

УДК 621.396+621.391.82

МОДЕЛЬ АВИАЦИОННОГО КАНАЛА РАДИОСВЯЗИ В МЕТРОВОМ И ДЕЦИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНАХ ДЛИН ВОЛН ДЛЯ АДАПТИВНОГО ПРОСТРАНСТВЕННО-РАЗНЕСЁННОГО ПРИЁМА

*С. А. Метелёв**, *А. В. Львов*

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

В статье предлагается модель формирования сигналов с разнесённых антенн метрового и дециметрового диапазонов длин волн для авиационного канала радиосвязи. С её помощью определены потенциальные возможности пространственных компенсаторов помех в многолучёвом авиационном канале связи.

ВВЕДЕНИЕ

Повышение помехоустойчивости приёма радиосигналов в условиях случайных и преднамеренных помех можно обеспечить за счёт использования пространственного ресурса радиолиний — пространственного разнесения источников полезного сигнала и помех, приводящего к различиям в углах прихода полезной и помеховой радиоволн в точку приёма. Такие различия можно использовать для пространственного подавления помехового излучения. Пространственный режекторный фильтр строится при помощи антенной решётки с разнесёнными в пространстве антенными элементами, в котором взвешенное суммирование антенных колебаний осуществляется таким образом, чтобы полезный сигнал в парциальных антенных колебаниях складывался, а помеховые колебания вычитались. Таким образом осуществляется пространственная компенсация помехи [1].

Вследствие вариаций во времени углов прихода радиоволн за счёт изменений параметров каналов распространения или движения мобильных объектов, такое сложение сигналов должно осуществляться адаптивным образом, учитывающим изменения в сигнально-помеховой обстановке. Устройства, использующие пространственный ресурс радиолиний, получили название адаптивных пространственных компенсаторов помех, адаптивных антенных решёток или адаптивных антенных систем. На языке диаграмм направленности антенной системы адаптивную компенсацию помех можно представить как формирование нулей в направлении углов прихода помеховых радиоволн с сохранением конечного коэффициента усиления в направлении прихода полезного сигнала.

В теории пространственно-временной обработки сигналов предполагается, что существует, во-первых, ненулевой фазовый сдвиг между сигналом и помехой и/или разное отношение их амплитуд в разнесённых антеннах (что является проявлением азимутального или поляризационного разделения их источников) и, во-вторых, коррелированность колебаний сигнала и помехи, принятых разными антенными элементами. Только при выполнении этих двух условий открывается возможность применить алгоритмы обработки, использующие разные критерии для анализа сигнала и помехи и дополнительную априорную информацию о них. Именно эти параметры колебаний, принимаемых разнесёнными антеннами, определяют коэффициент подавления помех и выигрыш в помехозащищённости за счёт пространственно-временной обработки сигналов.

* metelev55@mail.ru

Степень коррелированности колебаний помехи определяется степенью когерентности помеховой радиоволны в разнесённых точках приёма и, в конечном счёте, свойствами физического канала распространения радиоволн.

Таким образом, оценка эффективности применения пространственно-временной обработки сигналов для повышения помехоустойчивости радиолиний (в частности, на борту летательного аппарата) основывается на модели авиационного радиоканала, адекватно учитывающей особенности распространения радиоволн на трассах «земля—борт», «борт—борт». Такая модель канала связи в декаметровом диапазоне длин волн, предложенная в [2], основывается на модели Ватерсона многолучёвого распространения радиоволн при их отражении от ионосферы и учитывает пространственное разнесение приёмных антенн. В работе [2] с помощью данной модели показано, что эффективность компенсации помех в декаметровом диапазоне длин волн методами пространственно-временной обработки сигналов при узкополосном приёме достаточно высока (25÷30 дБ), а при расширении полосы частот приёмного устройства подавление помехи резко падает (до 10÷12 дБ). Полученные результаты хорошо согласуются с экспериментальными данными и могут быть использованы для авиационного радиоканала в декаметровом диапазоне длин волн.

Проблема оценки эффективности компенсаторов помех актуальна и для метрового, и дециметрового диапазонов длин волн, в которых свойства физического канала распространения радиоволн значительно отличаются от свойств ионосферного канала распространения декаметровых волн. Решению этой проблемы построения адекватной модели радиоканала в метровом и дециметровом диапазонах длин волн для авиационной связи и оценки эффективности пространственной обработки сигналов в ней посвящена данная работа.

1. МОДЕЛЬ АВИАЦИОННОГО РАДИОКАНАЛА МЕТРОВОГО И ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНОВ ДЛИН ВОЛН. ОДИНОЧНЫЙ ПРИЁМ

Авиационный радиоканал метрового и дециметрового диапазонов длин волн является каналом с многолучёвым распространением, в котором, наряду с прямым лучом, присутствуют отражённые (рассеянные) лучи. Этот канал характеризуется доплеровскими сдвигами частот и задержками каждого из лучей. Свойства такого авиационного канала в случае приёма сигнала одиночной антенной хорошо известны [3–6], полный обзор работ по моделям радиоканала метрового и дециметрового диапазонов длин волн представлен в [7]. В данном разделе работы при описании этого канала мы в основном будем следовать публикациям [3–6].

Для описания модели авиационного канала на трассах «земля—борт» и «борт—борт» привлекаются детерминистическая модель крупномасштабных вариаций средней мощности сигнала, обусловленных интерференцией прямого и отражённого от земли лучей, и стохастическая модель мелкомасштабных флуктуаций амплитуды и фазы сигнала около их средних значений [6]. Импульсный отклик канала распространения радиоволны описывается суммой импульсных откликов для крупномасштабных вариаций и мелкомасштабных флуктуаций канала:

$$h^{\Sigma}(\tau, t) = h^{\text{LS}}(\tau, t) + h^{\text{SS}}(\tau, t). \quad (1)$$

Первое слагаемое описывает распространение сигнала в виде прямого (индекс D) и отражённого от земли (индекс R) лучей:

$$h^{\text{LS}}(\tau, t) = a_{\text{D}}(t) \exp(j 2\pi f_{\text{D}} t) \delta(\tau - \tau_{\text{D}}) + a_{\text{R}}(t) \exp(j 2\pi f_{\text{R}} t) \delta(\tau - \tau_{\text{R}}). \quad (2)$$

Коэффициент отражения от земли равен 0,7÷0,9 [8], что определяет близость амплитуд a_{D} и a_{R} . Задержки τ_{D} и τ_{R} и доплеровские сдвиги определяются геометрией трассы [8], и, в це-

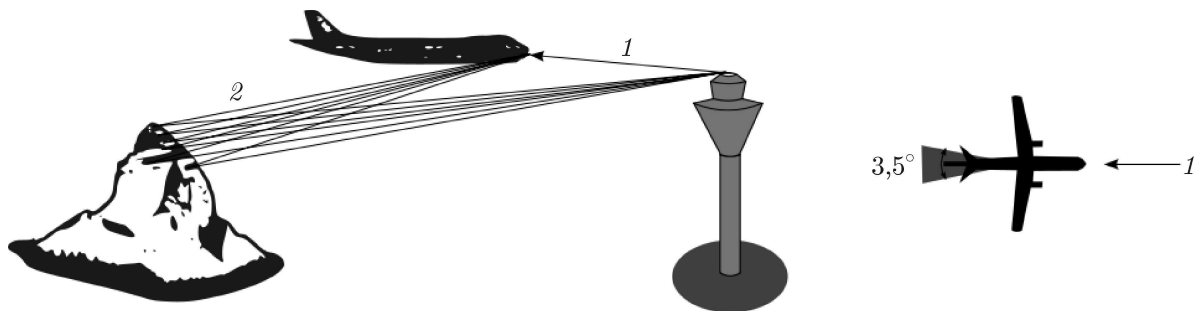


Рис. 1. Многолучёвое распространение радиоволн для сценария «полёт» [5]: 1 — прямой луч, 2 — рассеянные лучи

лом, сложение сигналов от этих двух лучей приводит к крупномасштабным интерференционным замираниям сигнала в зависимости от длины трассы.

В качестве первого приближения рассмотрим трассы с максимальной протяжённостью (порядка 300 км для линий «земля—борт» и порядка 600 км для линий «борт—борт»), на которых радиолинии являются наиболее уязвимыми для преднамеренных помех. На таких трассах прямой и отражённый от земли лучи будут приходить примерно с одного направления, иметь близкие доплеровские сдвиги частоты и времена задержки. Это позволяет представить импульсный отклик канала $h^{LS}(\tau, t)$ в виде одного слагаемого $a \exp(j 2\pi f_{D \text{ LOS}} t)$ и в рамках такого приближения выявить основные закономерности пространственной компенсации помех.

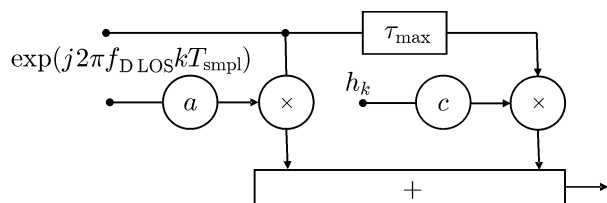


Рис. 2. Обобщённая «2-лучевая» модель авиационного канала в дискретном виде, $f_{D \text{ LOS}}$ — доплеровский сдвиг частоты прямого луча, T_{smpl} — период дискретизации, k — номер отсчёта, h_k — импульсный отклик стохастического, стационарного в широком смысле канала с некогерентным рассеянием, a и c — нормировочные коэффициенты [3]

$\leq f_D \leq f_{D \text{ max}}$, где сдвиг $f_{D \text{ max}} = v f_0 / c$ пропорционален несущей частоте f_0 и скорости летательного аппарата v , c — скорость света. Предполагается, что доплеровские спектры и спектры по задержке независимы, т. е. $P_s(\tau, f_D) = P_s(\tau) P_s(f_D)$. Основываясь на этом предположении, достаточно определить одномерные спектры мощности по доплеровскому смещению частоты и задержке и соответствующие им одномерные функции распределения $p(f_D)$ и $p(\tau)$.

В работе [3] предложен класс моделей авиационного канала связи, описывающих сценарии путей распространения радиосигнала в условиях парковки/рулёжки, взлёта/посадки и движения по маршруту (в полёте) для радиолиний «земля—борт» и «борт—борт». Эти модели отличаются друг от друга параметрами функции рассеяния τ_{max} и $f_{D \text{ max}}$, что является следствием различий в окружающей обстановке и скорости движения борта. В данной работе мы сосредоточимся на модели канала «полёт», которая наиболее важна при практическом применении компенсаторов преднамеренных помех. С другой стороны, полученные ниже результаты несложно использовать

Диффузную компоненту излучения в многолучевом радиоканале описывает стохастическая, стационарная в широком смысле модель канала с некогерентным рассеянием Эта модель полностью определяется двумерным спектром мощности $P_s(\tau, f_D)$ на плоскости задержка—доплеровский сдвиг частоты, называемым функцией рассеяния. Функция рассеяния пропорциональна двумерной плотности вероятности $p(\tau, f_D)$ доплеровского сдвига частоты лучей и задержки: $P_s(\tau, f_D) \propto p(\tau, f_D)$. По определению, задержка $\tau = 0$ соответствует прямому лучу. Следовательно, в данном случае $\tau \geq 0$. Доплеровские сдвиги частоты распределены в интервале $-f_{D \text{ max}} \leq$

Таблица 1. Типичные значения фактора Райса на разных фазах полёта

Фаза полёта	Диапазон дальностей связи, км	Фактор Райса K , дБ
парковка	0,0 ÷ 0,21	≤ 0
рулёжка	0,21 ÷ 2,1	0 ÷ 7
взлёт/посадка	2,1 ÷ 20	≈ 10
полёт по маршруту	20 ÷ 300	≈ 15

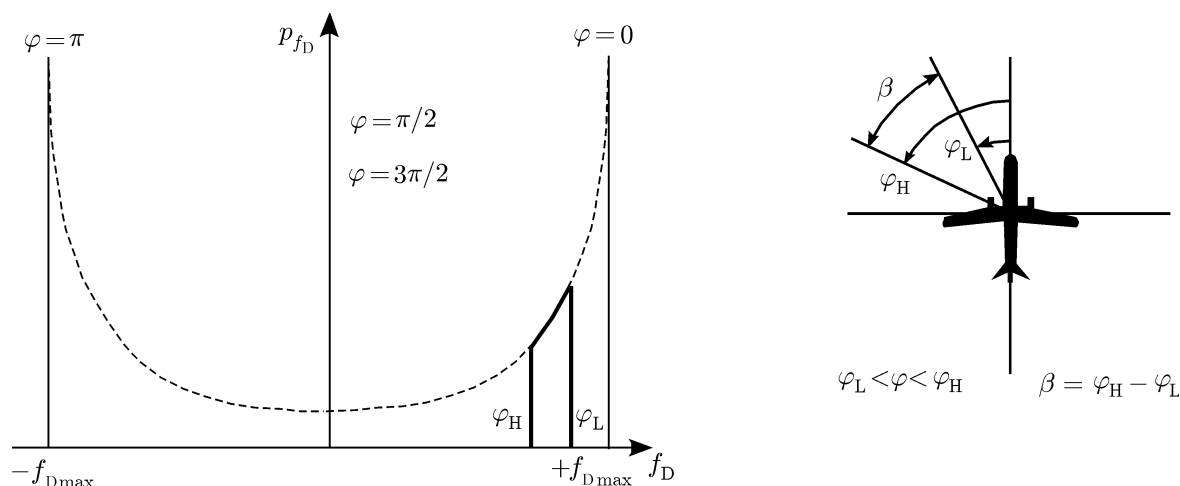


Рис. 3. Доплеровский спектр мощности для анизотропного двумерного рассеяния [3]

для иных реализаций авиационного канала.

Сценарий «полёт» описывает каналы связи «земля–борт» и «борт–борт», которые обычно состоят из прямого луча и группы рассеянных лучей (рис. 1). Поэтому такой канал может быть представлен в обобщённом виде как «двухлучёвый» канал (рис. 2).

В этой модели прямой луч описывается постоянным процессом, а диффузная компонента — рэлеевским процессом. Райсовский фактор K (см. ниже) примерно равен 2 ÷ 20 дБ, наихудший случай соответствует $K \approx 2$ дБ, обычный случай — $K \approx 15$ дБ. Типичные значения K для разных фаз полёта сведены в табл. 1 [4].

Сценарий «полёт» характеризуется быстрыми замираниями. Для радиолиний «земля–борт» принимается, что скорость самолёта $v_{\max} = 440$ м/с, для радиолиний «борт–борт» $v_{\max} = 620$ м/с. Соответствующие доплеровские сдвиги частот $f_{D\max}$ для $f_0 = 137$ МГц равны 200 Гц и 280 Гц.

Рассеянные компоненты излучения обычно распределены неизотропно, т. е. угловая ширина рассеянных компонент меньше 360° . В работе [9] показано, что угловая ширина β рассеянных лучей равна $3,5^\circ$, и получен соответствующий ей доплеровский спектр в предположении равномерного распределения рассеянных компонент внутри общего луча (рис. 3).

Угловая ширина луча зависит от расстояния между передатчиком и приёмником и увеличивается с уменьшением этого расстояния. В наихудшем случае (с точки зрения доплеровского сдвига частот) направление прямого луча совпадает с направлением полёта и $\varphi = 0^\circ$, а рассеянные лучи приходят с обратного направления $\varphi = 180^\circ$. При этом доплеровский сдвиг прямого луча является максимальным положительным сдвигом $f_{D\text{LOS}} = f_{D\max}$, а доплеровский сдвиг рассеянной компоненты определяет нижнюю границу доплеровского спектра $-f_{D\max}$. Этот случай иллюстрирует рис. 4.

Наибольшие задержки эхо-сигналов для линий «земля–борт» составляют 200 мкс (соответ-

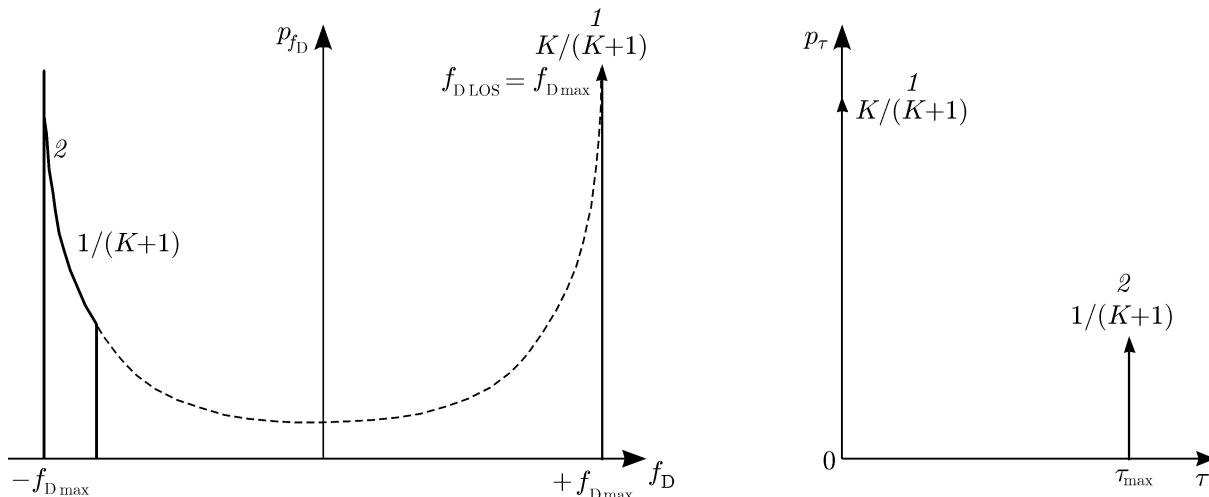


Рис. 4. Доплеровские спектры (панель *a*; $f_{D \max} = 200$ Гц в режиме «земля–борт», $f_{D \max} = 280$ Гц, в режиме «борт–борт») и спектры задержек (панель *b*; $\tau_{\max} = 33$ мкс, в режиме «земля–борт», $\tau_{\max} = 66$ мкс, в режиме «борт–борт», $K = 15$ дБ) для прямой (1) и рассеянных (2) компонент при заданных параметрах [3]. Здесь $K/(K + 1)$ – мощность прямого луча, $1/(K + 1)$ – мощность рассеянной компоненты райсовского процесса

ствующая разность геометрических путей $\Delta r = 60$ км), для линий «борт–борт» – 1 мс ($\Delta r = 300$ км) и более [3]. В том случае, когда имеется один выраженный отражатель, а высота полёта равна H , простой геометрический анализ показывает, что временная задержка не превышает $\Delta \tau_{\max} \approx H/c$ для линий «земля–борт» и $\Delta \tau_{\max} \approx 2H/c$ для линий «борт–борт». Предполагая типичную высоту полёта $H = 10$ км, получаем $\tau_{\max} \approx 33$ мкс для линий «земля–борт» и $\tau_{\max} \approx 66$ мкс для линий «борт–борт». Эти значения в дальнейшем будут приниматься за типичные.

Изменяющийся во времени импульсный отклик стохастического, стационарного в широком смысле канала с некогерентным рассеянием может быть записан в виде

$$h(\tau, t) = \lim_{N \rightarrow \infty} \left\{ \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N \exp[j(\theta_n + 2\pi f_{Dn} t)] \delta(\tau - \tau_n) \right\}. \tag{3}$$

Случайные величины θ_n ($0 \leq \theta_n \leq 2\pi$), f_{Dn} ($-f_{D \max} < f_{Dn} < f_{D \max}$) и τ_n ($0 \leq \tau_n \leq \tau_{\max}$) имеют соответствующие независимые функции распределения. Случайная фаза распределена равномерно с плотностью вероятности $p(\theta_n) = 1/(2\pi)$.

Как обсуждалось в работе [10], случайные величины f_{Dn} и τ_n могут быть получены из случайной величины $u_n \in (0, 1)$, имеющей равномерное распределение, при помощи функционального преобразования

$$v_n = g_v(u_n) = p_v^{-1}(u_n), \quad 1 \leq n \leq N, \tag{4}$$

где величина v_n равна f_{Dn} или τ_n , а g_v – нелинейная функция, обратная функции распределения.

Примером доплеровского спектра, возникающего при изотропном рассеянии, является спектр Джейкса (рис. 3, 4):

$$p_{f_D}(f_D) = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_{D \max} \sqrt{1 - (f_D/f_{D \max})^2}}, & |f_D| \leq f_{D \max}; \\ 0, & |f_D| > f_{D \max}. \end{cases} \tag{5}$$

Подставляем его в формулу (4), получаем

$$f_{Dn} = g_v(u_n) = f_{D \max} \cos(\pi u_n). \tag{6}$$

При рассеянии в конечном угловом интервале $\varphi_L < \varphi < \varphi_H$

$$f_{Dn} = g_v(u_n) = f_{D\max} \cos[\varphi_L + (\varphi_H - \varphi_L) u_n]. \quad (7)$$

Спектр задержек в авиационном канале моделируется случайной величиной с односторонним экспоненциальным распределением

$$p_\tau(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{\tau_{\text{slope}} [1 - \exp(-\tau/\tau_{\text{slope}})]}, & 0 < \tau \leq \tau_{\text{max}}; \\ 0, & \tau > \tau_{\text{max}}, \end{cases} \quad (8)$$

где $1/\tau_{\text{slope}}$ — наклон. Из формулы (4) получим

$$\tau_n = g_\tau(u_n) = -\tau_{\text{slope}} \ln\{1 - u_n [1 - \exp(-\tau_{\text{max}}/\tau_{\text{slope}})]\} \approx -\tau_{\text{slope}} \ln(1 - u_n) \quad (9)$$

при $\tau_{\text{max}} \gg \tau_{\text{slope}}$.

Интуитивно понятно, что импульсный отклик (3) есть некогерентная суперпозиция N эхосигналов со своими случайными фазами, случайными задержками и случайными доплеровскими сдвигами. В соответствии с центральной предельной теоремой (при $N > 6$) суперпозиция $h(\tau, t)$ является комплексным гауссовым процессом с рэлеевским распределением его амплитуды. Импульсный отклик (3) в общем случае описывает селективные по частоте замирания, а в отсутствие задержек между лучами ($\tau_n = 0$) даёт общие (гладкие) замирания.

Райсовский канал формируется путём добавления к отклику (3) сигнала прямого луча $a \exp(j 2\pi f_{D\text{LOS}} t)$, и в дискретной форме отклик такого канала имеет вид

$$h_k^{\text{Rice}} = a \exp(j 2\pi f_{D\text{LOS}} k T_{\text{smp}}) + c \lim_{N \rightarrow \infty} \left\{ \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N \exp[(j(\theta_n + 2\pi f_{Dn} k T_{\text{smp}}))] \delta(\tau - \tau_n) \right\}, \quad (10)$$

где T_{smp} — величина, обратная частоте дискретизации.

Квадратурные компоненты рассеянных сигналов имеют нулевое среднее значение, дисперсия равна c^2 . Так называемый фактор Райса определяется формулой

$$K = a^2/c^2, \text{ или } K = 10 \log(a^2/c^2) \text{ дБ}. \quad (11)$$

Потребовав единичное математическое ожидание $E(|h_k^{\text{Rice}}|^2) = a^2 + c^2 = 1$, получим нормировочные коэффициенты в виде функций от фактора Райса:

$$a = \sqrt{K/(K+1)}, \quad c = 1/\sqrt{K+1}.$$

При $K = 0$ получаем $a = 0$, $c = 1$ и рэлеевские замирания, в пределе $K \rightarrow \infty$ имеем $a = 1$, $c = 0$ и канал с аддитивным белым гауссовским шумом.

2. МОДЕЛЬ АВИАЦИОННОГО РАДИОКАНАЛА МЕТРОВОГО И ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНОВ ДЛИН ВОЛН. РАЗНЕСЁННЫЙ ПРИЁМ

Предположим, что на борту летательного аппарата установлена антенная решётка с эквидистантным размещением M идентичных антенных элементов с шагом d , нормаль к антенной решётке совпадает с направлением полёта. Каждый из антенных элементов обладает изотропной по азимуту и углу места диаграммой направленности.

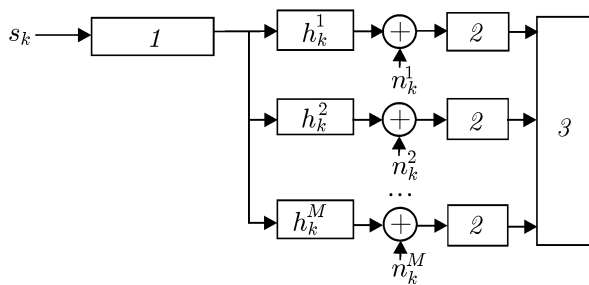


Рис. 5. Имитационная модель дискретного авиационного радиоканала метрового и дециметрового диапазонов длин волн с пространственно разнесённым приёмом: n_k^m — аддитивный белый гауссовский шум ($m = 1, 2, \dots, M$), 1 — формирующий фильтр передатчика, 2 — приёмный фильтр, 3 — адаптивный пространственный компенсатор помехи

Для описания приёма сигнала (помехи) на разнесённые антенны привлекается рассмотренная выше райсовская модель канала с рассеянием (10), дополненная импульсными откликами дополнительных каналов приёма по числу разнесённых антенн. Каждый n -й луч сигнала, принимаемого m -й антенной ($m = 1, \dots, M$) будет иметь дополнительный фазовый сдвиг $\Delta\phi_{mn} = 2\pi(m-1)d\sin(\varphi_n)/\lambda$ относительно первой антенны, определяемый в двумерном случае шагом решётки d и азимутальным углом лучей $\varphi_n \in (\varphi_L, \varphi_H)$, который является случайной величиной с равномерным распределением. Прямой луч также имеет разность набега фаз $\Delta\phi_{m\text{LOS}} = 2\pi \times (m-1)d\sin(\varphi_{\text{LOS}})/\lambda$ на антенных элементах, определяемую его азимутальным углом φ_{LOS} .

$$h_k^m = a \exp[j(\Delta\phi_{m\text{LOS}} + 2\pi f_{\text{DLOS}}kT_{\text{smp}})] + c \lim_{N \rightarrow \infty} \left\{ \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N \exp[j(\theta_n + \Delta\phi_{mn} + 2\pi f_{\text{D}n}kT_{\text{smp}})] \delta(\tau - \tau_n) \right\}. \quad (12)$$

Модель (12) с учётом выражений(7) и (9) позволяет провести необходимые оценки потенциальной помехоустойчивости канала связи с пространственно-временной обработкой сигналов в условиях прицельных или случайных помех. Структура имитационной модели канала радиосвязи, включающая в себя модель M физических каналов с пространственно-разнесённым приёмом (12) и адаптивный пространственный компенсатор помех, приведена на рис. 5.

Методика такой оценки изложена в работах [2, 11] и заключается в исследовании коэффициента подавления прошедшей через авиационный канал связи (12) помехи в автокомпенсаторе в отсутствие полезного сигнала. В качестве прицельной помехи, согласованной по спектру частот с полосой полезного сигнала, можно выбрать имитационную помеху, имеющую тот же закон манипуляции, что и полезный сигнал. Частота дискретизации антенного колебания T_{smp}^{-1} выбирается в несколько раз большей символьной скорости T_s^{-1} : $T_{\text{smp}} = T_s/N_{\text{over}}$, где N_{over} — параметр увеличения дискретизации.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Рассматриваемые сигналы моделировались в среде Simulink пакета Matlab, имеющего готовые блоки фильтров (в том числе гауссовского), генераторов и модуляторов различных сигналов и другие необходимые составные части модели, а также развитые средства графического представления сигналов: осциллоскопы, спектральные анализаторы, цифровые дисплеи и пр. Для выявления потенциальных возможностей пространственной компенсации помех в таком канале достаточно исследовать эффективность подавления помехи в двухканальном компенсаторе ($m = 2$). Определим коэффициент подавления компенсатора как отношение мощности помехи на входе к мощности помехи на выходе, $R = \overline{P_{\text{in}}/P_{\text{out}}}$. Горизонтальная черта сверху обозначает усреднение по всему интервалу измерения.

При проведении имитационного моделирования в качестве помехи был выбран фазоманипулированный сигнал 8-DPSK, символьная скорость составляла 2400 симв./с, частота дискретизации f_{sample} равнялась 24000 Гц. Приём осуществлялся на две антенны, разнесённые ортогонально оси самолёта, характерное время интегратора компенсатора составляло 10 длительностей символа. Число рассеянных лучей $N = 10$.

В начале каждого сеанса измерений задавался сценарий канала (направление полёта, угловое расположение прямого и рассеянных лучей, фактор Райса), в соответствии с описанными выше процедурами генерировались его случайные параметры, после чего прошедшие через модель канала колебания с двух ветвей пространственного разнесения поступали на вход адаптивного пространственного компенсатора помех. На выходе последнего вычислялась величина R для заданного сценария, после чего сценарий менялся и процедура измерений возобновлялась.

На рис. 6 приведена зависимость коэффициента подавления помехи R от фактора Райса для четырёх сценариев канала: 1) изотропное рассеяние, прямой луч спереди; 2) рассеяние сзади в угловом интервале 3° , прямой луч спереди; 3) рассеяние сбоку в угловом интервале 3° , прямой луч спереди; 4) рассеяние сзади в угловом интервале 3° , прямой луч сбоку.

Результаты моделирования физически понятны. В моделях авиационного канала для одиночного приёма наилучшим (по степени подавления помехи) сценарием является случай прихода рассеянных лучей сзади, т. к. это направление противоположно направлению прихода прямого луча и попадает в зеркальный ноль адаптивной диаграммы направленности. В результате рассеянные лучи компенсируются одновременно с прямым. Этот случай для изучения эффективности пространственной обработки сигналов не является показательным. Аналогичный результат даёт приход рассеянных лучей (обусловленных локальными отражателями, т. е. вблизи передатчика помехи) спереди — с направления прихода прямого луча. Таким образом, локальные отражатели вблизи передатчика помехи не ухудшают эффективность адаптивного пространственного компенсатора помех.

В других сценариях коэффициент подавления помехи падает с усилением диффузности канала (т. е. с уменьшением фактора Райса), что обусловлено малым числом степеней свободы 2-канального компенсатора. Зависимость $R(K)$ близка к линейной.

При среднем значении фактора Райса $K = 15$ дБ коэффициент подавления помехи в таком канале достаточно высок и превышает 20 дБ.

Наихудший сценарий обеспечивают ортогональные углы прихода прямого и рассеянных лучей. Заметное отклонение от линейной зависимости $R(K)$ для этого сценария вызвано, вероятно, большим коэффициентом усиления адаптивной антенны при приходе прямого луча вдоль антенной решётки.

Важный вывод заключается в том, что если уменьшение фактора Райса вызвано уменьше-

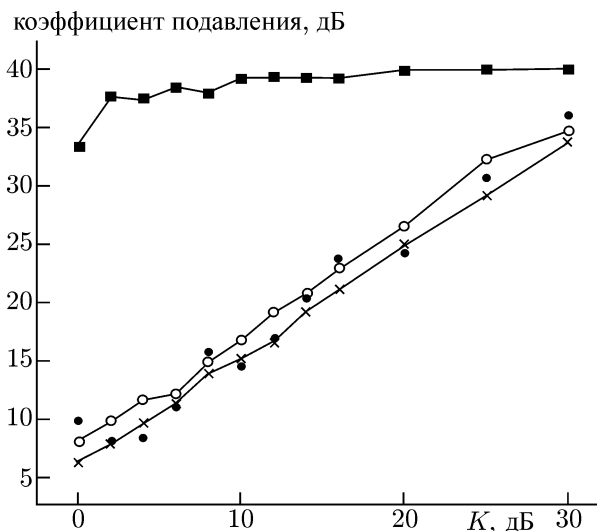


Рис. 6. Эффективность компенсации помехи в разных моделях авиационного канала. Отношение помеха/шум на входе приёмника с адаптивным пространственным компенсатором помехи составляет 40 дБ; символы о соответствуют случаю, когда рассеянные лучи изотропны; ■ — прямой луч спереди от самолёта, отражённые лучи сзади, в секторе 3° ; × — прямой луч спереди, отражённые — сбоку, в секторе 3° ; ● — прямой луч сбоку, отражённые — сзади, в секторе 3°

нием мощности прямого луча (т. е. величины a^2), то при уменьшении коэффициента подавления помехи её мощность на выходе компенсатора не возрастает, а остаётся постоянной. Это свойство обеспечивает постоянный уровень помехи на выходе компенсатора при интерференционных крупномасштабных замираниях суммы прямого и отражённого от земли лучей в течение всего полёта.

Заметим, что на фазах полёта «парковка» и «рулёжка» малый фактор Райса (табл. 1) вызывает деградацию эффективности подавления помехи. Однако деградация является малозначительной вследствие значительного уровня полезного сигнала при коротких расстояниях связи, т. е. на этих фазах полёта помеха от удалённого источника практически не может подавить радиосвязь между бортом и диспетчерами аэропорта даже при отсутствии компенсатора.

4. УЧЁТ ОТРАЖЁННОГО ОТ ЗЕМЛИ ПРЯМОГО ЛУЧА. ОБОВЩЁННАЯ МОДЕЛЬ АВИАЦИОННОГО КАНАЛА

Для учёта отражённого от земли прямого луча в импульсной характеристике (12) необходимо добавить слагаемое $h^{LS}(\tau, t)$ из модели крупномасштабных замираний. Тогда общий импульсный отклик канала в дискретном виде принимает вид

$$h_k^m(\tau) = a_D \exp[j(\Delta\phi_{m\text{LOS}} + 2\pi f_{D\text{LOS}} k T_{\text{smp}})] + a_R \exp[j(\Delta\phi_{m\text{R}} + \phi_R + 2\pi f_{D\text{R}} k T_{\text{smp}})] \delta(\tau - \tau_R) + \\ + c \lim_{N \rightarrow \infty} \left\{ \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N \exp[j(\theta_n + \Delta\phi_{mn} + 2\pi f_{Dn} k T_{\text{smp}})] \delta(\tau - \tau_n) \right\}, \quad (13)$$

где $\phi_R = 2\pi f_0 (\tau_R - \tau_D)$ — сдвиг фазы отражённого луча относительно прямого луча.

Набег фаз на антеннах для прямого и отражённого от земли лучей и доплеровские сдвиги частоты для них будут различаться вследствие разных углов их прихода. Выражения для набега фаз и сдвига частоты в трёхмерном случае имеют вид

$$\Delta\phi_{m\text{LOS}} = \frac{2\pi(m-1)d}{\lambda} \sin(\varphi_{\text{LOS}}) \cos(\vartheta_{\text{LOS}}), \quad \Delta\phi_{m\text{R}} = \frac{2\pi(m-1)d}{\lambda} \sin(\varphi_{\text{R}}) \cos(\vartheta_{\text{R}}), \\ f_{D\text{LOS}} = v f_0 \cos(\varphi_{\text{LOS}}) \cos(\vartheta_{\text{LOS}})/c, \quad f_{D\text{R}} = v f_0 \cos(\varphi_{\text{R}}) \cos(\vartheta_{\text{R}})/c, \quad (14)$$

где φ, ϑ — азимут и угол места соответствующего луча. Без ограничения общности, ниже будем считать, что $\varphi_{\text{R}} = \varphi_{\text{LOS}}$.

Даже при равенстве доплеровских сдвигов частот в течение полёта происходит изменение оптической длины путей прямого и отражённого лучей и изменение разности фаз между ними φ_{R} . Именно это и вызывает крупномасштабные (медленные) замирания сигнала в авиационном канале с глубиной до 30 дБ. В свете вышеприведённого анализа такие замирания средней мощности прямого сигнала приводят к тому, что общей моделью авиационного канала является райсовская модель с переменным фактором Райса, что вызывает вариации коэффициента подавления адаптивного пространственного компенсатора помех по трассе (рис. 6). Кроме этого эффекта, пространственная обработка такого сигнала имеет дополнительную специфику, связанную с различиями в набегах фаз по антенной решётке для прямого и отражённого лучей.

5. ЭФФЕКТИВНОСТЬ КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХИ В ОБОВЩЁННОЙ МОДЕЛИ КАНАЛА

Характеристики подавления помехи в «трёхлучевом» авиационном канале с импульсным откликом (13) исследовались методом имитационного моделирования в зависимости от расстояния

между источником помехи и приёмником для трассы «борт—борт». При расчётах для высоты полёта излучателя и приёмника 10 км учитывались зависимости от расстояния угла прихода и доплеровского сдвига частоты отражённого луча и интерференционные замирания суммы сигналов прямого и отражённого лучей, которые приводили к изменению фактора Райса по трассе. Отношение помеха/шум на входе адаптивного пространственного компенсатора помех в прямом и отражённом лучах составляло 40 дБ (коэффициент отражения от земли принимался равным 1), фактор Райса (т. е. отношение мощности прямого сигнала к мощности рассеянного сигнала) равнялся 15 дБ. Сферическая расходимость радиоволны помехи (множитель $1/r$) при моделировании не учитывалась с целью исключить маскирующее уменьшение коэффициента подавления помехи при приближении её уровня к уровню шумов приёмника.

Имитационное моделирование проведено для четырёх случаев.

1) Летательный аппарат с приёмником движется ортогонально направлению на источник помехи, который, в свою очередь, удаляется или приближается к приёмнику. При этом прямой и отражённый лучи помехи приходят сбоку, а рассеянные лучи — сзади.

2) Летательный аппарат с приёмником движется вдоль направления на источник помехи, удаляясь или приближаясь к нему. При этом прямой и отражённый лучи помехи приходят спереди (сзади), рассеянные лучи — сбоку.

3) То же, что в первом случае, но без рассеянных лучей.

4) То же, что во втором случае, но без рассеянных лучей.

На рис. 7 приведён коэффициент подавления помехи в 2-канальном адаптивном пространственном компенсаторе помех, находящемся на разном расстоянии от источника помехи. В канале присутствуют только прямой и отражённый лучи ($c = 0$), приходящие либо с азимута $\varphi_R = \varphi_{LOS} = 90^\circ$ (кривая с квадратиками), либо с азимута $\varphi_R = \varphi_{LOS} = 0^\circ$ (кривая со светлыми кружками). Кривая с чёрными точками на рис. 7, 8 показывает поведение интерференционного множителя, описывающего крупномасштабные интерференционные флуктуации суммарного колебания помехи¹.

Интерференционный множитель вычислялся по формулам [8]

$$V = \sqrt{1 + k^2 + 2k \cos(2\pi \Delta L/\lambda + \pi)}, \quad \Delta L = \frac{h_1}{\sin \alpha_d} + \frac{h_2}{\sin \alpha_d} - \sqrt{(h_2 - h_1)^2 + L^2}, \quad (15)$$

где k — коэффициент отражения волны от поверхности земли, λ — длина волны, h_1 и h_2 — высоты подвеса антенн, α_d — угол отражения от земли, L — расстояние между антеннами.

Из рис. 7 видно, что эффективность подавления помехи зависит от угла её прихода: коэффициент подавления значительно больше ($R \approx 35$ дБ) в том случае, когда помеха приходит с направления, ортогонального к направлению полёта самолёта с адаптивной антенной системой. Причиной этого является то, что в этом случае разность доплеровских сдвигов для прямого и отражённого лучей минимальна. Коэффициент подавления при полёте от источника помехи (или на него) составляет $R \approx 22$ дБ. Крупномасштабные флуктуации отношения R от расстояния на каждой кривой коррелируют с интерференционным множителем, т. е. сильная помеха больше подавляется.

На рис. 8 приведены результаты подобных расчётов для авиационного канала с прямым, отражённым от земли лучами и диффузной компонентой рассеянных лучей в соответствии с (13).

¹ Пространственный период интерференционных замираний значительно меньше шага по дальности, использованного при моделировании. Поэтому замирания не разрешаются и кривые имеют резко изрезанный характер. По этой же причине (дискретность шага) расчётные данные интерференционного множителя не попадают на минимумы -40 дБ.

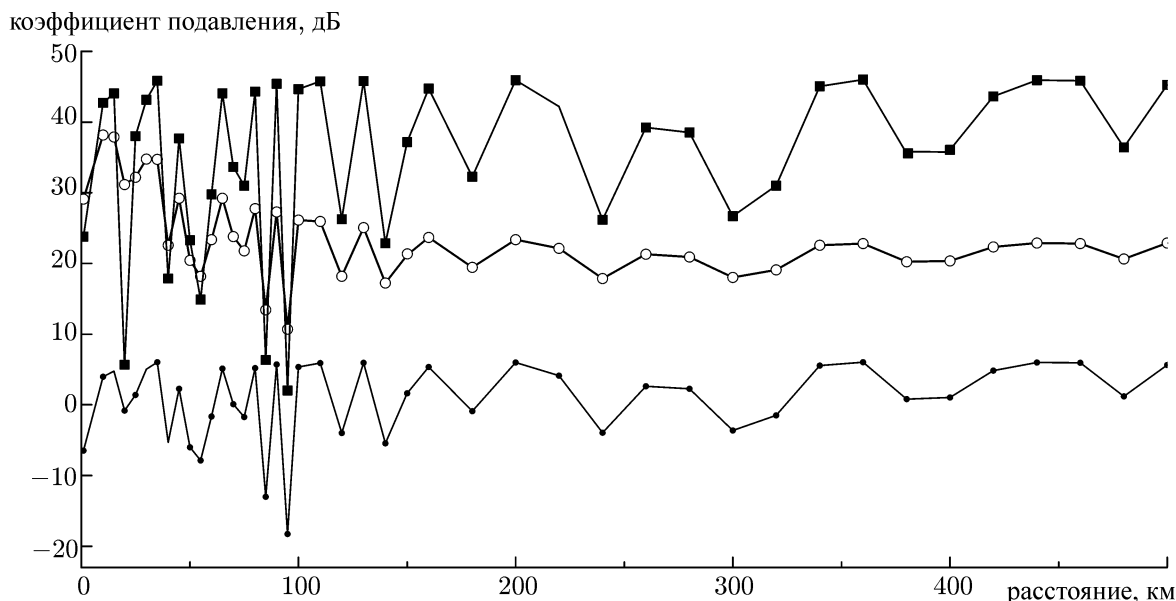


Рис. 7. Эффективность компенсации помехи в двухлучёвом авиационном канале без рассеянных лучей. Отношение помеха/шум приёмника по прямому лучу на входе адаптивного пространственного компенсатора помех составляет 40 дБ; ● — интерференционный множитель; ■ — коэффициент подавления R (прямой и отражённый лучи — сбоку, рассеянных лучей нет); ○ — коэффициент подавления R (прямой и отражённый лучи — спереди, рассеянных лучей нет)

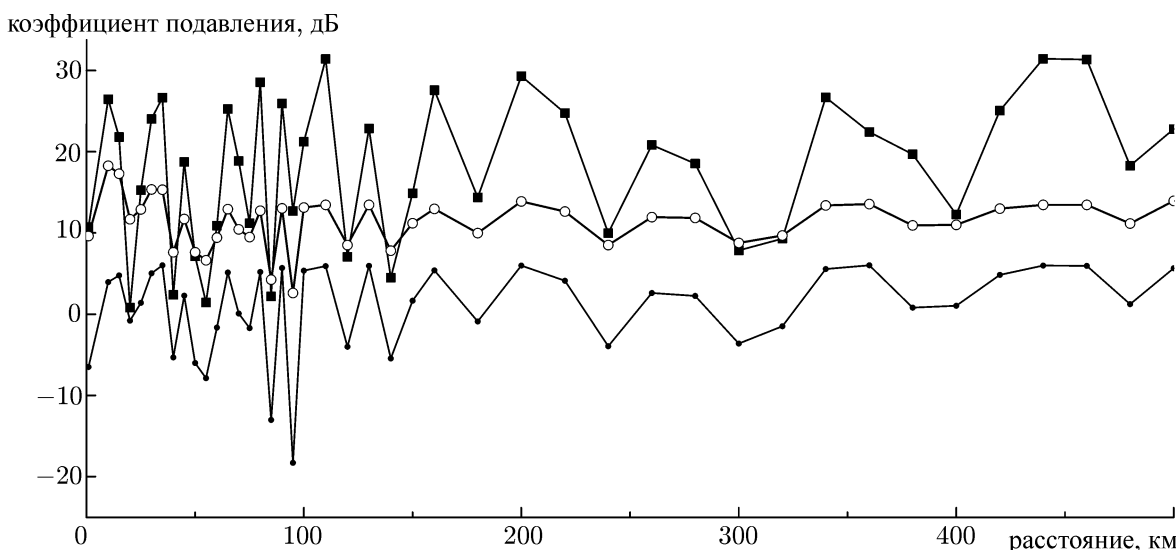


Рис. 8. Эффективность компенсации помехи в «трёхлучевой» авиационном канале с рассеянными лучами. Отношение помеха/шум приёмника по прямому лучу на входе адаптивного пространственного компенсатора помех составляет 40 дБ, фактор Райса (по отношению к прямому лучу) равен 15 дБ; ● — интерференционный множитель; ■ — коэффициент подавления R (прямой и отражённый лучи — сбоку, рассеянные лучи — сзади); ○ — коэффициент подавления R (прямой и отражённый лучи — спереди, рассеянные лучи — сбоку)

Сравнение рис. 7 и 8 показывает, что в канале с «трёхлучевой» помехой эффективность её подавления падает на 10÷15 дБ, коэффициент подавления при полёте поперёк направления прихода прямого и отражённого лучей помехи находится в диапазоне $R = 10\div30$ дБ, при полёте на источник помехи (или от него) коэффициент $R = 8\div13$ дБ. Причиной снижения эффективности

компенсации «трёхлучевой» помехи является недостаточное число степеней свободы компенсатора с двумя ветвями разнесения.

Из проведённых модельных экспериментов следует, что в авиационном канале без рассеянной компоненты можно ожидать, что 2-канальный компенсатор обеспечит приём сигнала при наличии помехи, превышающей уровень полезного сигнала на 20÷30 дБ. При появлении рассеянных лучей уровень подавляемой помехи снижается до 10÷15 дБ над полезным сигналом.

Изменение полосы частот приёмника $\Delta f_{\text{прм}}$ от 20 до 20 000 Гц показало слабую зависимость фактора R от ширины $\Delta f_{\text{прм}}$. Коэффициент подавления помехи заметно возрастает (на 5 дБ) лишь при полосе $\Delta f_{\text{прм}} < 50$ Гц.

6. ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ АВИАЦИОННОГО КАНАЛА

Проведённый выше анализ эффективности борьбы с помехой методами пространственно-временной обработки сигналов в предложенной модели авиационного канала позволяет оценить лишь максимальный достижимый коэффициент подавления помехи, который ограничивается свойствами канала распространения радиоволны помехи. При этом влиянием полезного сигнала на коэффициент подавления помехи пренебрегалось.

Помехоустойчивость приёма определяется отношением сигнал/(помеха + шум) (ОСПШ) на выходе оптимального устройства пространственно-временной обработки сигналов, которое имеет вид [1]

$$\text{ОСПШ} = \mathbf{S}_0^T \mathbf{R}_{nn}^{-1} \mathbf{S}_0^* \quad (16)$$

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, индекс «Т» обозначает транспонирование.

Зависимость ОСПШ от углов прихода помехи (помех) при заданных параметрах сигнала позволяет проанализировать потенциальные возможности пространственно-временной обработки сигналов, влияние на них параметров сигнально-помеховой обстановки и параметров адаптивных антенных систем и оптимизировать структуру адаптивной антенной системы [12].

Воспользуемся выражением (16) для оценки ОСПШ на выходе адаптивной антенной решётки в следующих предположениях:

а) три луча помехи, полезный сигнал и тепловые шумы в каналах некоррелированы между собой;

б) отношение сигнал/шум на входе компенсатора составляет 20 дБ, направление прихода сигнала — горизонтальное с меняющимся азимутом φ_s , $\vartheta_s = 0^\circ$;

в) отношение помеха/шум на входе 40 дБ (по прямому и отражённому лучам), 25 дБ — в рассеянных компонентах помехи;

г) направление прихода прямого луча помехи — горизонтальное ($\vartheta_{\text{LOS}} = 0^\circ$), азимут $\varphi_{\text{LOS}} = 90^\circ$, направление прихода отражённого луча для ближней помехи задаётся азимутом $\varphi_R = 90^\circ$, углом места $\vartheta_R = 45^\circ$, а для дальней помехи — азимутом $\varphi_R = 90^\circ$ и углом места $\vartheta_R = 5^\circ$, направление прихода рассеянного луча помехи — горизонтальное ($\vartheta = 0^\circ$), азимут $\varphi = 0^\circ$.

В такой модели сигнально-помеховой обстановки ОСПШ на входе компенсатора составляет примерно –23 дБ. Зависимости ОСПШ на выходе устройства пространственно-временной обработки сигналов от азимута сигнала для 2-элементной адаптивной антенной решётки приведена на рис. 9а, для 4-элементной линейной адаптивной антенной решётки — на рис. 9б. Сплошные линии соответствуют дальней помехе, пунктирные — ближней помехе.

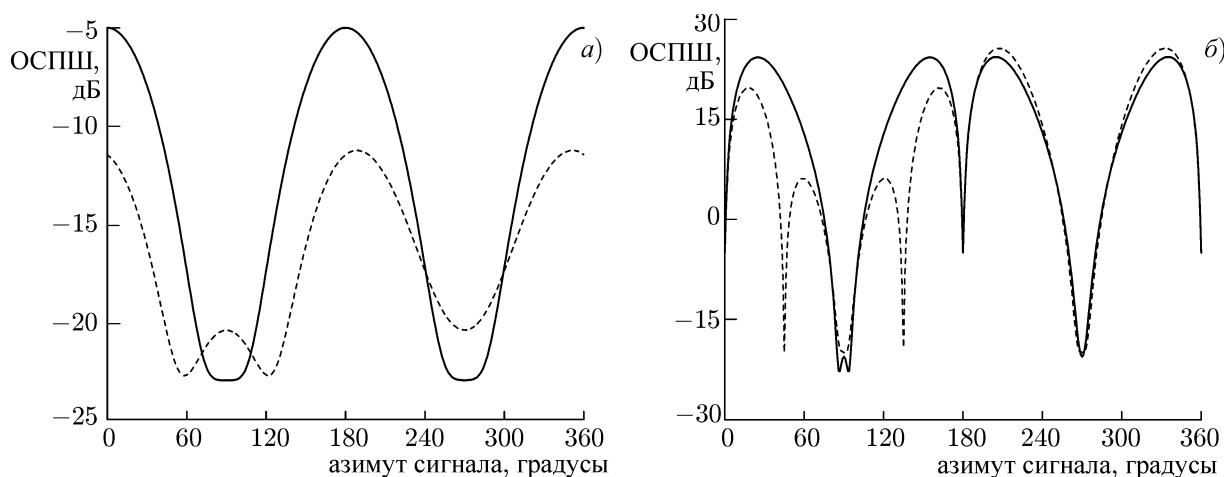


Рис. 9. Отношение сигнал/(помеха + шум) на выходе 2-элементной (а) и 4-элементной (б) адаптивных антенных решёток

Из графиков видно, что в трёхлучёвом помеховом канале компенсатор с двумя ветвями разнесения подавляет дальнюю помеху на 15 дБ (а ближнюю — на 8 дБ) и не обеспечивает на своём выходе отношения сигнал/(помеха + шум) порядка 10 дБ, необходимого для приёма сигнала с приёмлемым качеством (рис. 9а).

Компенсатор с четырьмя ветвями разнесения имеет достаточное число степеней свободы для обеспечения на своём выходе отношения сигнал/(помеха + шум) больше 10 дБ при различающихся углах прихода сигнала и помехи (рис. 9б).

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Возможности компенсации помех в канале метрового и дециметрового диапазонов длин волн (в том числе в канале «борт—земля») методами пространственно-временной обработки сигналов экспериментально исследованы нами в работе [13], где показано значительное повышение помехоустойчивости приёма (на 26 дБ) при использовании 2-канального адаптивного пространственного компенсатора помех. Вместе с тем в работе [13] отмечено заметное снижение этого выигрыша при возникновении рассеянной компоненты помеховой радиоволны на окружающих пункт приёма объектах (например лесе). Поэтому создание модели канала связи этого диапазона длин радиоволн является актуальной задачей при проектировании и испытаниях на имитаторах устройств пространственно-временной обработки сигналов.

Для решения этой задачи в данной работе удалось сделать следующее.

1) На основе известных моделей авиационного канала для приёма сигнала на одиночную антенну предложена модель авиационного канала радиосвязи метрового и дециметрового диапазонов длин волн для разнесённого приёма на антенную решётку.

2) Методом имитационного моделирования для радиолиний «борт—борт» исследована эффективность пространственной обработки сигналов в таком канале. За критерий эффективности был выбран максимальный достижимый коэффициент подавления помехи, прошедшей через канал.

3) Показано, что в стохастической двухлучёвой модели канала без отражённого от земли луча степень подавления помехи падает с уменьшением фактора Райса.

4) В детерминистической модели двухлучёвого канала, состоящего из прямого и отражённого лучей, помеха может быть подавлена с достаточно высокой эффективностью в компенсаторе с двумя ветвями разнесения.

5) Анализ предельного подавления помех пространственными методами в трёхлучевой модели авиационного канала «борт—борт» показывает, что для эффективной компенсации необходима адаптивная антенная система с числом элементов не менее четырёх.

6) Оптимальная конфигурация 4-элементной антенной системы представляет собой пирамиду, в вершинах которой размещены антенные элементы [12].

7) Двухэлементная адаптивная антенная решётка способна обеспечить эффективную защиту от помехи в следующих случаях: а) при полёте самолёта с бортовым приёмным комплексом (с адаптивной антенной системой) поперёк направления на авиационный помехопостановщик и слабой диффузной компоненте помехового сигнала (большие значения фактора Райса); б) при постановке помехи от наземного источника (углы прихода прямого и отражённого от земли лучей помехи близки, диффузная компонента от удалённых объектов практически отсутствует).

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. // Изв. вузов. Радиофизика. 2012. Т. 55, № 4. С. 266.
3. Hoehner P., Haas E. // Proc. IEEE 50th Vehicular Technol. Conf. (VTC1999-Fall), Amsterdam, 1999. P. 1961.
4. Tu H. D., Shimamoto S. // Intern. Symp. Electrical Electronics Engineering, October 11, 2005, HCM City, Vietnam.
5. Nagy A. A., Abdel-Hamid G. M., Abdalla A. E. // Intern. J. Comp. Applicat. 2013. V. 61, No. 9. P. 34.
6. Dedryvere A., Roturier B., Chateau B. // Aeronautical Mobile Communications Panel (AMCP), Working Group D, Honolulu, Hawaii, 19–28 January 1999.
7. Larsen R., Milsom J. G. Literature review terrestrial broadband VHF radio channel models: Report D-15. BAE Systems Operations Ltd. http://www.b-vhf.org/doc/D15_Lit-Review_11.pdf.
8. Калинин А. И. Расчёт радиорелейных линий. М.: Связь, 1964. 247 с.
9. Elnoubi S. M. // Proc. IEEE Vehicular. Technol. Conf. 1992. P. 960.
10. Hoehner P. // IEEE Trans. Vehicular. Technol. 1992. V. 41, No. 4. P. 461.
11. Метелёв С. А., Шишкин Ю. В., Лисов А. А. // Изв. вузов. Радиофизика. 1998. Т. 41, № 3. С. 403.
12. Метелёв С. А., Волкова Е. Н. // XVII Междунар. научно-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». 2011. Т. 2. С. 1419.
13. Метелёв С. А., Ахметов В. Н., Валов В. А. и др. // Радиотехника. 2001. № 9. С. 11.

Поступила в редакцию 17 апреля 2014 г.; принята в печать 27 мая 2014 г.

A MODEL OF AERONAUTICAL VHF/UHF CHANNEL FOR ADAPTIVE ARRAYS

S. A. Meteleev and A. V. Lvov

We propose a model of formation the signals from antenna arrays of meter and decimeter wavelength bands for aeronautical VHF/UHF channel. By using this model we determine the achievable capabilities of spatial interference cancellers for multi-beam communication channels.