

УДК 621.396.96

РАЗНЕСЁННЫЙ ПРИЁМ НА ОСНОВЕ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

*В. Т. Ермолаев, К. А. Морозов, А. А. Солоницына**

Нижегородский госуниверситет им. Н. И. Лобачевского, г. Нижний Новгород, Россия

Предложен метод адаптивного разнесённого приёма с использованием корреляционной обработки информационных сигналов. Он позволяет построить теорию и предложить схемы реализации разнесённого приёма, в которых тестовые сигналы не используются. Выигрыш в величине выходного отношения сигнал/шум для предложенного метода становится близким к аналогичному выигрышу для метода разнесения с использованием тестовых сигналов, если отношение сигнал/шум в ведущей ветви разнесения больше единицы. В случае рэлеевских замираний сигнала в канале связи рекомендуется в качестве ведущей ветви разнесения выбирать ветвь с максимальным отношением сигнал/шум.

ВВЕДЕНИЕ

Разнесённый приём является одним из эффективных способов борьбы с замираниями сигналов в системах беспроводной связи [1–3]. Он может выполняться различными способами, но наиболее перспективным является приём сигналов несколькими антеннами, разнесёнными в пространстве. В этом случае разнесённый приём может выполняться для многих абонентов в одно и то же время и в одной и той же полосе частот, увеличивая тем самым спектральную эффективность системы связи [3].

Разнесённый приём сводится к когерентному весовому суммированию сигналов, принятых разными антеннами. Для того, чтобы найти весовые коэффициенты для суммирования сигналов, предусматривается передача известным приёмнику тестовых сигналов. С помощью этих сигналов приёмник оценивает канальные коэффициенты передачи в каждой ветви разнесения и определяет значения весовых коэффициентов. Например, в системах сотовой связи стандарта GSM предусмотрена передача 26 тестовых сигналов в составе передаваемого пакета. В системах связи с кодовым разделением формируются последовательности тестовых сигналов с помощью кодов Уолша. В системах сотовой связи стандарта LTE каждый ресурсный блок содержит тестовые сигналы в заданных позициях плоскости «частота—время».

В системах сотовой связи число антенн у базовой станции может быть много больше, чем у мобильного абонента. Поэтому разнесённый приём наиболее эффективен при передаче «вверх», т. е. от абонента к базовой станции. При увеличении числа абонентов необходимое количество тестовых сигналов возрастает пропорционально этому числу, что ведёт к неэффективному использованию частотно-временного ресурса. Эта проблема может быть решена, если отказаться от тестовых сигналов, а весовые коэффициенты оценивать с помощью сигналов, переносящих информацию. В работе [4] показано, что для формирования диаграммы направленности антенной решётки с максимумом в направлении источника сигнала достаточно выбрать подходящим образом строку сигнальной корреляционной матрицы и использовать её в качестве вектора весовых коэффициентов. В данной работе дается более строгий анализ возможности применения корреляционной техники для организации разнесённого приёма. Прежде всего, отмечается взаимосвязь

* zdrasteenastya@gmail.com

разнесённого приёма и техники компенсации сигналов [5, 6], в которой также используется корреляционная обработка принятых сигналов. Это позволяет построить теорию и предложить схемы реализации разнесённого приёма, в которых тестовые сигналы не применяются.

Отказ от тестовых сигналов предполагает, что в системе связи с разнесённым приёмом на основе корреляционной обработки будут использоваться такие типы модуляций, которые не требуют тестовых сигналов. К таким типам модуляций относятся, например, кодово-импульсная модуляция и различные дифференциальные модуляции.

1. РАЗНЕСЁННЫЙ ПРИЁМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕСТОВЫХ СИГНАЛОВ

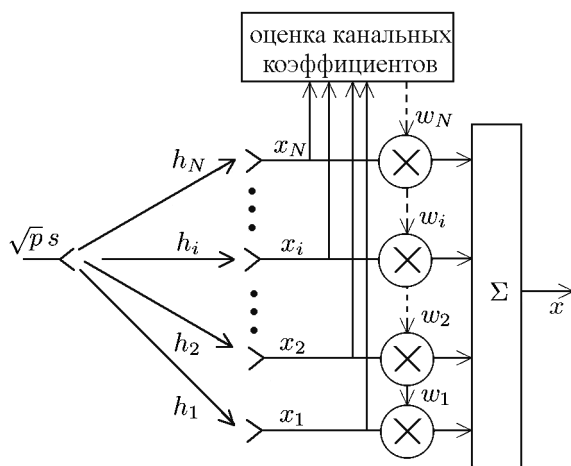


Рис. 1. Принцип разнесённого приёма

Принцип обработки сигналов при разнесённом приёме показан на рис. 1. Узкополосный сигнал с комплексной амплитудой s и мощностью p излучается передающей антенной. На приёмной стороне имеется N антенн. Антенна с номером i принимает сигнал с комплексной амплитудой $\sqrt{p} h_i s$, где комплексный множитель h_i равен коэффициенту передачи канала для данной антенны. Предполагается, что канал является плоским, т. е. в пределах ширины частотной полосы пропускания коэффициент передачи не меняется. Также считается, что в каждой ветви разнесения имеется приёмник, собственный шум которого добавляется к принятому сигналу. В результате комплексная амплитуда сигнала в каждой ветви будет равна

$$x_i = \sqrt{p} h_i s + n_i, \quad i = 1, \dots, N, \quad (1)$$

где n_i — комплексная амплитуда собственного шума с нулевым средним значением ($\langle n_i \rangle = 0$) и средней мощностью $\langle |n_i|^2 \rangle = \sigma_0^2$, шумы в разных ветвях разнесения статистически независимы ($\langle n_i n_j^* \rangle = 0$ при $i \neq j$), угловые скобки обозначают статистическое среднее, звёздочка — комплексное сопряжение.

На основе формулы (1) запишем величину отношения сигнал/шум (ОСШ) в каждой ветви разнесения в виде

$$\Lambda_i = \rho |h_i|^2, \quad i = 1, \dots, N, \quad (2)$$

где $\rho = p|s|^2/\sigma_0^2$ имеет смысл ОСШ для канала с коэффициентом передачи, равным единице ($h_i = 1$).

Структурная схема разнесённого приёма представлена на рис. 1. Из него видно, что комплексная амплитуда x на выходе системы обработки равна сумме комплексных амплитуд (1) с комплексными весовыми коэффициентами w_i :

$$x = \sum_{i=1}^N w_i x_i = \sqrt{p} \sum_{i=1}^N w_i h_i s + \sum_{i=1}^N w_i n_i. \quad (3)$$

Выходное ОСШ на основе формулы (3) запишется в виде

$$\Lambda = \rho \frac{\left| \sum_{i=1}^N w_i h_i \right|^2}{\sum_{i=1}^N |w_i|^2}. \quad (4)$$

Максимум выходного ОСШ достигается при весовых коэффициентах, определяемых следующим соотношением [3]:

$$w_i = \frac{h_i^*}{\sqrt{\sum_{i=1}^N |h_i|^2}}. \quad (5)$$

Из (4) и (5) следует, что максимальное выходное ОСШ равно сумме величин ОСШ для каждой ветви разнесения:

$$\Lambda = \rho \sum_{i=1}^N |h_i|^2 = \sum_{i=1}^N \Lambda_i. \quad (6)$$

Эффективность разнесённого приёма хорошо изучена для случая рэлеевских замираний сигналов в отдельных ветвях разнесения. Для примера в табл. 1 приведены значения ОСШ для обеспечения вероятности битовой ошибки 0,01 и выигрыш в ОСШ в случаях $N = 2, 4, 8$ по сравнению со случаем $N = 1$ [3].

Видно, что с ростом числа антенн требуемое ОСШ уменьшается, т. е. имеет место энергетический выигрыш, обеспечиваемый двумя факторами. Первый фактор связан с увеличением среднего уровня принимаемого сигнала за счёт использования N приёмных антенн. Второй фактор обусловлен уменьшением вероятности глубоких замираний при приёме на множество антенн, когда вероятность одновременного замирания сигналов во всех антеннах уменьшается с ростом их числа (выигрыш за счёт разнесённого приёма).

В формулах (5) и (6) коэффициент передачи h_i предполагался заданным. В действительности он неизвестен и поэтому должен оцениваться с использованием принятого сигнала x_i . В схеме на рис. 1 для этого предусмотрен блок оценивания канальных коэффициентов. Допустим, что сигнал s в (1) есть известный нам тестовый сигнал. Тогда максимально правдоподобная оценка коэффициента передачи $\sqrt{p} h$ из соотношения (1) будет определяться формулой [3]

$$\sqrt{p} \hat{h}_i = \frac{x_i s^*}{|s|^2}. \quad (7)$$

Из выражений (1) и (7) следует, что

$$\sqrt{p} \hat{h}_i = \sqrt{p} h_i + \frac{n_i s^*}{|s|^2}. \quad (8)$$

Таблица 1

N	требуемое ОСШ, дБ	выигрыш в ОСШ, дБ	выигрыш за счёт усиления, дБ	выигрыш за счёт разнесения, дБ
1	13,8	—	—	—
2	5,4	8,4	3	5,4
4	0,2	13,6	6	7,6
8	-3,7	17,5	9	8,5

Поскольку шум имеет нулевое среднее, оценка канала является несмещённой. При этом относительная погрешность оценки равна

$$\frac{\sigma_0}{\sqrt{p} |h_i| |s|} = \frac{1}{\sqrt{\Lambda_i}}. \quad (9)$$

Таким образом, точность оценивания канального коэффициента передачи определяется величиной ОСШ в отдельной ветви разнесения. Например, чтобы иметь точность оценивания 10 %, необходимо иметь ОСШ $\Lambda_i = 100$. На практике из-за наличия замираний сигнала ОСШ в одной ветви разнесения может быть значительно меньше, поэтому для повышения точности оценивания обычно передают несколько тестовых сигналов. Если передаётся L сигналов, то относительная погрешность оценки уменьшается и будет равна $(L\Lambda_i)^{-0.5}$ [3]. Количество тестовых сигналов также необходимо увеличивать, если число абонентов в сети растёт. В свою очередь, увеличение числа тестовых сигналов ведёт к уменьшению частотно-временного ресурса для передачи информационных сигналов, что снижает пропускную способность системы связи. Таким образом, применение методов разнесённого приёма в системах беспроводной связи, не требующих тестовых сигналов, является актуальным.

2. РАЗНЕСЁННЫЙ ПРИЁМ НА ОСНОВЕ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Выше предполагалось, что амплитуды и фазы сигналов, принятых различными антеннами, оцениваются относительно тестового сигнала и затем когерентно складываются с весовыми коэффициентами (5). Учтём тот факт, что информация о разности фаз двух сигналов содержится в коэффициенте их взаимной корреляции. Это обстоятельство, в частности, используется для построения компенсаторов шумоподобных сигналов [5–7]. Предлагаемая схема для разнесённого приёма сигналов аналогична схеме компенсатора шумоподобных сигналов с тем отличием, что вместо когерентного вычитания выполняется когерентное сложение сигналов. В связи с этим мы сначала рассмотрим работу компенсатора шумоподобного сигнала [7].

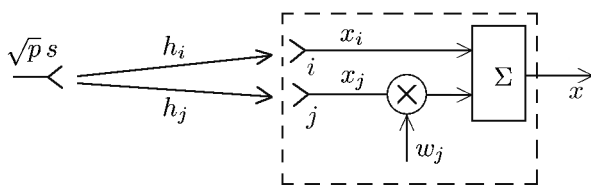


Рис. 2. Компенсатор шумоподобного сигнала

Начнём со схемы одноканального компенсатора с двумя ветвями разнесения, представленной на рис. 2. Как и в предыдущем разделе, сигналы в ветвях разнесения представлены комплексными амплитудами x_i и x_j (1). Комплексный весовой коэффициент w_j есть только в одной ветви. Данный коэффициент выбирается таким образом, чтобы минимизировать среднюю мощность на выходе сумматора

$$I(w_j) = \langle |x|^2 \rangle = \langle |x_i + w_j x_j|^2 \rangle. \quad (10)$$

Решение этой задачи хорошо известно [7], и оптимальное значение весового коэффициента записывается в виде

$$w_j = - \frac{\langle x_i x_j^* \rangle}{\langle |x_j|^2 \rangle}. \quad (11)$$

Поскольку весовой коэффициент w_j зависит от статистических параметров входных сигналов x_i и x_j , можно говорить об адаптивном характере компенсатора шумоподобного сигнала.

Преобразуем схему разнесённого приёма к виду, аналогичному схеме компенсатора, представленного на рис. 2. Для этого возьмём весовые коэффициенты (5), обеспечивающие максимальное ОСШ при приёме с двумя ветвями разнесения:

$$w_i = \frac{h_i^*}{\sqrt{|h_i|^2 + |h_j|^2}}; \quad w_j = \frac{h_j^*}{\sqrt{|h_i|^2 + |h_j|^2}}. \quad (12)$$

При умножении весовых коэффициентов на одно и то же комплексное число выходное ОСШ не изменится. Поэтому, умножив (12) на $(|h_i| \sqrt{|h_i|^2 + |h_j|^2})/|h_i|^2$, запишем весовые коэффициенты в следующем виде:

$$w_i = 1; \quad w_j = \frac{h_i h_j^*}{|h_i|^2}. \quad (13)$$

В дальнейшем ветвь разнесения с индексом i будем называть ведущей, ветвь с индексом j — ведомой.

Коэффициент w_j можно приближённо вычислить следующим образом (при условии, что $\sigma_0^2 \ll p|s|^2|h_i|^2$):

$$w_j = \frac{\langle x_i x_j^* \rangle}{\langle |x_i|^2 \rangle} = \frac{p|s|^2 h_i h_j^*}{p|s|^2 |h_i|^2 + \sigma_0^2} \approx \frac{h_i h_j^*}{|h_i|^2}. \quad (14)$$

Точность выражения (14) для весового коэффициента увеличивается с ростом ОСШ в ветви разнесения с номером i . Следует отметить, что весовой коэффициент (14) отличается от весового коэффициента компенсатора (11) знаком и величиной, стоящей в знаменателе. Соответствующая схема адаптивного разнесённого приёма показана на рис. 3.

Найдём выходное ОСШ для данной схемы, для чего запишем выходной сигнал, используя для ветви с индексом j весовой коэффициент (14):

$$x = \sqrt{p} \left(h_i + \frac{p|s|^2 h_i h_j^*}{p|s|^2 |h_i|^2 + \sigma_0^2} h_j \right) s + \left(n_i + \frac{p|s|^2 h_i h_j^*}{p|s|^2 |h_i|^2 + \sigma_0^2} n_j \right) \quad (15)$$

Здесь первое слагаемое соответствует сигналу, второе — собственному шуму системы. Отсюда выходное ОСШ

$$\Lambda = \frac{\Lambda_i(\Lambda_j + \Lambda_i + 1)^2}{(\Lambda_i + 1)^2 + \Lambda_i \Lambda_j}. \quad (16)$$

Как следует из формулы (6), при оптимальном разнесённом приёме ОСШ на выходе есть сумма ОСШ двух ветвей разнесения, т. е. $\Lambda = \Lambda_i + \Lambda_j$. Формула (17) даёт такой же результат с точностью до влияния собственного шума, т. е. слагаемого, равного единице. Эффективность разнесённого приёма проиллюстрирована на рис. 4, где представлено оптимальное ОСШ $\Lambda_{\max} = \Lambda_i + \Lambda_j$ (сплошные линии) и ОСШ (16) для разнесённого приёма с использованием корреляционной обработки (пунктирные линии). При этом на рис. 4 ОСШ Λ_j в ведомой ветви выступает параметром и принимает значения $\Lambda_j = 5$ (кривые 1), $\Lambda_j = 3$ (кривые 2) и $\Lambda_j = 1$ (кривые 3). Как следует из рис. 4, в области $\Lambda_i \geq 1$ разнесённый приём с использованием корреляционной обработки даёт выигрыш в ОСШ, близкий к оптимальному значению, однако в области $\Lambda_i < 1$ наблюдаются заметные потери в величине ОСШ.

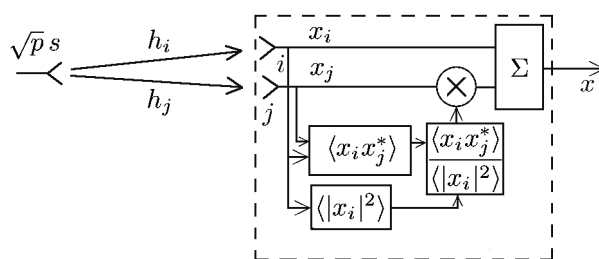


Рис. 3. Схема адаптивного разнесённого приёма

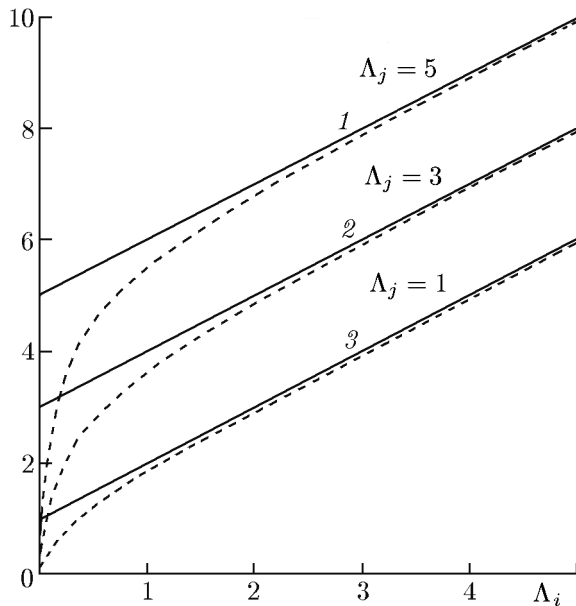


Рис. 4. ОСШ при разнесённом приёме: оптимальном (сплошные линии) и с использованием корреляционной обработки (пунктирные линии)

емых ветвей, так что индекс $j = 1, \dots, N$ при условии $j \neq i$. Выходное ОСШ для такой схемы обработки имеет вид

$$\Lambda = \frac{\Lambda_i \left(\sum_{j \neq i, j=1}^N \Lambda_j + \Lambda_i + 1 \right)^2}{(\Lambda_i + 1)^2 + \Lambda_i \sum_{j \neq i, j=1}^N \Lambda_j}. \quad (17)$$

Схема разнесённого приёма со стабилизацией уровня выходного собственного шума (см. рис. 5) также может быть обобщена на случай произвольного числа ветвей разнесения N . Весовые коэффициенты в этом случае будут иметь вид

$$w_i = \frac{\langle |x_i|^2 \rangle}{\sqrt{\langle |x_i|^2 \rangle^2 + \sum_{j \neq i, j=1}^N \langle |x_i x_j^*| \rangle^2}}, \quad w_j = \frac{\langle x_i x_j^* \rangle}{\sqrt{\langle |x_i|^2 \rangle^2 + \sum_{j \neq i, j=1}^N \langle |x_i x_j^*| \rangle^2}}, \quad (18)$$

где $j \neq i, j = 1, \dots, N$.

3. РАЗНЕСЁННЫЙ ПРИЁМ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОГО КАНАЛА С РЭЛЕЕВСКИМИ ЗАМИРАНИЯМИ СИГНАЛА

При наличии рэлеевских замираний сигнала величина ОСШ в каждой ветви разнесения имеет случайный характер. Будем полагать, что среднее значение ОСШ в каждой ветви разнесения одинаково и равно Λ_0 . Если разнесение выполняется с использованием тестовых сигналов, то статистические свойства выходного значения ОСШ определяются следующей функцией плотности

Особенность адаптивного разнесённого приёма, схема которого изображена на рис. 3, заключается в том, что уровень собственного шума на выходе сумматора не остаётся постоянным. Это может ухудшить точность детектирования сигналов. Уровень собственного шума на выходе системы при разнесённом приёме стабилизируется, если весовые коэффициенты w_i и w_j удовлетворяют следующему условию нормировки: $w_i^2 + w_j^2 = 1$. На величину ОСШ подобная нормировка не влияет. Соответствующая схема разнесённого приёма представлена на рис. 5. Здесь весовая обработка выполняется в обеих ветвях разнесения, при этом в ведущей ветви весовым коэффициентом является положительное действительное число. Фактически схема, представленная на рис. 5, выполняет одновременно разнесённый приём и автоматическое регулирование усиления.

Обобщим полученный результат для произвольного числа ветвей разнесения N . В этом случае схема на рис. 3 будет иметь $N - 1$ регулирующих ветвей, так что индекс $j = 1, \dots, N$ при условии $j \neq i$. Выходное ОСШ для такой схемы обработки имеет вид

вероятности [3]:

$$f(\Lambda) = \frac{1}{(N-1)! \Lambda_0^N} \Lambda^{N-1} \exp\left(-\frac{\Lambda}{\Lambda_0}\right). \quad (19)$$

Для анализа будем использовать интегральную функцию вероятности, полученную из формулы (19):

$$F(\Lambda) = 1 - \exp\left(-\frac{\Lambda}{\Lambda_0}\right) \sum_{k=0}^{N-1} \left(\frac{\Lambda}{\Lambda_0}\right)^k \frac{1}{k!}. \quad (20)$$

Если разнесение выполняется с использованием корреляционной обработки сигналов, выходное значение ОСШ приобретает иные статистические свойства. Получить аналитические выражения для функции вероятности выходного значения ОСШ на основе формулы (17) достаточно сложно, поэтому мы ограничимся численным моделированием.

Рассмотрим разнесённый приём для четырёх антенн ($N = 4$). Среднее ОСШ в каждой ветви примем равным $\Lambda_0 = 1$ или $\Lambda_0 = 10$. Результат статистического анализа представлен на рис. 6 в виде четырёх интегральных функций вероятности. Штриховые кривые соответствуют разнесённому приёму с использованием тестовых сигналов и построены с помощью формулы (21) для $\Lambda_0 = 1$ (кривые 1) и $\Lambda_0 = 10$ (кривые 2). Сплошные кривые получены для разнесённого приёма с использованием корреляционной обработки сигналов путём численного моделирования. Корреляционные моменты, входящие в формулу (18), оценивались по выборке длиной 1000 входных сигналов. Хорошо видно, что в случае $\Lambda_0 = 1$ имеются потери в ОСШ.

Потери в величине выходного ОСШ можно существенно уменьшить, если в качестве ведущей выбирать ветвь с максимальным ОСШ. Численное моделирование выполнялось для разнесённого приёма с использованием тестовых сигналов, а также с использованием корреляционной обработки и выбором ведущей ветви с максимальным ОСШ. Результаты анализа представлены на рис. 7. Штриховая линия соответствует разнесённому приёму с использованием тестовых сигналов, сплошная — разнесённому приёму с использованием корреляционной обработки и выбором лучшей антенны. Видно, что потери в ОСШ практически отсутствуют.

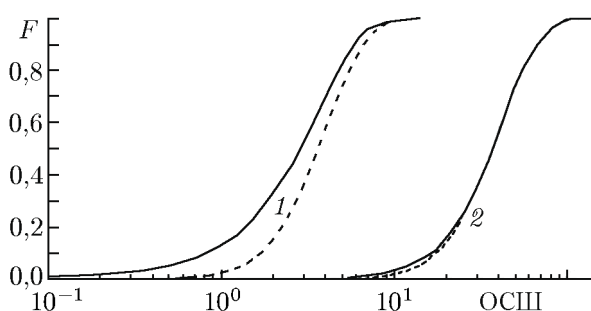


Рис. 6. Интегральные функции вероятности, полученные с использованием корреляционной обработки сигналов, для $\Lambda_0 = 1$ (кривые 1) и $\Lambda_0 = 10$ (кривые 2)

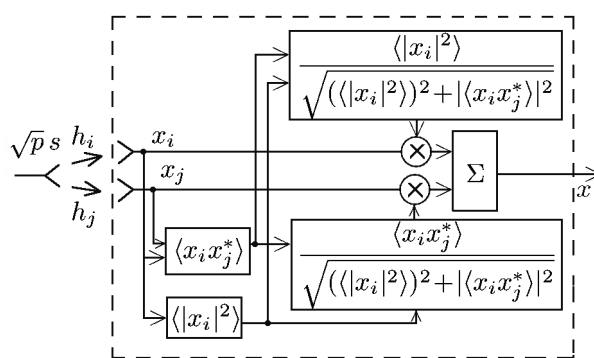


Рис. 5. Схема разнесённого приёма со стабилизацией уровня выходного собственного шума

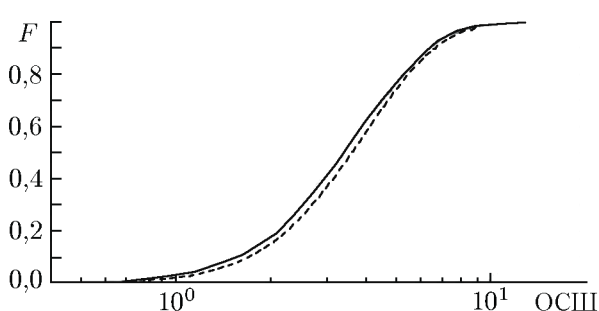


Рис. 7. Интегральные функции вероятности, полученные с использованием тестовых сигналов (штриховая линия) и корреляционной обработки сигналов с выбором ведущей ветви при $\Lambda_0 = 1$ (сплошная линия)

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложен метод разнесённого приёма с использованием корреляционной обработки информационных сигналов. Он не требует применения тестовых сигналов и поэтому не приводит к потерям в скорости передачи информации, что характерно для разнесённого приёма с использованием тестовых сигналов.

Величина выходного ОСШ для предложенного метода сильно зависит от величины ОСШ в ведущей ветви разнесения, поэтому при наличии рэлеевских замираний в канале связи рекомендуется выбирать в качестве ведущей ветвь с максимальным ОСШ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Изд. дом Вильямс, 2003. 1 104 с.
2. Прокис Д. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
3. Ермолаев В. Т., Флакман А. Г. Теоретические основы обработки сигналов в беспроводных системах связи. Н. Новгород: Из-во ННГУ им. Н. И. Лобачевского, 2011. 368 с.
4. Ермолаев В. Т., Соколов М. А., Флакман А. Г. // Вестник ННГУ. 2011. № 4, часть 1. С. 63.
5. Уидроу Б. И., Гловер Дж. Р., Маккул Дж. М. // ТИИЭР. 1975. Т. 63, № 12. С. 69.
6. Ермолаев В. Т., Сорокин И. С., Флакман А. Г., Ястребов А. В. // Изв. вузов. Радиофизика. 2015. Т. 58, № 12. С. 1083.
7. Ермолаев В. Т., Флакман А. Г. Методы обработки сигналов в адаптивных антенных решётках и компенсаторах помехи. Н. Новгород: Из-во ННГУ им. Н. И. Лобачевского. 2015. 193 с.

Поступила в редакцию 17 февраля 2017 г.; принята в печать 25 декабря 2017 г.

DIVERSITY RECEPTION BASED ON THE CORRELATION PROCESSING OF SIGNALS

V. T. Ermolayev, K. A. Morozov, and A. A. Solonitsyna

In this paper, we propose a method of adaptive diversity reception using the correlation processing of information signals. It allows one to develop the theory and propose the diversity-reception implementation schemes in which the test signals are not used. For the proposed method, a gain in the value of the output signal-to-noise ratio becomes close to a similar gain for the diversity method using the test signals if the signal-to-noise ratio in the diversity leading branch exceeds unity. In the case of the Rayleigh fading of the communication signal, it is recommended to choose the branch with maximum signal-to-noise ratio as a leading branch.