

УДК 621.396+621.391.82

ОЦЕНКА ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РАДИОПРИЁМА С ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛОВ В МНОГОЛУЧЕВЫХ КАНАЛАХ РАДИОСВЯЗИ. I. ДЕКАМЕТРОВЫЙ ДИАПАЗОН

С. А. Метелёв*, А. В. Львов

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

Предложен метод оценки потенциальной помехоустойчивости радиоприёма в многолучевых каналах радиосвязи. С использованием предложенного метода на модифицированной модели Ватерсона декаметрового радиоканала исследована достижимая помехоустойчивость устройств с пространственной обработкой сигналов.

ВВЕДЕНИЕ

Повышение помехозащищённости радиолиний связи является одной из основных задач теории и практики радиосвязи. Одним из эффективных способов решения этой задачи в условиях воздействия случайных и преднамеренных помех и ограниченности частотно-временного ресурса радиолиний является пространственная обработка сигналов [1], реализующаяся в так называемых компенсаторах помех. Они автоматически или адаптивным образом осуществляют режекцию помехи путём взвешенного суммирования антенных колебаний.

Устройства пространственной обработки сигналов, разработанные нами для защиты радиолиний связи от прицельных помех в различных диапазонах длин волн, прошли испытания на реальных радиотрассах и обеспечили выигрыш в помехозащищённости до $20 \div 30$ дБ [2–4]. Вместе с тем было установлено, что на эффективность пространственной обработки существенное влияние оказывают характеристики канала распространения помехового и полезного радиосигналов. Сильная многолучёвость и нестационарность радиоканалов являются деструктивными факторами, разрушающими когерентность радиоволн на апертуре адаптивной антенной решётки. Как следствие, они снижают степень компенсации помехового колебания и достигаемого отношения мощностей сигнала и остатков помехи на выходе устройства пространственной обработки. Поэтому целью данной работы является исследование потенциальных возможностей пространственного ресурса радиолиний по повышению их помехозащищённости в нестационарных и многолучевых каналах распространения радиоволн.

1. ОПТИМАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ВИНЕРА—ХОПФА

Известно, что для оптимального приёма сигнала при наличии помех следует применять разнесённый приём. Его характеристики определяются решением Винера—Хопфа [1]. При этом отношение сигнал/(помеха+шум) (ОСПШ или h^2) на выходе оптимального устройства пространственной обработки сигналов имеет вид

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

* metelev55@mail.ru

Здесь $\mathbf{s} = \mathbf{s}(t)$ — вектор входного сигнала на антенной решётке, \mathbf{R}_{xx}^{-1} — обратная корреляционная матрица вектора \mathbf{x} помех и шумов в ветвях разнесения, индекс T означает транспонирование, индекс $*$ — комплексное сопряжение.

Для достижения потенциальной помехоустойчивости (1) необходима априорная информация об амплитудно-фазовых распределениях сигнала и помех и их взаимных корреляционных свойствах. Ясно, что такая информация в практике отсутствует, и поэтому выражение (1) является лишь оценкой предела физических возможностей техники пространственной обработки сигналов.

Тем не менее, используя выражение (1), можно проанализировать потенциальные возможности пространственной обработки сигналов, влияние на них параметров сигнально-помеховой обстановки и параметров адаптивных антенных систем. Исследованию таких характеристик для компенсаторов помех с несколькими ветвями разнесения в стационарных каналах радиосвязи посвящены работы [5, 6].

Реальные каналы радиосвязи основных диапазонов длин волн (декаметрового, метрового, дециметрового), как правило, являются многолучевыми нестационарными каналами с рассеянием энергии сигнала по частоте и времени. В работах [7, 8] предложены модели таких каналов для разнесённого приёма радиосигналов и исследованы предельные возможности пространственной обработки сигналов по подавлению нестационарных многолучевых помех в простейшем квадратурном автокомпенсаторе, в котором реализуется критерий максимального подавления помехи [1]. В этих работах показано, что коэффициент подавления помехи K_A падает с усилением рассеяния в канале и с расширением полосы сигнала/помехи, оставаясь приемлемым (выше 15÷20 дБ) для узкополосных сигналов в радиоканалах с умеренным рассеянием.

Вместе с тем, такой подход к оценке потенциальных возможностей пространственной обработки сигналов не учитывает наличие полезного сигнала в флуктуирующем канале и, вообще говоря, не позволяет правильно оценить эффективность пространственной обработки для достижения максимального ОСПШ на выходе соответствующего устройства.

В данной работе для восполнения этого пробела предлагается осуществлять оценку ОСПШ на основе выражения (1) в условиях нестационарного канала. Для этого ОСПШ должно вычисляться на ограниченном (скользящем) интервале времени методом имитационного моделирования. В этом методе сигнал и помехи от своих источников проходят через модельный канал, после чего поступают на блок оценки, где ОСПШ вычисляется в соответствии с выражением (1). Далее эта оценка усредняется на интервале времени T , превышающем не менее чем на порядок величины характерное время флуктуаций коэффициента передачи канала.

2. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СУБОПТИМАЛЬНОГО АЛГОРИТМА ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКИ В МНОГОЛУЧЕВЫХ КАНАЛАХ

Параллельно с изучением потенциальной помехоустойчивости в флуктуирующих каналах в работе исследована эффективность реального алгоритма пространственно-временной обработки сигналов с угловой модуляцией, основанного на критерии минимума средней квадратичной ошибки. Характеристики такого алгоритма Уидроу—Хопфа с ортонормированием входных процессов (алгоритма УХО) были подробно изучены нами ранее для стационарных и однолучевых радиоканалов [9–11]. Эталонный сигнал в этом алгоритме формируется из выходного колебания при помощи жёсткого ограничителя (для сигнала с частотной телеграфией) или при помощи жёсткого ограничителя с комплексным сопряжением (для сигнала с фазовой телеграфией). Представляет интерес оценка его помехоустойчивости H^2 (т. е. ОСПШ на выходе компенсатора) в предложенных моделях многолучевых каналов и сравнение с оценкой потенциальной помехоустойчивости h^2 , полученной выше в соответствии с выражением (1).

Оценка ОСПШ на выходе алгоритма УХО осуществлялась методом эквивалентных весовых коэффициентов (т. е. весовых коэффициентов эквивалентного адаптивного сумматора $w_{1,\text{equ}}$ и $w_{2,\text{equ}}$), в котором компенсатор передаёт свои текущие весовые коэффициенты w_i и нормировочные коэффициенты системы автоматической регулировки усиления P_i в блок оценки ОСПШ, в котором происходит вычисление отдельно сигнала s_{out} и помехи с шумами $(j+n)_{\text{out}}$ на выходе алгоритма УХО:

$$s_{\text{out}} = w_{1,\text{equ}}s_1 + w_{2,\text{equ}}s_2, \quad (j+n)_{\text{out}} = w_{1,\text{equ}}(j_1 + n_1) + w_{2,\text{equ}}(j_2 + n_2),$$

$$w_{1,\text{equ}} = \frac{w_1}{\sqrt{P_1P_3}}, \quad w_{2,\text{equ}} = \frac{w_2 - w_1w_0/\sqrt{P_3}}{\sqrt{P_2}}, \quad H^2 = \frac{\langle s_{\text{out}}^2 \rangle}{\langle (j+n)_{\text{out}}^2 \rangle}.$$

Здесь w_i , $i = 1, 2$, — весовые коэффициенты процедуры Уидроу—Хопфа, w_0 — весовой коэффициент входного ортогонализатора, P_i — мощности процессов на входе и на выходе ортогонализатора, угловыми скобками обозначено текущее усреднение с постоянной времени $\mu/3$, s_i , j_i , n_i — величина сигнала, помехи и шумов соответственно в ветвях разнесения и на выходе алгоритма УХО [9–11].

3. МЕТОДИКА ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Оптимальная оценка помехоустойчивости и оценка помехоустойчивости алгоритма УХО осуществлялась в нескольких моделях каналов при одних и тех же параметрах обработки. Далее в статье под фразой «потенциальная помехоустойчивость» предполагается именно её оптимальная оценка.

В дискретном виде оценка корреляционной матрицы помех и шумов на l -м отсчёте вычисляется следующим образом:

$$\mathbf{R}_{xx,l} = (1 - \mu) \mathbf{R}_{xx,l-1} + \mu \mathbf{x}_l^* \mathbf{x}_l^T. \quad (2)$$

Здесь μ — шаг настройки, определяющий время усреднения (инерцию обработки).

Элемент вектора помех и шумов x_i в многолучевом канале [7, 8], принимаемый i -й антенной, определяется выражением

$$x_i(t) = \sum_{k=1}^K j(t - \tau_k) G_k(t) \exp(i \Delta \varphi_{ik}) + z_i(t). \quad (3)$$

Здесь τ_k — время задержки k -го луча помехи $j(t)$, $G_k(t)$ — комплексная функция рассеяния (коэффициент передачи по лучу), $z_i(t)$ — некоррелированный шум в канале, $\Delta \varphi_{ik}$ — набег фаз помехи на i -й антенне (относительно первой), приходящей по k -му лучу, K — число лучей, $i = 1, \dots, n$, n — число приёмных антенн. Аналогичным образом в модели формируется вектор полезного сигнала, прошедшего через свой многолучевой канал.

Для линейной эквидистантной антенной решётки с расстояниями d между элементами в половину длины волны ($d = \lambda/2$) пространственное разнесение приёмных антенн учитывается соответствующими фазовыми набегам $\Delta \varphi_{ik}$, определяемыми углами прихода лучей в азимутальной и угломестной плоскости, α_k и θ_k соответственно:

$$\Delta \varphi_{ik} = \frac{2\pi}{\lambda} d (i - 1) \cos \alpha_k \cos \theta_k = \pi (i - 1) \cos \alpha_k \cos \theta_k. \quad (4)$$

Для генерации функции $G_k(t)$ белый шум с равномерным распределением пропускается через частотный фильтр с гауссовой характеристикой, после чего случайный процесс приобретает гауссово распределение по времени и частоте. Обобщённая структура имитационной модели приведена на рис. 1.

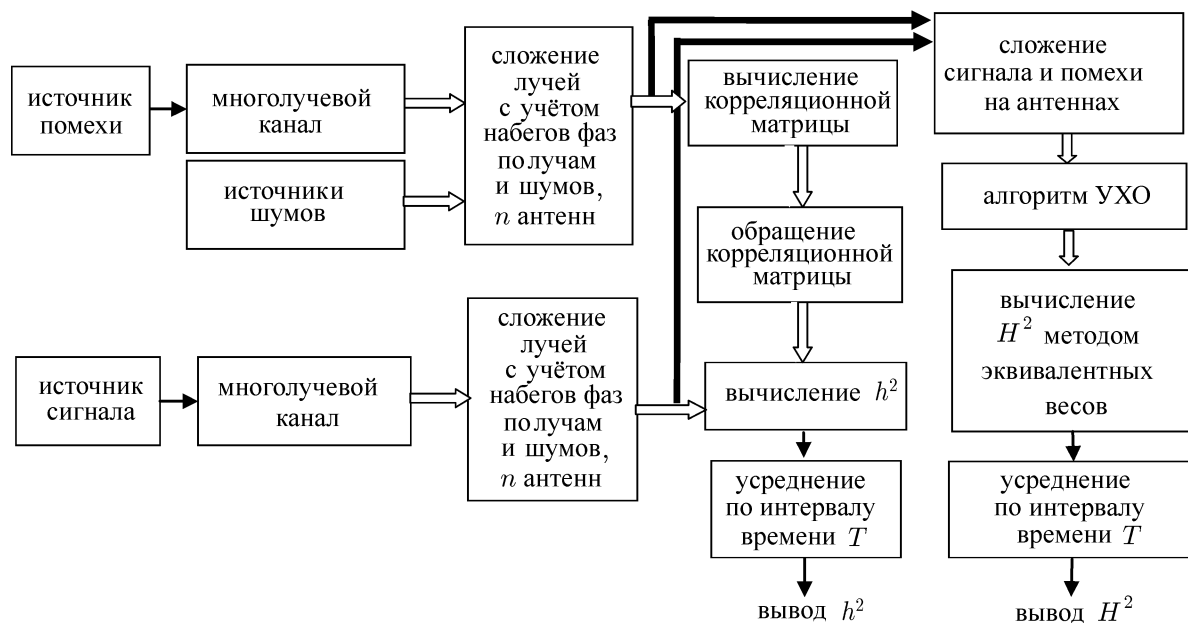


Рис. 1. Обобщённая схема имитационного моделирования для исследования потенциально возможной помехоустойчивости приёма сигнала h^2 и помехоустойчивости алгоритма пространственной обработки УХО H^2 в условиях помех в многолучевых нестационарных каналах

Характеристики каналов связи различных частотных диапазонов имеют определённые различия [7, 8]. Данная работа посвящена декаметровому радиоканалу, результаты исследования для авиационного и наземного каналов метрового и дециметрового диапазонов будут изложены во второй части. Без ограничения общности для установления основных особенностей пространственной обработки сигналов в этих радиоканалах можно ограничиться 2-элементными антенными решётками.

4. ДЕКАМЕТРОВЫЙ РАДИОКАНАЛ

В декаметровом диапазоне многолучевый радиоканал описывался модернизированной моделью Ватерсона [7] с числом лучей $K = 2$. Исследовалась потенциальная помехоустойчивость в трёх каналах, условия распространения в которых представлены в табл. 1.

Кроме того, полученные результаты сравнивались с результатами моделирования в однолучевом канале (канал с общими замираниями с разным частотным уширением коэффициента передачи луча), и со стационарным каналом с постоянным коэффициентом передачи. Средние коэффициенты передачи по лучам $\langle G_{s1} \rangle = \langle G_{s2} \rangle = \langle G_{j1} \rangle = \langle G_{j2} \rangle = 1$.

Исследовались зависимости ОСПШ h^2 , H^2 в каждом из каналов от параметров сигнала и помехи (полоса частот, отношение помеха/сигнал на входе в каналы, вид модуляции сигнала и помехи) и от углов прихода лучей сигнала и помехи на антенную решётку. Азимутальные углы отсчитывались от оси антенной решётки, углы места — от горизонтали. Время каждого эксперимента при заданной сигнально-помеховой обстановке в каждом канале составляло 103 с,

Таблица 1

Условия	частотное уширение, Гц	задержки, мс
хороший канал	0,1	0,5
средний канал	0,5	1,0
плохой канал	1,0	2,0

время усреднения ОСПШ на выходе алгоритма обработки составляло 100 с начиная с 3-й секунды (после завершения процессов установления в формирующих фильтрах и фильтрах накопления элементов корреляционной матрицы).

Отношение помеха/сигнал на входе в канал равнялось 0 дБ, отношение помеха/шум на входе в канал составляло 40 дБ (если в тексте это не оговорено). В качестве помехи и некоррелированных по ветвям разнесения шумов использовались шумовые колебания, прошедшие через одинаковые формирующие фильтры Чебышева с полосой пропускания Δf и полосой подавления $1,2\Delta f$ с подавлением 60 дБ за ней. В качестве полезного сигнала выбрано колебание с относительной фазовой телеграфией (ОФТ) со скоростью манипуляции, равной четверти полосы формирующего фильтра, и прошедшее через тот же формирующий фильтр. Мощности шумовых колебаний нормировались при изменении полосы сигналов.

Таким образом, типовой набор параметров сигнально-помеховой обстановки был следующим: сигнал ОФТ со скоростью 50 бод, помеха — прицельная шумовая, полоса формирующего фильтра 200 Гц, мощности источников сигнала и помехи равны и превышают мощность шумов на 40 дБ, $\alpha_s = 90^\circ$, $\alpha_j = 0^\circ$, $\theta_{s1} = 30^\circ$, $\theta_{s2} = 60^\circ$, $\theta_{j1} = 30^\circ$, $\theta_{j2} = 60^\circ$.

Приведённые ниже результаты для помехоустойчивости приёма с пространственной обработкой в декаметровом диапазоне получены при частоте дискретизации входных процессов $f_d = 8000$ Гц. Обращение матрицы осуществлялось стандартным способом с помощью LU-разложения. Углы места двух лучей сигнала и помехи составляли 30° и 60° соответственно, что отвечает условиям распространения на трассе средней протяжённости, азимуты являлись параметром задачи.

5. ЗАВИСИМОСТЬ ОПТИМАЛЬНОЙ ОЦЕНКИ ОСПШ ОТ ПОЛОСЫ СИГНАЛА

Оценка оптимального ОСПШ существенным образом зависела от свойств каналов распространения сигнала и помехи. Максимальное ОСПШ $h^2 = 43$ дБ достигалось в однолучевых и стационарных каналах сигнала и помехи, и это значение не зависело от полосы сигнала (верхняя кривая на рис. 2). Здесь и далее предполагается, что помеха является прицельной и её полоса частот совпадает с полосой частот полезного сигнала.

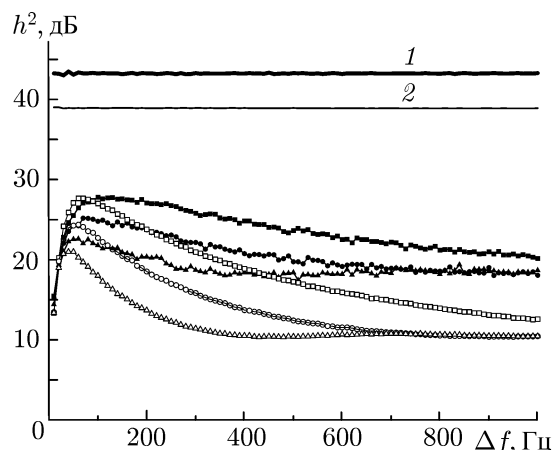
В многолучевых каналах возникают селективные по частоте замирания и ситуация значительно меняется. На рис. 2 для одних тех же параметров сигнала и помехи приведены зависимости оптимальной оценки ОСПШ h^2 от полосы Δf для хорошего, среднего и плохого каналов распространения сигнала и помехи.

Необходимо заметить, что при получении зависимости на рис. 2 время усреднения элементов корреляционной матрицы (шаг μ) определялось полосой сигнала. Выбор параметра μ в нестационарных каналах исключительно важен. Он определяется, с одной стороны, необходимым интервалом времени для выявления декорреляции сигнала и помехи¹ и должен быть много больше обратной полосы сигнала. С другой стороны, время усреднения в корреляторах должно быть меньше характерного времени изменения канала для минимизации динамической ошибки слежения. В моделировании было выбрано время усреднения, равное 10 символам сигнала (минимально необходимое при обработке смеси сигнала с имитационной помехой), что определило значение шага настройки, используемого при моделировании:

$$\mu = \pi \Delta f / (10f_d). \quad (5)$$

¹ Оценка оптимального ОСПШ (1) предполагает некоррелированность входных процессов [1].

Рис. 2. Зависимости оптимальной оценки ОСПШ от полосы сигнала и прицельной помехи, $h^2(\Delta f)$, для четырёх каналов распространения помехи и сигнала (однолучевой канал — кривая 1, хороший канал — ■, средний — ●, плохой — ▲) и зависимости коэффициента подавления помехи в квадратурном автокомпенсаторе $K_A(\Delta f)$ (однолучевой канал — кривая 2, хороший канал — □, средний — ○, плохой — △) в этих каналах



Несмотря на малую величину используемого времени усреднения, при малых значениях Δf наблюдается падение оптимальной оценки ОСПШ, что вызвано ростом динамической ошибки слежения. Из графиков на рис. 2 можно сделать следующие выводы:

1) отношение h^2 падает с увеличением полосы сигнала/прицельной помехи, что обусловлено частотно-селективными замираниями помехи в многолучевом канале и уменьшением её коррелированности на разнесённых антеннах; это не позволяет скомпенсировать все её частотные компоненты при помощи одного вектора весовых коэффициентов;

2) усиление рассеяния в канале (от хорошего канала к плохому) приводит к уменьшению ОСПШ до 20 дБ в плохом канале при $\Delta f > 300$ Гц;

3) потенциальные возможности пространственной обработки максимальны при определённой полосе сигнала; максимальный достижимый уровень ОСПШ составляет в хорошем канале 27,5 дБ при полосе сигнала от 90 до 190 Гц, 24,5 дБ в среднем канале при полосе сигнала от 60 до 120 Гц и 22,2 дБ в плохом канале при полосе сигнала от 40 до 90 Гц.

Кроме зависимостей $h^2(\Delta f)$ на рис. 2 приведены зависимости коэффициента подавления помехи, прошедшей хороший, средний и плохой каналы или однолучевой/стационарный канал в квадратурном автокомпенсаторе $K_A(\Delta f)$, позволяющие сопоставить результаты, полученные в работах [7, 8] с результатами данной работы. Видно, что оценка повышения помехозащищённости за счёт пространственной обработки на основе $K_A(\Delta f)$ в целом верно отражает влияние свойств канала, хотя для параметров сигнально-помеховой обстановки, используемых при построении рис. 2, она является заниженной. Однако при близких углах прихода сигнала и помехи величина h^2 падает (см. ниже) до значений, меньших K_A , который инвариантен к параметрам сигнала. Таким образом, для некоторого диапазона углов прихода сигнала относительно углов прихода помехи коэффициент K_A как мера эффективности пространственной обработки сигналов даёт завышенную оценку.

Для тех же параметров сигнально-помеховой обстановки и величины шага настройки μ на рис. 3 приведены результаты исследования зависимости помехоустойчивости алгоритма УХО $H^2(\Delta f)$ для трёх многолучевых, однолучевого и стационарного каналов сигнала и помехи. Из сравнения рис. 3 с рис. 2 видно, что при некоторой потере в помехоустойчивости алгоритма компенсатора УХО по сравнению с потенциальной помехоустойчивостью общий характер зависимости от полосы сигнала сохраняется: расширение полосы приводит к падению ОСПШ, возрастание рассеяния в канале (от хорошего к плохому) также снижает помехоустойчивость компенсатора УХО. Наблюдаемые максимумы в зависимостях $H^2(\Delta f)$ на 12÷15 дБ меньше максимумов в $h^2(\Delta f)$: 18 дБ в хорошем канале при полосе сигнала от 70 до 190 Гц, 17,5 дБ в среднем канале при полосе сигнала от 70 до 120 Гц и 16,5 дБ в плохом канале при полосе сигнала от 50 до 90 Гц.

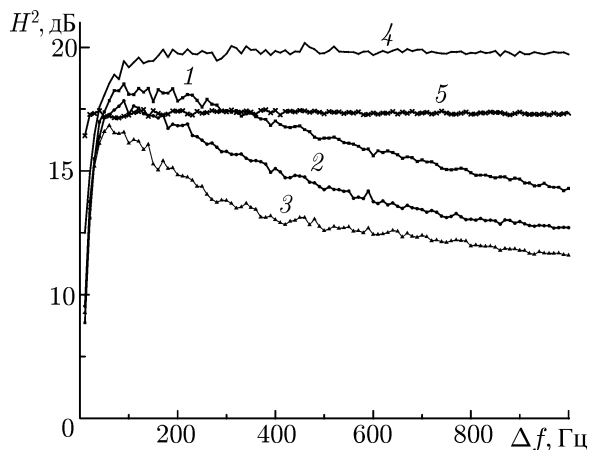


Рис. 3. Зависимость ОСПШ на выходе алгоритма УХО от полосы сигнала для пяти каналов распространения сигнала и прицельной шумовой помехи: кривая 1 соответствует хорошему каналу, 2 — среднему, 3 — плохому, 4 — однолучевому, 5 — стационарному) $\alpha_s = 90^\circ$, $\alpha_j = 0^\circ$, $\theta_{s1} = 30^\circ$, $\theta_{s2} = 60^\circ$, $\theta_{j1} = 30^\circ$, $\theta_{j2} = 60^\circ$

Помехоустойчивость компенсатора в однолучевых каналах без селективных по частоте замираний не зависит от рассеяния в канале (при доплеровском уширении 0,1, 0,5 и 1 Гц) и от полосы сигнала: падение $H^2(\Delta f)$ при малых значениях полосы сигнала в этом канале, как и в многолучевых каналах, вызвано увеличением динамической ошибки слежения. Такого падения не происходит в стационарном канале сигнала и помехи, увеличивается только дисперсия оценки H^2 при $\Delta f < 100$ Гц, что вызвано увеличением шага настройки μ . Большие значения $H^2(\Delta f)$ в однолучевых каналах с гладкими замираниями по сравнению со стационарным каналом (примерно на 2,5 дБ), по-видимому, обеспечивают адаптивные свойства компенсатора, отслеживающего некоррелируемые флуктуации уровней сигнала и помехи.

В стационарном канале сигнала без помехи достигается максимальная помехоустойчивость компенсатора УХО $H^2(\Delta f) \approx 26$ дБ, которая не зависит от полосы сигнала. Её величина полностью определяется выбранным шагом настройки μ , она может быть значительно увеличена путём уменьшения μ [9–11], однако такой компенсатор перестанет работать в флуктуирующих каналах.

6. ЗАВИСИМОСТЬ ОПТИМАЛЬНОЙ ОЦЕНКИ ОСПШ ОТ УГЛОВОГО РАЗНОСА СИГНАЛА И ПОМЕХИ

На рис. 4 приведены зависимости $h^2(\alpha_s)$, $H^2(\alpha_s)$ при $\alpha_j = 0^\circ$ для трёх многолучевых моделей канала распространения сигнала и помехи (хорошего, среднего и плохого), для однолучевых каналов сигнала и помехи (одна и та же кривая для трёх значений частотного уширения 0,1; 0,5 и 1 Гц) и для стационарного канала. Полоса сигналов составляла 200 Гц. Мощности источников сигнала и помехи равны и на 40 дБ превышают мощность шумов.

На рис. 5 приведены аналогичные зависимости $h^2(\alpha_j)$, $H^2(\alpha_j)$ при $\alpha_s = 90^\circ$.

Для стационарного канала рис. 4, 5 демонстрирует хорошо известную зависимость ОСПШ от углового разнесения сигнала и помехи с резким падением помехоустойчивости при близких углах прихода, определяющую так называемое угловое разрешение пространственной обработки. В однолучевых каналах с рассеянием минимум в этих зависимостях при $\alpha_s = \alpha_j = 0^\circ$ «замывается», что, по-видимому, обусловлено некоррелированными замираниями сигнала (и помехи) на разнесённых антеннах. В многолучевых каналах этот провал в ОСПШ при $\alpha_s \approx \alpha_j$ и понятие углового разрешения исчезает (кроме особой точки $\alpha_s = \alpha_j = 90^\circ$), что обеспечивает работоспособность алгоритмов пространственной обработки сигналов в реальных (многолучевых) декаметровых каналах даже при совпадении углов прихода сигнала и помехи. Локальные минимумы для ОСПШ в многолучевых каналах на рис. 4 обусловлены уменьшением средней разности набегов фаз сигнала

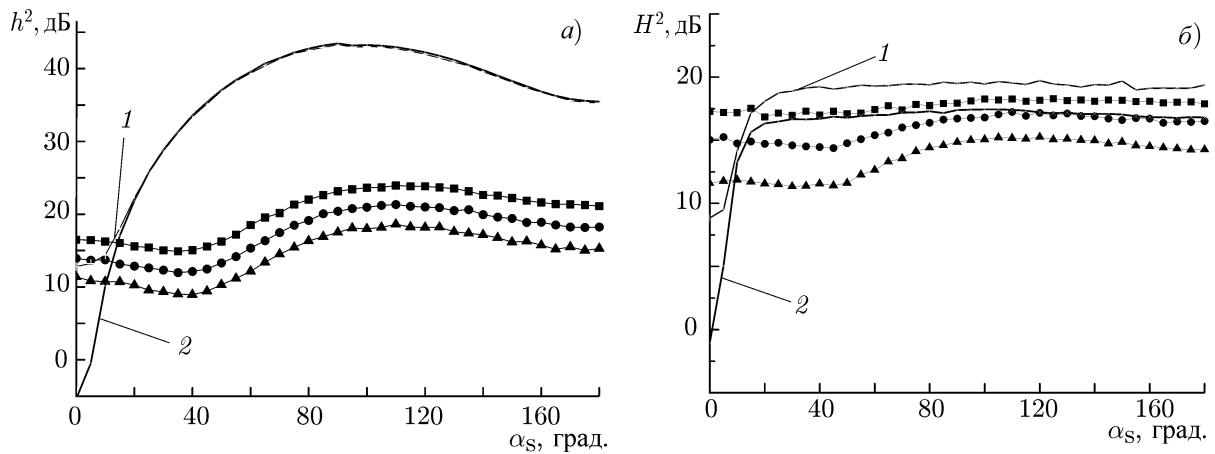


Рис. 4. Зависимость оптимальной оценки ОСПШ (а) и ОСПШ на выходе алгоритма УХО (б) от азимута сигнала в разных каналах распространения сигнала и помехи: символы ■ соответствуют хорошему каналу, ● — среднему, ▲ — плохому, кривая 1 — однолучевому, 2 — стационарному

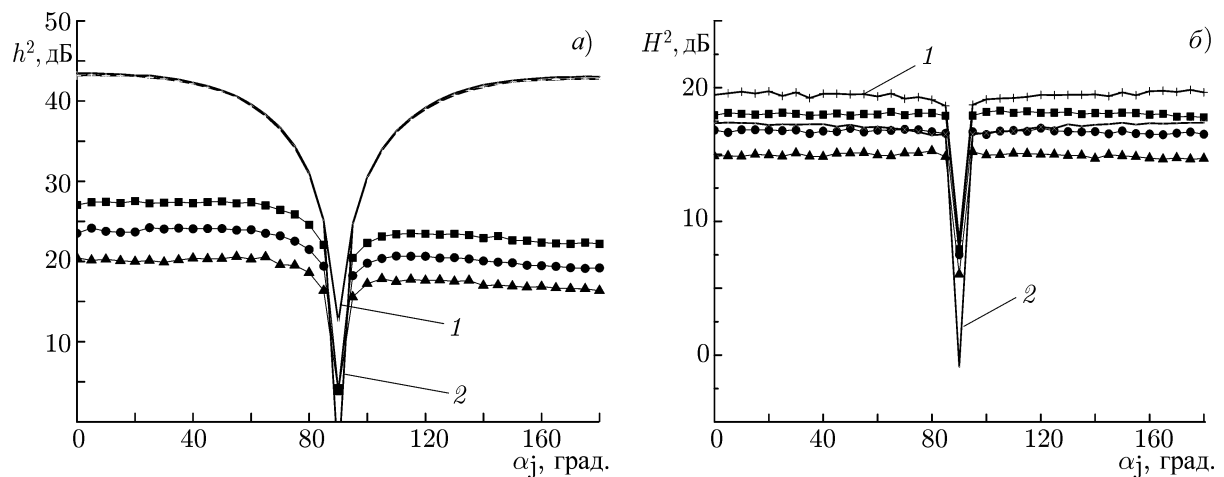


Рис. 5. Зависимость оптимальной оценки ОСПШ (а) и ОСПШ на выходе алгоритма УХО (б) от азимута помехи в разных каналах. Обозначения каналов такие же, как на рис. 4

и помехи при некотором значении азимута с учётом углов места в соответствии с формулой (4).

На рис. 6, 7 приведены двумерные зависимости $h^2(\alpha_s, \alpha_j)$, $H^2(\alpha_s, \alpha_j)$ в хорошем канале. Из этих графиков хорошо видно, что потеря пространственных различий сигнала и помехи в многолучевых каналах происходит не просто при равенстве углов их прихода, а лишь в узкой окрестности точки $\alpha_s = \alpha_j = 90^\circ$, т. е. тогда, когда обе радиоволны приходят по нормали к решётке и разницы в набегах фаз нет. При этом выигрыша в помехоустойчивости пространственная обработка не даёт. При всех прочих значениях углов прихода сигнала и помехи выигрыш по помехоустойчивости составляет $20 \div 40$ дБ по h^2 и $16 \div 20$ дБ по H^2 .

Максимальная помехоустойчивость достигается при $\alpha_s = 0^\circ$ и $\alpha_j = 90^\circ$: полезный сигнал приходит вдоль оси антенны, помеха — с ортогонального направления, и в этом случае её многолучевость минимально влияет на когерентность антенных колебаний помехи. Второй и главной причиной является то, что рэлеевские замирания многолучевого сигнала на антеннах при $\alpha_s = 0^\circ$ не коррелированы, что обеспечивает возможность его приёма по одной из ветвей при отсутствии сигнала в другой ветви.

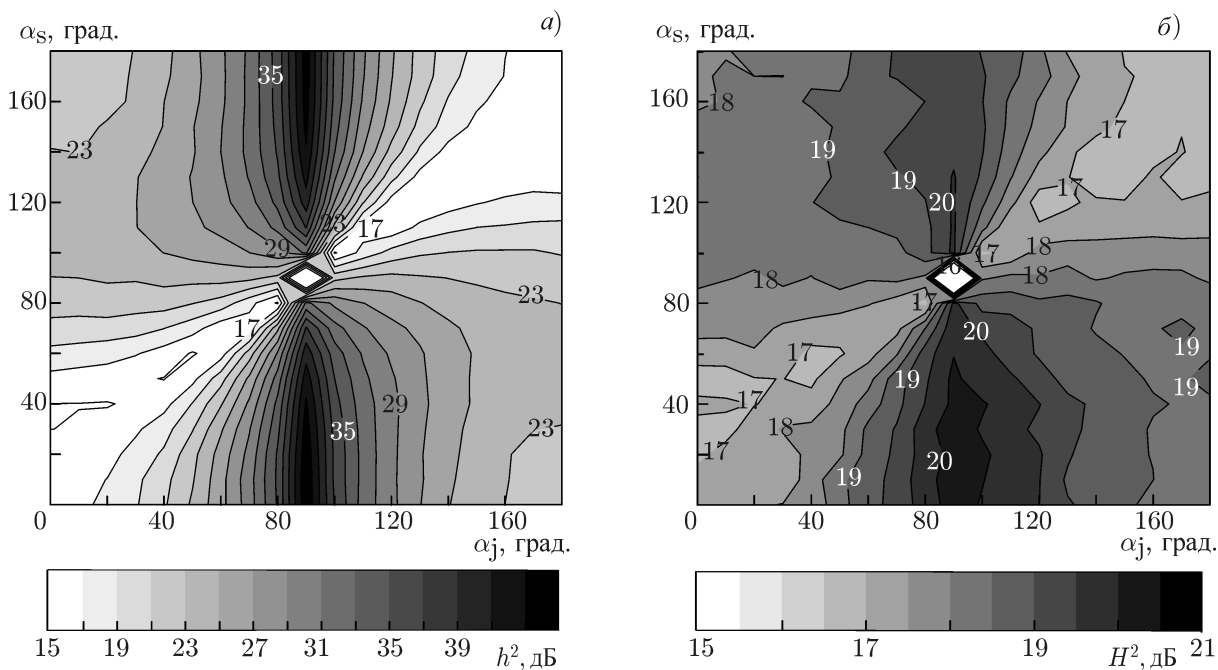


Рис. 6. Зависимость оптимальной оценки h^2 (а) и оценки H^2 (б) в хорошем канале

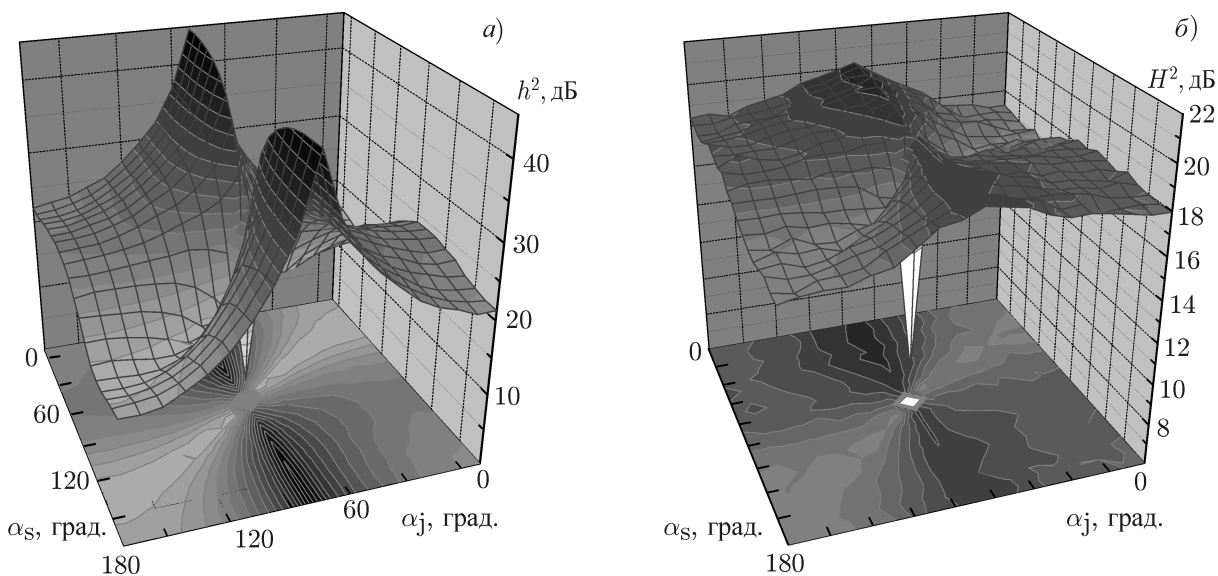


Рис. 7. То же, что на рис. 6, в трёхмерном виде

Из рис. 4б, 5б, 6б, 7б следует, что зависимость эффективности пространственного компенсатора УХО от азимутальных углов прихода сигнала и помехи выражена достаточно слабо, исключением является лишь узкая окрестность вблизи $\alpha_s = \alpha_j = 90^\circ$, т. е. когда и сигнал, и помеха приходят по нормали к апертуре антенны и полностью утрачиваются пространственные различия этих двух радиоволн. Из сравнения рис. 4–7 видно, что помехоустойчивость компенсатора УХО в зависимости от азимутального разнесения сигнала и помехи ведёт себя подобно потенциальной помехоустойчивости. Для достижения максимальной помехоустойчивости ось антенны должна быть направлена на источник сигнала, тогда в широком диапазоне азимутальных углов прихода помехи достигается выигрыш от пространственной обработки около 20 дБ. При других направ-

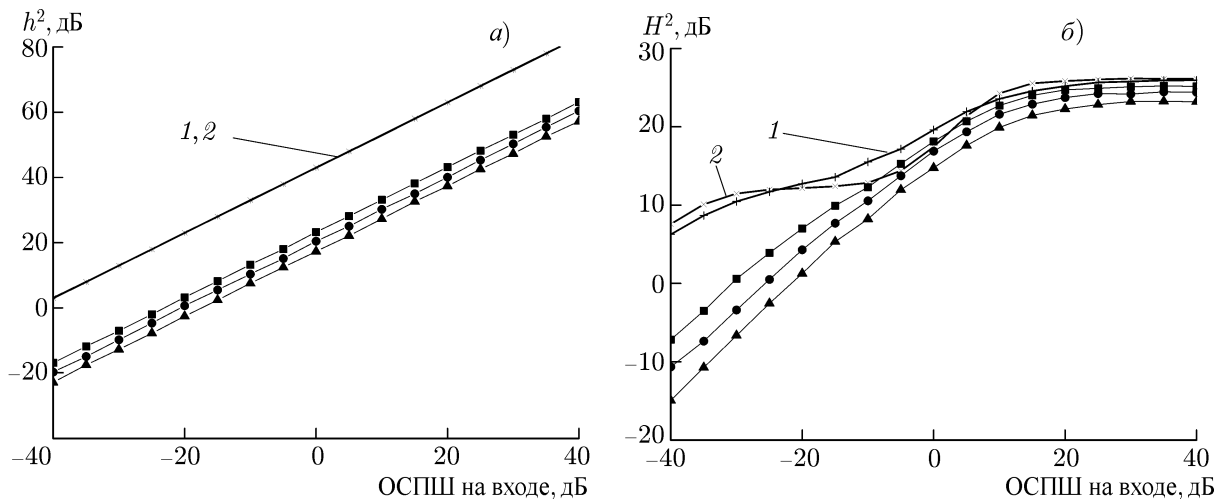


Рис. 8. Зависимость оптимальной оценки ОСПШ на выходе алгоритма пространственной обработки сигналов (а) и на выходе алгоритма УХО (б) от ОСПШ на входе в канал. Обозначения каналов такие же, как на рис. 4

лениях оси антенны, учитывая то, что на входе в канал ОСПШ составляло 0 дБ компенсатор с алгоритмом УХО в хорошем канале обеспечивает выигрыш не менее 17 дБ в широком диапазоне азимутальных углов прихода сигнальной и помеховой радиоволн за исключением узкой окрестности вблизи особой точки $\alpha_s = \alpha_j = 90^\circ$. В плохом канале этот выигрыш составляет не менее 15 дБ. Увеличение выигрыша на несколько децибел обеспечивается при сужении полосы частот сигнала до 80÷100 Гц (см. рис. 3).

Обратим внимание на то, что даже при $\alpha_s = \alpha_j \neq 90^\circ$ (на диагонали рис. 6) в многолучевом канале достигаются высокие значения ОСПШ: $h^2 > 15$ дБ, $H^2 > 15$ дБ. Именно этот факт обеспечивает возможность применения системы ММО (Multiple Input Multiple Output) для повышения скорости передачи информации в декаметровом диапазоне [12].

7. ЗАВИСИМОСТЬ ОПТИМАЛЬНОЙ ОЦЕНКИ ОСПШ ОТ МОЩНОСТИ ПОМЕХИ

Согласно выражению (1), ОСПШ h^2 на выходе канала линейно растёт с увеличением уровня сигнала или ОСПШ на входе канала. Полученная с помощью моделирования зависимость h^2 от входного ОСПШ приведена на рис. 8а для трёх многолучевых каналов распространения сигнала и помехи и четырёх однолучевых — с рассеянием 0,1; 0,5 и 1 Гц, и без рассеяния (стационарный канал). Азимут сигнала составлял 90° , азимут помехи был равен 0° , полоса сигнала и помехи 200 Гц. Зависимости h^2 для трёх однолучевых и стационарного каналов совпадают, выигрыш за счёт обработки (разница между ОСПШ на выходе и ОСПШ на входе) составляет 43 дБ. В многолучевых каналах этот выигрыш падает до 23÷24 дБ в хорошем канале, 20÷21 дБ в среднем канале и 17÷18 дБ в плохом канале.

Зависимость ОСПШ H^2 на выходе компенсатора от входного ОСПШ приведена на рис. 8б. Наблюдаемое ограничение линейного роста H^2 обусловлено конечным временем усреднения в корреляторах алгоритма УХО, т. е. «дрожанием» весовых коэффициентов. Обращает на себя внимание возрастание выигрыша адаптивной обработки с уменьшением полезного сигнала на входе: при слабом сигнале (ОСПШ = -20 дБ на входе канала) выигрыш от пространственной обработки достаточно большой и составляет 22÷30 дБ.

Характеристики помехоустойчивости в устройстве пространственной обработки сигналов для сигнала с другим типом угловой модуляции — сигнала с частотной телеграфией (ЧТ) — идентичны приведённым выше для ОФТ-сигнала. Так, для сигнала ЧТ-100 (разнесение поднесущих 100 Гц) со скоростью 50 бод, имеющего полосу частот близкую к ОФТ-сигналу, ОСПШ на выходе компенсатора уменьшается на 1 дБ по сравнению с ОСПШ для ОФТ-сигнала при полном повторении всех приведённых выше зависимостей.

7. ОРГАНИЗАЦИЯ РАДИОСВЯЗИ С ПОВЫШЕННОЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬЮ В МНОГОЛУЧЕВЫХ КАНАЛАХ

Приведённые выше характеристики помехоустойчивости (h^2 или H^2) необходимо понимать в смысле их средних значений по интервалу измерений ($T = 100$ с). Мгновенные значения ОСПШ на выходе устройства пространственной обработки сигналов испытывают случайные флуктуации, обусловленные многолучевостью каналов распространения сигнала и помехи. На рис. 9 приведены зависимости $H^2(t)$, $J_1(t)$, $J_2(t)$, $S_1(t)$, $S_2(t)$, где $J_i(t)$, $S_i(t)$, $i = 1, 2$, — амплитуды шумовой помехи и сигнала с частотной телеграфией на двух приёмных антеннах соответственно. Отношение сигнала к сумме помехи и шума на входе в многолучевый хороший канал составляло -20 дБ, $\alpha_s = 30^\circ$, $\alpha_j = 120^\circ$, $\theta_{s1} = 30^\circ$, $\theta_{s2} = 60^\circ$, $\theta_{j1} = 30^\circ$, $\theta_{j2} = 60^\circ$. На осциллограммах амплитуд сигнала и помехи видны сильные флуктуации, приводящие к флуктуациям ОСПШ на выходе компенсатора. При среднем значении ОСПШ на выходе $H^2 = 10,1$ дБ, что вполне достаточно для приёма сигнала с заданной вероятностью ошибки на бит p (например, $p < 0,02$) наблюдаются глубокие провалы мгновенных значений H^2 , в которых приём будет осуществляться с неприемлемым качеством. Решить эту проблему можно с помощью хорошо известных методов кодирования с обнаружением ошибок в совокупности с пакетным способом передачи информации: данные передаются короткими блоками с длительностью, меньшей характерного времени «замирания» H^2 , с перезапросом неверно принятых блоков. Применение пакетной передачи данных вместе с пространственной обработкой сигналов обеспечивает помехоустойчивую связь при наличии прицельных помех в многолучевых каналах радиосвязи.

ВЫВОДЫ

Результаты модельных экспериментов, приведённые выше, показывают, что помехоустойчивость устройств с пространственной обработкой сигнала в многолучевых каналах оказывается значительно ниже их помехоустойчивости в стационарных каналах. Тем не менее, потенциальная эффективность этих устройств остаётся достаточно высокой и они обеспечивают обмен данными с заданной надёжностью в условиях воздействия мощных помех в нестационарных многолучевых декаметровых радиоканалах. В зависимости от рассеяния в канале, полосы частот полезного сигнала, углов прихода сигнала и помехи и соотношения мощности сигнала и помехи на входе адаптивного приёмного устройства максимальный достигаемый выигрыш оптимального алгоритма может превышать 40 дБ, выигрыш субоптимального алгоритма типа УХО примерно на 20 дБ меньше.

При построении помехозащищённой системы связи с пространственной обработкой сигнала необходимо учитывать отмеченные выше особенности, а именно:

1) выбирать оптимальную полосу частот сигнала (около 100 Гц), составляя из таких субканалов с пространственной обработкой сигнала в каждом из них многотоновый групповой сигнал с необходимой полосой частот;

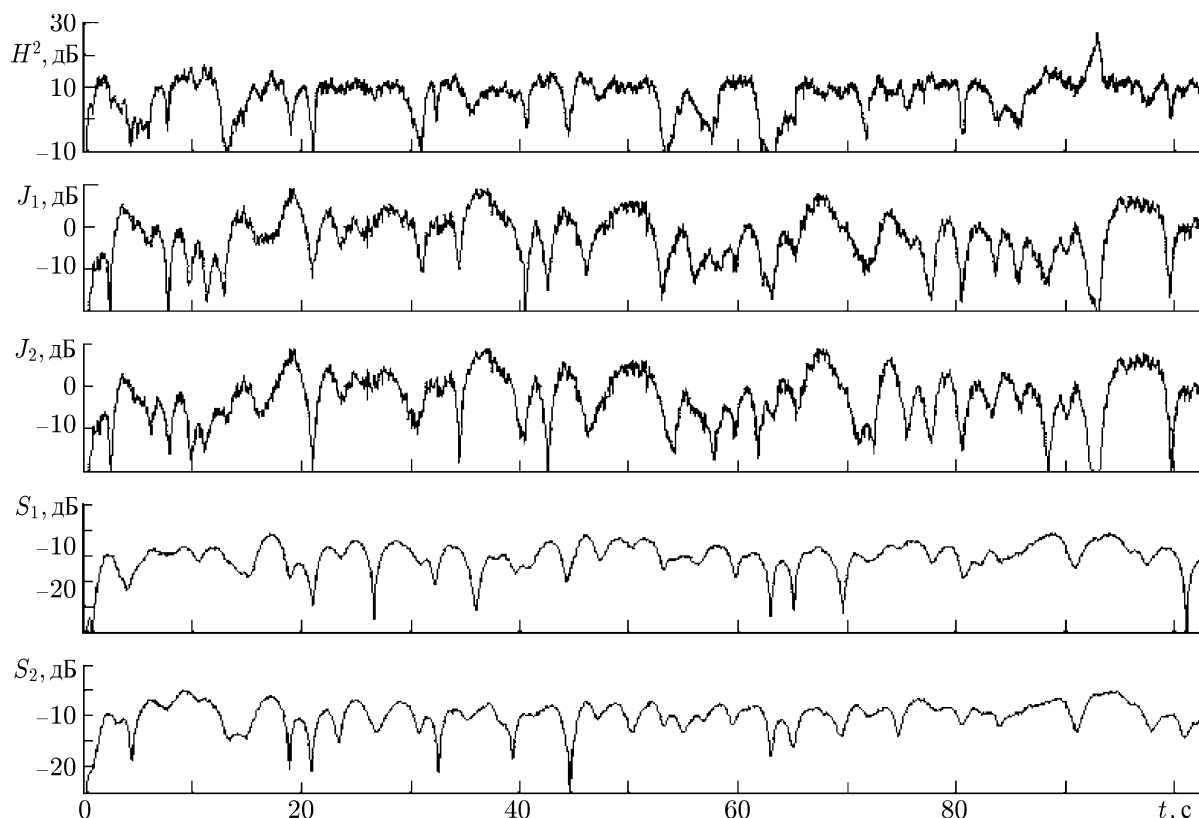


Рис. 9. Осциллограммы мгновенных значений ОСПШ на выходе алгоритма УХО и амплитуд помехи и сигнала на двух разнесённых антеннах

2) при известном источнике полезного сигнала ось адаптивной антенной решётки направлять на него (это возможно лишь для некоторых магистральных стационарных радиолиний);

3) использовать принципы пакетной системы радиосвязи.

В системе декаметрового диапазона, построенной с учётом изложенных принципов, реализуется в максимальной степени пространственный ресурс радиолиний и обеспечивается приемлемая помехоустойчивость в флуктуирующих каналах радиосвязи при наличии многолучевых прицельных помех.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решётки. Введение в теорию. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
2. Белоусов Е. Л., Валов В. А., Кабаев Д. В., Метелёв С. А. // Труды XII междунар. научно-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 18–20 апреля 2006. Т. 1. С. 300.
3. Метелёв С. А., Валов В. А., Кабаев Д. В. и др. // Телекоммуникации. 2004. № 1. С. 23.
4. Метелёв С. А., Ахметов В. Н., Валов В. А. и др. // Радиотехника. 2001. № 9. С. 11.
5. Метелёв С. А., Волкова Е. Н. // Труды IX междунар. научно-техн. конф. «Радиолокация, навигация и связь». Воронеж, 22–24 апреля 2003. Т. 2. С. 804.
6. Метелёв С. А., Волкова Е. Н. // Труды IX междунар. научно-техн. конф. «Радиолокация, навигация и связь». Воронеж, 22–24 апреля 2003. Т. 2. С. 814.
7. Метелёв С. А. // Изв. вузов. Радиофизика. 2012. Т. 55, № 4. С. 266.
8. Метелёв С. А., Львов А. В. // Изв. вузов. Радиофизика. 2015. Т. 58, № 2. С. 100.

9. Метелёв С. А., Шишкин Ю. В. // Изв. вузов. Радиофизика. 1997. Т. 40, № 3. С. 378.
10. Метелёв С. А. // Изв. вузов. Радиофизика. 2000. Т. 43, № 3. С. 250.
11. Метелёв С. А., Шишкин Ю. В. // Изв. вузов. Радиофизика. 2000. Т. 43, № 2. С. 130.
12. Метелёв С. А. // Изв. вузов. Радиофизика. 2014. Т. 57, № 4. С. 333.

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. I. DECAMETER RANGE**

S. A. Metelev and A. V. Lvov

We propose a method for estimating potential interference immunity of radio reception in the multipath radio-communication channels. Using this method for the modified Watterson model of the decameter radio channel, we study the achievable interference immunity of the devices with the spatial processing of signals.