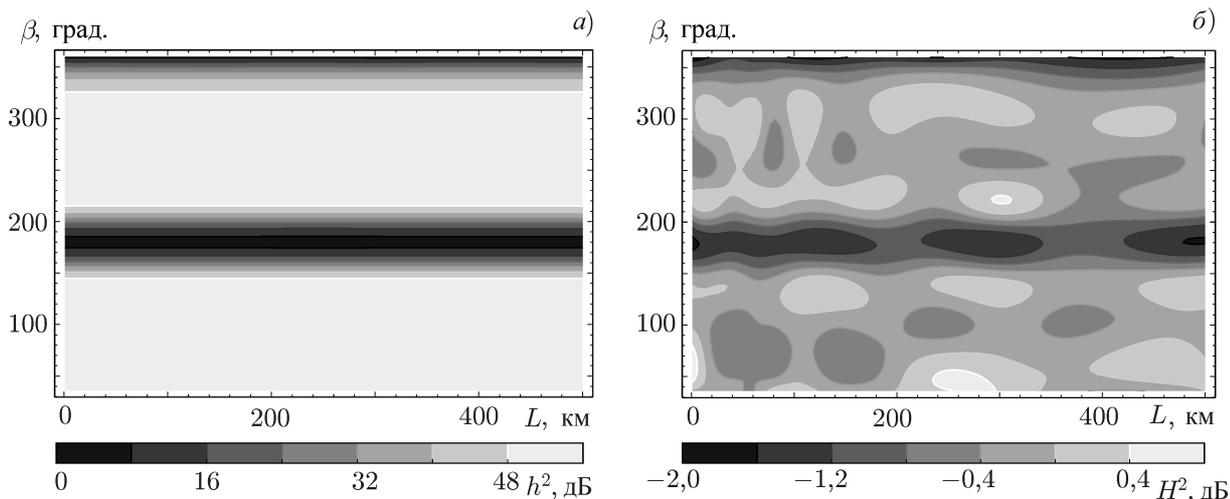


Рис. 3. Зависимость величин  $h^2$  (а) и  $H^2$  (б) от расстояния и угла прихода  $\beta$  для однолучевой помехи

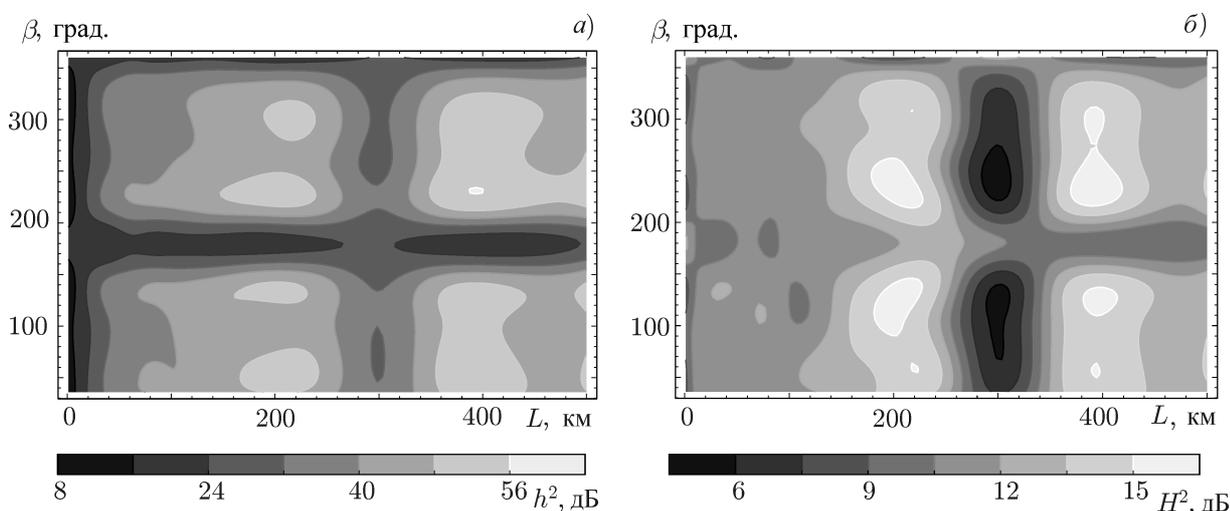


Рис. 4. Зависимость величин  $h^2$  (а) и  $H^2$  (б) от расстояния  $L$  и угла прихода  $\beta$  для однолучевой модели при скорости движения бортов 200 м/с

см. рис. 2), что, по-видимому, связано с ростом динамической ошибки слежения в адаптивном алгоритме. Повышение ОСПШ до  $15 \div 17$  дБ при азимутальных углах около  $180^\circ$  объясняется настройкой алгоритма УХО на рассеянные лучи, которые в рассматриваемом варианте приходят перпендикулярно направлению движения бортов и, соответственно, не имеют доплеровских сдвигов. Это подтверждает рис. 3, на котором показаны величины  $h^2$  и  $H^2$  для однолучевой модели без рассеянных и отражённого от земли лучей. При снижении скорости движения приёмника относительно передатчика с 620 до 200 м/с и той же символической скорости значения ОСПШ возрастают на  $12 \div 16$  дБ (см. рис. 4), что подтверждает вывод о зависимости помехоустойчивости от соотношения доплеровских сдвигов лучей и полосы сигнала.

### 2.3. Зависимость показателей помехоустойчивости от скорости манипуляции

Эффективность пространственной обработки в многолучевых каналах существенно зависит от полосы сигнала [3].

Исследование зависимости ОСПШ на выходе алгоритма УХО от скорости манипуляции полезного сигнала  $C$  и, соответственно, его полосы и полосы помехи осуществлялось при фиксированной сигнально-помеховой обстановке. Угол  $\beta$  оставался постоянным и равным  $108^\circ$ , фактор Райса  $K = 15$  дБ, расстояние между бортами  $L$  составляло 100 км. Результаты для вариантов взаимного расположения лучей I–IV приведены на рис. 5. Потенциальная помехоустойчивость  $H^2$  при изменении скорости манипуляции варьировалась незначительно и составляла более 40 дБ для всех вариантов расположения лучей.

Было установлено, что в случае, когда доплеровский сдвиг прямого луча полезного сигнала отсутствует (варианты I и IV), помехоустойчивость выше примерно на 5 дБ в диапазоне скоростей манипуляции до  $120 \div 130$  кБод. При этом  $H^2 \approx 22$  дБ при  $C$  до 20 кБод для вариантов I и IV и 15 дБ для вариантов II и III. С дальнейшим возрастанием  $C$  помехоустойчивость  $H^2$  монотонно снижается до 7 дБ при  $C \approx 140$  кБод для вариантов I и IV и  $C \approx 80$  кБод для вариантов II и III.

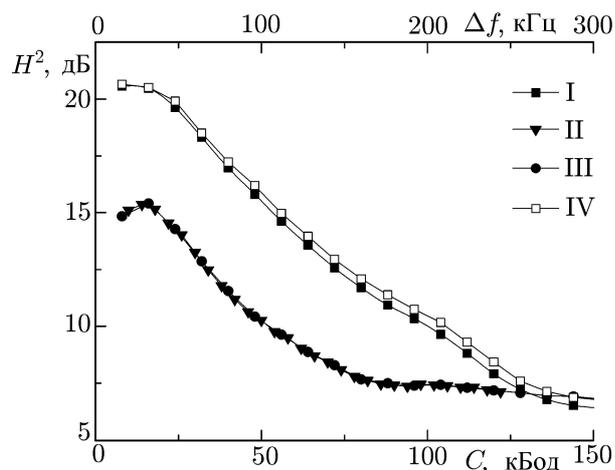


Рис. 5. Зависимость ОСПШ  $H^2$  от скорости манипуляции  $C$  и полосы сигнала и помехи  $\Delta f$  для различных вариантов конфигурации лучей

## 2.4. Выводы

Таким образом, в исследованных условиях для авиационного канала в метровом и дециметровом диапазонах длин волн были получены следующие результаты:

- 1) ОСПШ на выходе алгоритма УХО достигает  $20 \div 30$  дБ, а потенциальная помехоустойчивость  $40 \div 50$  дБ для различной сигнально-помеховой обстановки, причём обе величины возрастают с увеличением фактора Райса;
- 2) наблюдающиеся изменения показателей помехоустойчивости при перемещении приёмного устройства в пространстве определяются суммарным воздействием интерференционных замираний сигнала и помехи;
- 3) в случае прихода лучей сигнала и помехи с совпадающих и зеркальных направлений наблюдается резкое снижения показателей помехозащищённости, обусловленное исчезновением пространственных различий сигнала и помехи;
- 4) в случае, когда доплеровский сдвиг лучей сравним с полосой сигнала, ОСПШ на выходе алгоритма УХО резко падает;
- 5) при повышении скорости манипуляции и, соответственно, полосы сигнала ОСПШ снижается: оптимальными являются скорости, при которых длина символа не превышает характерное время задержки между лучами.

## 3. НАЗЕМНЫЙ КАНАЛ

### 3.1. Характеристики канала

В рассматриваемом диапазоне длин волн многолучевой канал моделируется рэлеевским каналом с числом лучей  $N$  до 12. Импульсная характеристика этого канала определяется формулой

Таблица 2. Параметры канала для различных типов местности

$n$	$\tau_n$ , мкс	$A_n$ , дБ	$G_n(t)$ , формула	$\tau_n$ , мкс	$A_n$ , дБ	$G_n(t)$ , формула	$\tau_n$ , мкс	$A_n$ , дБ	$G_n(t)$ , формула
	городская застройка			сельская застройка			холмистая местность		
1	0,0	-2,0	(6)	0,0	-8,0	(6)	0,0	0,0	(6)
2	0,2	0,0	(6)	1,0	-2,0	(6)	0,5	-5,7	(6)
3	0,5	-3,0	(6)	2,5	0,0	(6)	1,3	-12,7	(6)
4	0,9	-4,0	(6)	3,5	-1,0	(6)	1,9	-20,6	(6)
5	1,2	-2,0	(6)	5,0	-2,0	(6)	30,0	-3,1	(7)
6	1,4	0,0	(6)	8,0	-3,0	(6)	31,3	-5,4	(7)
7	2,0	-3,0	(6)	12,0	0,0	(6)	34,9	-11,6	(7)
8	2,4	-5,0	(6)	14,0	-6,0	(6)	37,2	-15,9	(7)
9	3,0	-10,0	(6)	16,0	-3,0	(6)	39,1	-18,9	(7)
10							40,0	-25,7	(7)
11							80,0	-4,5	(8)
12							82,7	-11,5	(8)

$$\tilde{h}(\tau, t) = \sum_{n=1}^N A_n \exp[j(\phi_n + 2\pi f_{D_n} t)] \delta(\tau - \tau_n) G_n(t), \tag{5}$$

где  $G_n(t)$  — случайный процесс с заданным частотным спектром  $P_n(f)$ , соответствующий доплеровскому уширению лучей. Исследования проводились для трёх видов спектра  $P_n$ :

$$P_n(f) = \frac{A_n}{\sqrt{1 - (f/f_D)^2}}, \tag{6}$$

$$P_n(f) = A_n \exp\left[\frac{(f - 0,7f_D)^2}{0,02f_D^2}\right], \tag{7}$$

$$P_n(f) = A_n \exp\left[\frac{(f + 0,7f_D)^2}{0,02f_D^2}\right]. \tag{8}$$

Были рассмотрены несколько типов местности с различными характеристиками многолучёвости: местность с городской застройкой, с сельской застройкой и холмистая местность. Азимутальные углы прихода лучей были выбраны случайными с равномерным распределением в диапазоне  $20^\circ$ ,  $1^\circ$  и  $30^\circ$  для городской застройки, сельской застройки и холмистой местности соответственно [4, 5]. Параметры  $A_n$  и  $\tau_n$  и вид спектра случайного процесса  $G_n(t)$  для каждого из лучей приведены в табл. 2.

Скорости движения объектов, определяющие величину доплеровского сдвига каждого луча, составляют 60, 150 и 100 км/ч для городской застройки, сельской застройки и холмистой местности соответственно [4, 5].

Описанный канал реализован в имитационной модели с помощью модуляции сигнала по амплитуде и фазе комплексным случайным гауссовским процессом, прошедшим КИХ-фильтр с заданной амплитудно-частотной характеристикой, которая соответствует спектру случайного процесса  $G_n(t)$ , и добавления к каждому лучу соответствующего частотного и фазового сдвига, а также временной задержки.

Имитационное моделирование проводилось для приведённых типов местности для трёх рабочих частот: 137, 450 и 830 МГц. Полезный сигнал приходил перпендикулярно раскрыву антенной

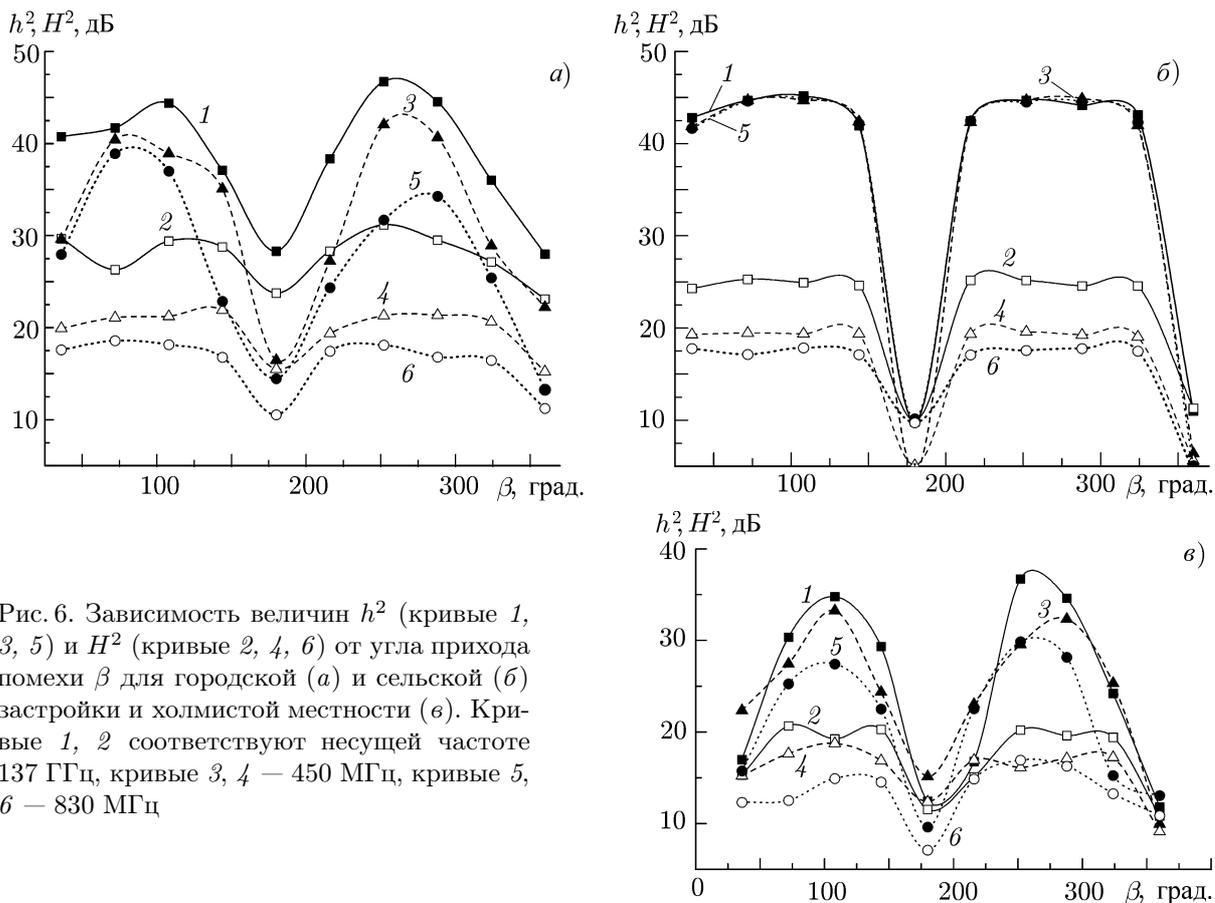


Рис. 6. Зависимость величин  $h^2$  (кривые 1, 3, 5) и  $H^2$  (кривые 2, 4, 6) от угла прихода помехи  $\beta$  для городской (а) и сельской (б) застройки и холмистой местности (в). Кривые 1, 2 соответствуют несущей частоте 137 МГц, кривые 3, 4 — 450 МГц, кривые 5, 6 — 830 МГц

решётки, помеха — с азимутального угла в диапазоне  $0^\circ \div 360^\circ$ . Постоянная времени  $\mu$  соответствовала времени усреднения по 100 символам.

### 3.2. Результаты исследований

Полученные в результате имитационного моделирования значения потенциальной помехоустойчивости  $h^2$  и ОСПШ на выходе алгоритма УХО  $H^2$  приведены на рис. 6 для трёх моделей канала и трёх несущих частот радиоволн в зависимости от угла прихода помехи. Из него видно, что наихудшим случаем с точки зрения компенсации помех является холмистая местность, характеризующаясь большими временами задержек лучей, большим диапазоном азимутальных углов прихода радиоволн сигнала и помехи и значительным доплеровским сдвигом. Потенциальная помехоустойчивость в этих условиях достигает  $30 \div 35$  дБ на частоте 137 МГц и падает до 28 дБ с ростом несущей частоты до 830 МГц. Помехоустойчивость градиентного алгоритма значительно ниже и с ростом несущей частоты изменяется от 20 до 15 дБ.

Для всех шести кривых наблюдаются провалы при направлении прихода помехи, совпадающим с направлением прихода сигнала и с зеркальным ему направлением.

В местности с городской и сельской застройкой помехоустойчивость значительно выше и достигает значений  $h^2 = 45$  дБ и  $H^2 = 25 \div 30$  дБ, которые падают с ростом несущей частоты и с приближением направления прихода помехи к направлению прихода сигнала и к зеркальному ему направлению.

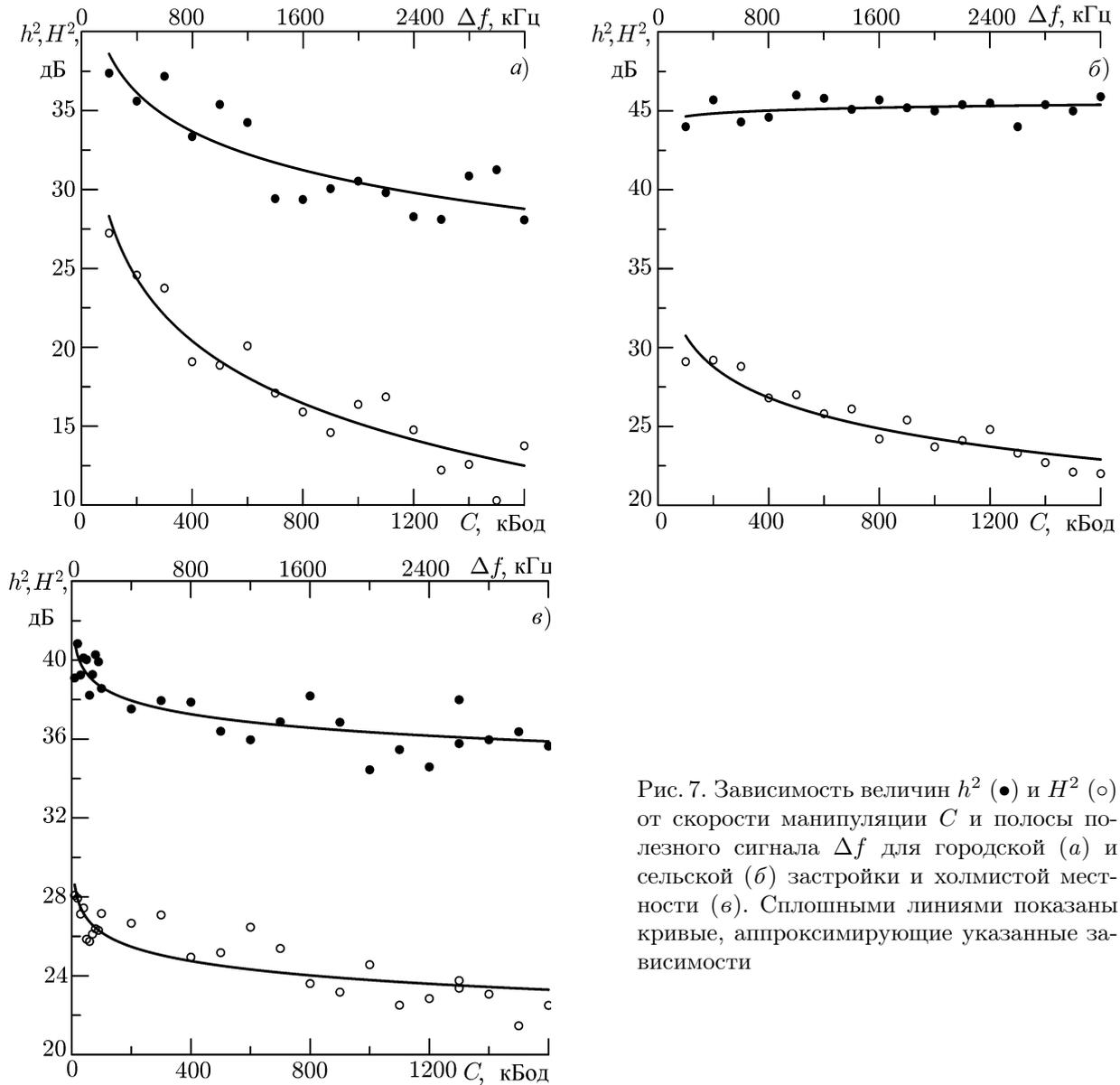


Рис. 7. Зависимость величин  $h^2$  (●) и  $H^2$  (○) от скорости манипуляции  $C$  и полосы полезного сигнала  $\Delta f$  для городской (а) и сельской (б) застройки и холмистой местности (в). Сплошными линиями показаны кривые, аппроксимирующие указанные зависимости

### 3.3. Зависимость показателей помехоустойчивости от скорости манипуляции

Как было сказано ранее, эффективность пространственной обработки в многолучевых каналах существенно зависит от полосы сигнала. Зависимость потенциальной помехоустойчивости и ОСПШ на выходе алгоритма УХО от скорости манипуляции и, соответственно, полосы полезного сигнала и помехи была исследована для всех вышеуказанных типов местности при фиксированной сигнально-помеховой обстановке. Угол  $\beta$  оставался постоянным и равным  $108^\circ$ . Полученные зависимости приведены на рис. 7.

Как и в авиационном канале, было обнаружено снижение показателей помехоустойчивости при увеличении полосы сигнала. При низких скоростях манипуляции ( $10 \div 50$  кБод) максимальные значения были получены для сельской местности, для которой характерен небольшой азимутальный разброс лучей. С ростом азимутального разброса (в случае городской и холмистой местности) ОСПШ  $H^2$  снижалось. При увеличении скорости манипуляции наблюдалось моно-

тонное снижение ОСПШ  $H^2$  в связи с возрастающим влиянием рассеянных лучей, имеющих различную временную задержку. Некоторое снижение помехоустойчивости для местности с городской застройкой, вероятно, связано с высокой нестационарностью канала и возникающей из-за этого значительной динамической ошибкой слежения.

### 3.4. Выводы

Таким образом, в исследованных условиях для наземного канала в метровом и дециметровом диапазонах длин волн были получены следующие результаты:

1) пространственная обработка сигналов в многолучевых каналах связи обеспечивает повышение помехоустойчивости на величину более 20 дБ;

2) в случае прихода сигнала и помехи с одного и того же или зеркального направлений эффективность пространственной обработки резко снижается;

3) эффективность пространственной обработки снижается с увеличением доплеровского сдвига, причём наиболее выражено в условиях, когда задержка между лучами сравнима с длиной символа модулированного сигнала;

4) при повышении скорости манипуляции и, соответственно, полосы сигнала эффективность пространственной обработки падает, что приводит к снижению помехоустойчивости на 5÷15 дБ.

Следует также заметить, что все вышеприведённые значения потенциальной помехоустойчивости и ОСПШ на выходе алгоритма УХО являются усреднёнными по времени на интервалах, намного превышающих длительность символа. Мгновенные же значения флуктуируют в широких пределах, что позволяет при условии применения соответствующего форматирования исходного сообщения (с использованием перемежения и избыточного кодирования или механизма перезапросов) увеличить надёжность связи.

## 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе исследована эффективность пространственной обработки сигналов для повышения помехоустойчивости в типовых многолучевых каналах связи метрового и дециметрового диапазона длин волн (в трёх наземных и в авиационном каналах). Предложены новые методы оценки этой помехоустойчивости. На примере устройства пространственной обработки сигналов с двумя ветвями разнесения показано, что во многих случаях пространственная обработка даёт значительный выигрыш в помехоустойчивости.

Вместе с тем, выявлены основные дестабилизирующие факторы, снижающие эффективность такой обработки. Главными из них являются: интенсивность рассеянной компоненты помехи, степень нестационарности передаточной функции канала и величина временного рассеяния в канале. При уменьшении фактора Райса, увеличении доплеровского сдвига в лучах и расширении интервала задержек в рассеянных лучах падает потенциальная помехоустойчивость и эффективность реальных градиентных алгоритмов пространственной обработки сигналов. В работе показано, что сужение полосы частот полезного сигнала до величины, меньшей обратного времени характерной задержки рассеянных лучей в канале, позволяет преодолеть негативное влияние частотной и временной дисперсии в канале и повысить выигрыш в помехоустойчивости при пространственной обработке.

Значительное различие между потенциальной помехоустойчивостью  $h^2$  и помехоустойчивостью алгоритма УХО  $H^2$  показывает, что простые градиентные алгоритмы не могут полностью использовать пространственный ресурс радиолиний. Этот запас по помехоустойчивости необ-

ходимо реализовывать при помощи новых алгоритмов пространственной обработки сигналов, учитывающих специфику нестационарных и многолучевых каналов распространения радиоволн.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решётки. Введение в теорию. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
2. Метелёв С. А., Львов А. В. // Изв. вузов. Радиофизика. 2015. Т. 58, № 2. С. 100.
3. Метелёв С. А., Львов А. В. // Изв. вузов. Радиофизика. 2016. Т. 59, № 4 С. 364.
4. ETSI ES 201 980 V3.2.1 (2012-06). Digital Radio Mondiale (DRM); System Specification.
5. Paulraj A., Papadias C. B. // Digital Signal Processing Handbook. Ch. 9. Boca Raton, Florida, USA: CRC Press, 1997. 2 394 p.

Поступила в редакцию 13 апреля 2015 г.; принята в печать 23 ноября 2015 г.

### ESTIMATION OF POTENTIAL INTERFERENCE IMMUNITY OF RADIO RECEPTION WITH THE SPATIAL PROCESSING OF SIGNALS IN MULTIPATH RADIO-COMMUNICATION CHANNELS. PART II. METER AND DECIMETER RANGES

*A. V. L'vov and S. A. Meteleev*

We propose simulation models for estimating the interference immunity of radio reception using the spatial processing of signals in the aircraft- borne and ground-based communication channels of the meter and decimeter wavelength ranges. The limit achievable interference immunity for various radio-wave propagation conditions is studied.