

УДК 621.391.95

РЕАЛИЗАЦИЯ РАЗНЕСЕННОГО ПРИЕМА
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНО МОДУЛИРОВАННЫХ ФМ СИГНАЛОВ
ДЛЯ СИСТЕМ МНОГОАНТЕННОЙ РАДИОСВЯЗИ ММО

БАНКЕТ В.Л., ТОТМИНА Ю.Н.

Одесская национальная академия связи им. А. С. Попова

THE DIVERSITY RECEPTION REALIZATION OF DIFFERENTIALLY PHASE
MODULATED SIGNALS FOR MULTYANTENNAS MIMO SYSTEMS

BANKET V.L., TOTMINA J.N.

Odessa national academy of telecommunications n.a. O.S. Popov

Аннотация. В статье рассмотрены возможности применения методов разнесения для работы в канале с замираниями систем с ММО технологиями. Показано, что наиболее перспективным здесь является применение дифференциальной фазовой модуляции. На основе теоретических исследований и моделирования установлено, что выигрыш в помехоустойчивости возрастает с увеличением числа приемных антенн.

Abstract: The article deals with application of diversity methods for work in a fading channel of the systems with MIMO technologies. It is shown that most perspective here is an application of differentially phase modulation. It is state on the basis of theoretical research and simulation, that noise immunity gain raises with the increasing of receiving antennas number.

ВВЕДЕНИЕ

Современный этап развития телекоммуникационных систем характеризуется широким использованием технологий широкополосной беспроводной радиосвязи и, в первую очередь, применением технологии ММО (*Multiple Input, Multiple Output*). Исследованиям систем ММО посвящено немало публикаций, перечень которых приведен в монографии [2]. Несмотря на простоту идеи, до последнего времени нерешенными являются вопросы упрощения реализации алгоритмов демодуляции/декодирования сигналов в каналах ММО. Сведения, помещенные в фундаментальном обзоре [3], опираются на применение в ММО канале специальных “обучающих” пакетов для оценки матрицы передаточной функции канала с последующей достаточно сложной матричной обработкой, описанной, например, в статье [7]. Недостатки “пакетного варианта (сложность реализации, затраты пропускной способности на передачу пакетов, срыв связи при утрате синхропакета) вызвали к жизни идеи отказа от применения сигналов-пакетов и перехода к *дифференциальным методам передачи*. Появление статей [4,5,6] в западной печати подтверждает эту тенденцию. Детальное изложение теории дифференциальных методов модуляции для ММО каналов было изложено в публикации [1], где отмечалось: “предварительный анализ показал, что такой подход к этой проблеме позволяет вскрыть *дополнительные возможности* дифференциальных методов, о которых ничего не говорится в упомянутых выше зарубежных статьях [5,6]”. Настоящая работа посвящена пояснению упомянутых возможностей: переход на передаче к методам дифференциальной фазовой модуляции в [1] потребовал применения на приеме дифференциальных демодуляторов (реализуемых для ФМ сигналов в форме автокорреляторов). Как следствие этого, в работе [1] была поставлена задача разработки многоканального автокоррелятора (по числу приёмных антенн). Анализ показал, что применение некогерентного автокорреляционного способа выделения передаваемых сообщений открывает прямой путь к *простой реализации разнесённого приема* сигналов, передаваемых через любую антенну из набора передающих антенн в составе ММО структуры с возможностями последующего использования такого подхода как для повышения помехоустойчивости передачи информации в условиях замираний, так и для упрощения алгоритмов демодуляции. Изложению именно этого подхода посвящена данная статья.

1 СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПО ТЕХНОЛОГИИ MIMO

Структура системы, работающей по технологии MIMO иллюстрируется на рис. 1. [1-3]. Передающая часть содержит M передатчиков ($T_1..T_i..T_M$) с передающими антеннами, тогда как приемная часть содержит N приёмников и приёмных антенн ($R_1..R_j..R_N$). Замирания порождаются рассеивающей средой распространения радиосигнала H .

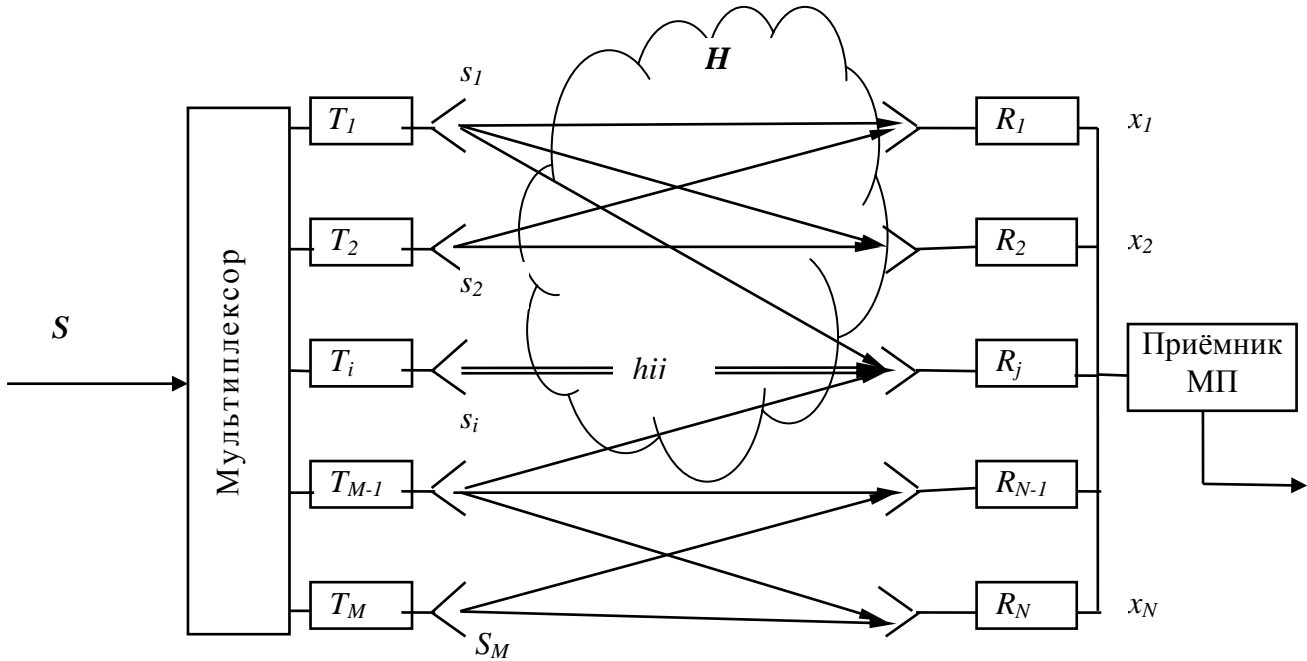


Рисунок 1– Структура системы MIMO

На рисунке стрелками показано, что сигнал любого из передатчиков T_i может достигать входа любого из преемников ($R_1...R_N$), претерпевая замирания в среде H . Работа системы обеспечивается мультиплексором на передаче и приемником максимального правдоподобия (МП) на приемной стороне. Такие структуры обычно обозначают как MIMO ($M \times N$) (M – количество передающих антенн, N – количество приёмных антенн). Здесь возможно большое разнообразие вариантов систем. В монографии [2] рассмотрены следующие варианты структуры MIMO ($M \times N$):

- 1 Структура MIMO (1×1), именуемая как SISO (1×1) (Single Input-Single Output – один вход- один выход). Этот вариант пространственного разнесения не предусматривает.
- 2 Структура MIMO ($1 \times N$), именуемая как SIMO ($1 \times N$) (Single Input - Multiple Output – один вход - много выходов). Это традиционная система радиосвязи с одним передатчиком и несколькими (N) разнесёнными в пространстве антеннами и приемниками.

Таким образом, вводится *пространственная избыточность*, благодаря которой удается “*пронизать*” турбулентную среду распространения радиосигнала и *избежать влияния замираний* при соответствующей обработке принятой совокупности сигналов. Для математического описания процессов передачи используют аппарат матриц. Для компактной записи процессов удобно сигналы-функции времени вида $S(t) = S_0 \cos(\omega_0 t + \varphi)$ представлять комплексным числом $s \ t = S_0 e^{j\varphi}$. Матрицу-строку передаваемых сигналов можно представить как

$$S_{(1 \times M)} = |s_1, s_2, \dots, s_i, \dots, s_M| \tag{1}$$

Компактное описание процессов в системах MIMO ($M \times N$) удобно производить, используя запись матрицы коэффициентов передачи канала

$$H_{(M \times N)} = \begin{pmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \dots & h_{1,N} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \dots & \dots \\ h_{M-1,1} & \dots & h_{M-1,N-1} & h_{M-1,N} \\ h_{M,1} & h_{M,2} & h_{M,N-1} & h_{M,N} \end{pmatrix}, \quad (2)$$

где $h_{i,j} = H_{i,j} e^{j\psi_{i,j}}$ – комплексный коэффициент передачи MIMO канала на участке между i -й передающей и j -й приёмной антеннами. Статистические свойства узкополосных каналов типа SISO (1×1) определены в стандарте IEEE [9]. Для характеристики поведения замираний во времени обычно вводят параметр *интервал когерентности замираний* (fading coherence time) τ_c , определяемый как интервал времени, в течение которого параметры принимаемого сигнала (амплитуда и фаза) остаются неизменными. Величина интервала когерентности зависит от мобильности передатчиков и приемников системы. В частности, по данным работы [10] при скорости мобильного абонента 60 миль/час и связи на частоте 1,9 ГГц *интервал когерентности канала* составляет 3 мс. В работах [3,7] изложены основы информационной теории систем с каналами типа MIMO. Результирующая пропускная способность “составного” канала MIMO определяется совокупностью пропускных способностей полного набора всех подканалов SISO, входящих в структуру MIMO. Из рис. 1 видно, что общее количество подканалов определяется произведением MN . В условиях замираний по каждому из подканалов передается регулярный компонент полезного сигнала на фоне случайных замираний. Объединение на приемной стороне тем или иным способом выходов различных подканалов позволяет осуществить *накопление регулярных компонентов* сигнала и *усреднить флуктуации*, обусловленные замираниями. В этих условиях помехоустойчивость и пропускная способность систем на базе каналов MIMO в значительной мере зависят от параметра *объем разнесения* (diversity volume). Объем разнесения V определяется *количеством пар каналов SISO* ($T_i \rightarrow R_j$) в структуре системы MIMO, “принимающих участие” в передаче информации [3,7]. Нетрудно установить *верхнюю границу объема разнесения*

$$\max V = MN. \quad (3)$$

Следует отметить, что *стремление к увеличению объема разнесения* в любой работе по тематике MIMO подчёркивается новый результат по достижению более высокого уровня объема разнесения (см., например, статью [5]).

Представим матрицу-строку шума на входах приемных антенн в виде вектора

$$W_{(1 \times N)} = [w_1, w_2, \dots, w_j, \dots, w_N] \quad (4)$$

и матрицу-строку принятого сигнала $X_{(1 \times N)} = [x_1, x_2, \dots, x_j, \dots, x_N]$.

Тогда основное матричное уравнение для системы MIMO, изображённой на рис. 1, можно представить так

$$X = HS + W. \quad (5)$$

Большинство алгоритмов обработки принимаемых сигналов в системах MIMO основано на предположении о том, что канал относится к классу *квазистационарных* (quasi-static) [3], когда характеристики замираний сигналов в канале во времени *изменяются медленно* и что матрица H коэффициентов передачи канала вида (2) известна на приеме до начала обработки. Как отмечалось выше, это достигается путем посылки специальных “обучающих” (training) пакетов для оценки матрицы передаточной функции канала. Структура пакетов детально описана в [7]. Для случая равновероятных посылаемых сигналов s , выбираемых из ансамбля S ($s \in S$), типичный алгоритм максимально правдоподобного вынесения решения о посылаемом сигнале \hat{s} на фоне гауссовского шума (3), при известной матрице канала H по данным большинства публикаций [2-7] имеет вид

$$\hat{s} = \arg \min \|X - H\hat{s}\|^2 (\hat{s} \in S). \quad (5)$$

Здесь $\|X - H\bar{s}\|^2$ – квадрат нормы вектора разности между принимаемой суммой замирающего сигнала с помехой X и гипотезой $H\bar{s}$. Алгоритм (5) является *переборным* и обладает всеми недостатками переборных алгоритмов: *высокая сложность реализации и невысокое быстродействие*. Таким образом, на основе изложенного выше можно сформулировать *задачу настоящей работы* – разработка метода передачи цифровой информации по каналам ММО, обеспечивающего устойчивость к замираниям сигнала в канале при условии приемлемой сложности реализации. В соответствии с выводами основополагающей работы [1] этот метод должен базироваться на применении дифференциальной фазовой модуляции.

2 ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНАЯ ФМ В КАНАЛЕ SISO

Из рис.1 видно, что канал ММО состоит из совокупности каналов SISO. Теоретические основы дифференциальной модуляции в таких каналах рассмотрены в статье [1]. Следуя этой работе, в данной статье для передачи дискретной информации будем использовать многопозиционную фазовую модуляцию ФМ- L , которая обеспечивает высокую удельную скорость передачи информации (L – число сигналов в ансамбле). Упомянутое выше представление сигналов в момент времени t в виде комплексного числа будет $s(t) = S_0 e^{j\varphi(t)}$, где S_0 – амплитуда сигнала; $\varphi(t) = \frac{2\pi}{L}v(t)$ – текущее значение фазы сигнала, которое определяется текущим значением модулирующего символа $v(t)$. Комплексными числами будем выражать также текущее значение вносимого каналом коэффициента передачи канала $h(t) = h e^{j\theta(t)}$, где h – модуль коэффициента передачи (случайный скаляр), $\theta(t)$ – текущее значение фазового сдвига (случайная скалярная функция времени). Текущее значение помехи выразим комплексной функцией времени $w(t) = w e^{j\xi(t)}$, где w – модуль помехи, $\xi(t)$ – текущее значение фазы помехи. Принятый сигнал с помехой при таком обозначении будет $x(t) = x e^{j\psi(t)}$, где x – модуль принятого сигнала, $\psi(t)$ – текущее значение фазы суммы принятого сигнала с помехой. Тогда векторное уравнение системы передачи по каналу SISO имеет вид

$$x(t) = s(t)h(t) + w(t). \quad (6)$$

В соответствии с работой [1], *алгоритмы*, составляющие сущность *дифференциального метода передачи* по каналу SISO будут такими:

1 *Алгоритм дифференциальной модуляции*. Передача производится методом многопозиционной фазовой модуляции, текущая фаза сигнала в момент времени t_n имеет вид

$$\varphi(t_n) = \frac{2\pi}{L}v(t_n). \quad (7)$$

На передающей стороне передаваемая информационная последовательность $u(t)$ подвергается предварительной обработке (*дифференциальному кодированию*) по рекуррентному правилу

$$v(t_n) = v(t_{n-1}) + u(t_n). \quad (8)$$

2 *Алгоритм дифференциального декодирования* непосредственно следует из (8)

$$u(t_n) = v(t_n) - v(t_{n-1}). \quad (9)$$

При выбранном объёме ансамбля сигналов L сложение (вычитание) в выражениях (8,9) производятся по модулю L . Если на выходе передающей антенны с номером i действует сигнал-функция времени вида $s_i(t) = S_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_i)$, то в соответствии с уравнением передачи (6) на вход приемной антенны с номером j поступает сигнал, прошедший через SISO канал с замираниями

$$x_j(t) = s_i(t) h_{ij}(t) = S_0 h_{ij}(t) \cos(\omega_0 t + \theta_{ij}(t) + \varphi_i(t)). \quad (10)$$

3 *В квазистационарном канале* с интервалом когерентности τ_c параметры замирающего сигнала изменяются медленно. Если длительность посылки сигнала есть T , то при выполнении условия $T \leq \tau_c$ параметры сигнала (10) на входах приёмных антенн будут

$$h_{ij}(t) = h_{ij}(t+T) = h_{ij}, \quad \theta_{ij}(t) = \theta_{ij}(t+T) = \theta_{ij}. \quad (11)$$

3. АВТОКОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ПРИЕМ В КАНАЛЕ SISO

Неизменность фазы (11) принимаемого сигнала в квазистационарном канале используем для подавления фазовой помехи. Алгоритм автокорреляционной обработки определяется правилом вычисления коэффициента корреляции.

$$R(T) = \frac{1}{T} \int_0^T x_j(t)x_j(t-T)dt. \quad (12)$$

Структура автокорреляционного демодулятора представлена на рис. 2.

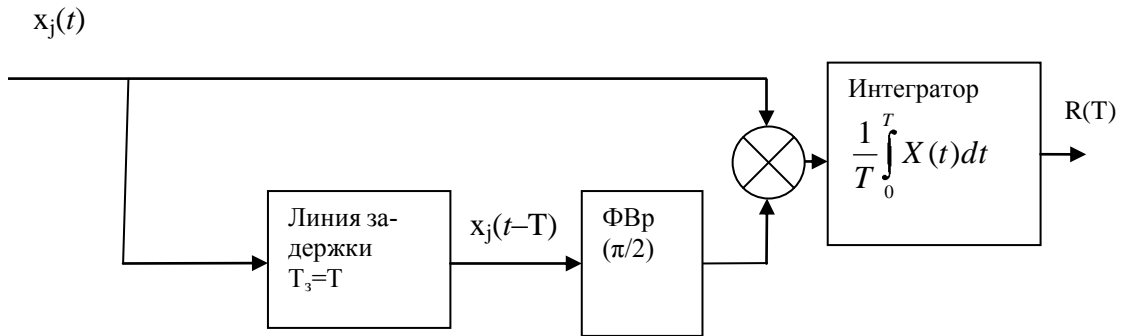


Рисунок 2 – Структура автокоррелятора

Автокоррелятор содержит перемножитель, на который подаются обрабатываемый сигнал $x_j(t)$ и задержанный линией задержки сигнал $x_j(t - T)$. Время задержки выбирается равным длительности посылки сигнала ($T_3 = T$). Фазовращатель ФВр на угол $\pi/2$ обеспечивает необходимое фазовое соотношение между поступающими на перемножитель сигналами. Далее результат перемножения интегрируется интегратором на интервале длительности T . Подставляя (10) в (12), получаем с учётом работы фазовращателя

$$\begin{aligned} R(T) &= \frac{1}{T} \int_0^T S_0^2 h_{ij}^2 \cos[\omega_0 t + \Theta_{ij}(t) + \varphi_i(t)] \{-\sin[(\omega_0(t-T) + \Theta_{ij}(t-T) + \varphi_i(t-T))]\} dt = \\ &= \frac{-1}{2T} \int_0^T S_0^2 h_{ij}^2 \sin[2\omega_0 t - \omega_0 T + (\Theta_{ij}(t) + \Theta_{ij}(t-T) + \varphi_i(t) + \varphi_i(t-T))] dt + \\ &\quad + \frac{1}{2T} \int_0^T S_0^2 h_{ij}^2 \sin[\Theta_{ij}(t) - \Theta_{ij}(t-T) + \varphi_i(t) - \varphi_i(t-T)] dt = \\ &= \frac{-S_0^2 h_{ij}^2}{2\omega_0 T} (\cos 2\omega_0 T - 1) \cos[\Theta_{ij}(t) + \Theta_{ij}(t-T) - \omega_0 T + \varphi_i(t) + \varphi_i(t+T)] + \\ &\quad + \frac{S_0^2 h_{ij}^2}{2} \sin[\Theta_{ij}(t) - \Theta_{ij}(t-T) + \varphi_i(t) - \varphi_i(t-T)]. \end{aligned} \quad (13)$$

Предпоследнее слагаемое в последних строках выражения (13)

$\frac{-S_0^2 h_{ij}^2}{2\omega_0 T} (\cos 2\omega_0 T - 1) \cos[\Theta_{ij}(t) + \Theta_{ij}(t-T) - \omega_0 T + \varphi_i(t) + \varphi_i(t+T)]$ может быть сделано пренебре-

жимо малым по сравнению с последним слагаемым $\frac{S_0^2 h_{ij}^2}{2} \sin[\Theta_{ij}(t) - \Theta_{ij}(t-T) + \varphi_i(t) - \varphi_i(t-T)]$.

Действительно, при выполнении условия $\omega_0 T \gg 1$ (на длительности посылки укладывается большое число периодов сигнала) это слагаемое значительно меньше второго, т.е. им можно пренебречь. Тогда получаем окончательно

$$R(t, T, \Theta, \phi) \approx \frac{S_0^2 h_{ij}^2}{2} \sin[\Theta_{ij}(t) - \Theta_{ij}(t-T) + \phi_i(t) - \phi_i(t-T)]. \quad (14)$$

Далее удобно рассматривать процессы в произвольный момент времени $t = t_n$. При этом аргументам задержанных сигналов будут соответствовать такие значения дискретного времени: при $(t) \rightarrow (t_n)$ будет соответствие $(t-T) \rightarrow (t_{n-1})$. Основываясь на свойстве квазистационарности канала (11) отметим, что на выходе автокоррелятора *фазовая помеха подавляется* $\theta_{ij}(t) - \theta_{ij}(t+T) = 0$ в выражении (14). Тогда результат автокорреляционной обработки будет

$$R(t, T, \phi) \approx \frac{(S_0 h_{ij})^2}{2} \sin[\phi_i(t) - \phi_i(t-T)] \quad (15)$$

Видно, что выход автокоррелятора содержит сведения о разности фаз сигналов $[\phi_i(t) - \phi_i(t-T)]$. Это может быть использовано для дифференциального декодирования в соответствии с выражением (9). Выход автокоррелятора пропорционален произведению амплитуд замирающих сигналов и синусу разности фаз посылок сигнала

$$R(t_n) \approx \frac{(S_0 h_{ij})^2}{2} \sin\left[\frac{2\pi}{L} u_i(t_n)\right] \quad (16)$$

При передаче сообщений, выбираемых из ансамбля противоположных символов ($u_i = \{+1, -1\}$) вынесение решения в решающем устройстве демодулятора производится по знаку результата автокорреляционной обработки (16). Фазовращатель ФВр в структуре демодулятора на рис.2 введен именно для получения такого знакового соответствия. Прохождение аддитивных помех через автокоррелятор проанализировано в работе [1], где приведено матричное представление шумовых компонентов при автокорреляционной обработке. Так, при действии на входе автокоррелятора сигнала с помехой (5), результат на выходе вычисляется как произведение комплексно сопряженных матриц отсчетов сигнала

(*—знак комплексного сопряжения)

$$[X^* \ t_{n-1} \ X \ t_n] = [S^*_{(1 \times M)} \ t_{n-1} \ H^*_{(M \times N)} \ t_{n-1} \ + W^*_{(1 \times N)} \ t_{n-1}] \cdot [S_{(1 \times M)} \ t_n \ H_{(M \times N)} \ t_n \ + W_{(1 \times N)} \ t_n],$$

которое состоит из *сигнального компонента*

$$SH = \{ (S^*_{(1 \times M)} \ t_{n-1} \ H^*_{(M \times N)} \ t_{n-1} \ S_{(1 \times M)} \ t_n \ H_{(M \times N)} \ t_n) \}$$

и *шумового компонента*

$$SW = \{ \{ S^*_{(1 \times M)} \ t_{n-1} \ H^*_{(M \times N)} \ t_{n-1} \cdot W_{(1 \times N)} \ t_n \ + W^*_{(1 \times N)} \ t_{n-1} \ S_{(1 \times M)} \ t_n \ H_{(M \times N)} \ t_n \} \}. \quad (17)$$

Шумовой компонент состоит из двух примерно равноценных сверток шума с сигналом. Это приводит, как известно, к *возрастанию вдвое дисперсии шума* по сравнению со случаем когерентной обработки.

4 РАЗНЕСЕННЫЙ ПРИЁМ В КАНАЛЕ D-SIMO

Из общей структуры системы с каналом MIMO ($M \times N$) на рис. 1 видно, что такой канал состоит из M “вложенных” каналов SIMO ($I \times N$). Каждый такой канал включает на передающей стороне один передатчик T_i и, соответственно, передающую антенну с номером i ($i = 1..M$), а также разме-

щенные на приёмной стороне N антенн с приёмниками R_j ($j = 1 \dots N$), которые способны *одновременно принимать и обрабатывать сигналы*, посланные по *SISO* каналу ($T_i \rightarrow R_j$). Такая конфигурация есть не что иное, как типичная конфигурация каналов с замираниями, допускающая организацию на приемной стороне *приема с разнесенными в пространстве приемными антеннами*. Набор всех пар ($T_i \rightarrow R_j$) в совокупности образует *SIMO* ($1 \times N$)-канал. При реализации такого метода разнесения по каждому каналу *должна передаваться одна и та же информация*. Далее полагаем, что по каждому *SISO* каналу передача сообщений производится методом многопозиционной дифференциальной фазовой модуляции, как это было рассмотрено выше в п. 2 и 3. При подаче на вход модулятора передатчика T_i сообщения $u_i(t_n)$, на выходах автокорреляционных демодуляторов каждого из приёмников R_j ($j = 1 \dots N$) будет формироваться результат обработки, определяемый выражением (16)

$$R_j(u_i(t_n)) \approx \frac{(S_0 h_{ij})^2}{2} \sin \frac{2\pi}{L} u_i(t_n) \quad j = 1 \dots N \quad (18)$$

Рассматриваемую систему будем именовать как *D-SIMO*. Как видно, отклики автокорреляторов в выражении (18) имеют случайные уровни, обусловленные случайным характером коэффициентов передачи канала h_{ij} . В этом случае возникает *задача оптимального выделения оценки* передаваемого сообщения из набора случайных полезных компонентов (18), принимаемых на фоне шумовых компонентов (17). В арсенале *методов объединения разнесенных замирающих сигналов* имеются следующие методы:

- 1 *Линейное сложение*, при котором оценка определяется как сумма разнесенных сигналов. *Реализация линейного сложения наиболее проста.*
- 2 *Весовое сложение*, при котором разнесенные сигналы складываются с весами, пропорциональными уровням сигналов.
- 3 *Оптимальное весовое сложение*, при котором предварительно оцениваются отношения сигнал/шум в ветвях разнесения, после чего сигналы из ветвей разнесения складываются с весами, пропорциональными отношениям сигнал/шум в этих ветвях. *Реализация оптимального сложения наиболее сложна.*

Учитывая, что, в соответствии с выражением (18) полезные компоненты на выходах корреляторов “взвешены” квадратом коэффициента канала, из перечисленных выше методов объединения следует выбрать *линейное сложение*. Это обеспечит *простоту реализации*, и в данном случае будет фактически *реализован метод весового сложения*. Результат сложения будет определяться линейной суммой выходов всех N автокорреляторов

$$\bar{R}[u_i(t_n)] = \sum_{j=1}^N R_j(u_i(t_n)) = \frac{S_0^2}{2} \left[\sum_{j=1}^N h_{ij}^2 \right] \sin \frac{2\pi}{L} u_i(t_n) = \frac{S_0^2}{2} \bar{h}_{ij}^2 \sin \frac{2\pi}{L} u_i(t_n). \quad (19)$$

В этом выражении используется результат сложения квадратов коэффициентов передачи всех N *SISO* каналов, входящих в состав анализируемого *D-SIMO* ($1 \times N$) канала

$$\bar{h}_{ij}^2 = \sum_{j=1}^N h_{ij}^2. \quad (20)$$

Общая структура канала *D-SIMO* ($1 \times N$) приведена на рис. 3. Видно, что объем разнесения в такой структуре канала равен количеству участвующих в передаче *SISO* каналов, т.е. $V = N$. При прохождении через замирающий *SISO* канал на регулярную составляющую сигнала накладывается случайный компонент замираний. В сумматоре регулярные составляющие складываются (накапливаются), а случайные компоненты усредняются. Значение выигрыша от применения метода разнесения может быть установлено с учетом статистических характеристик замираний в парциальных каналах *SISO*.

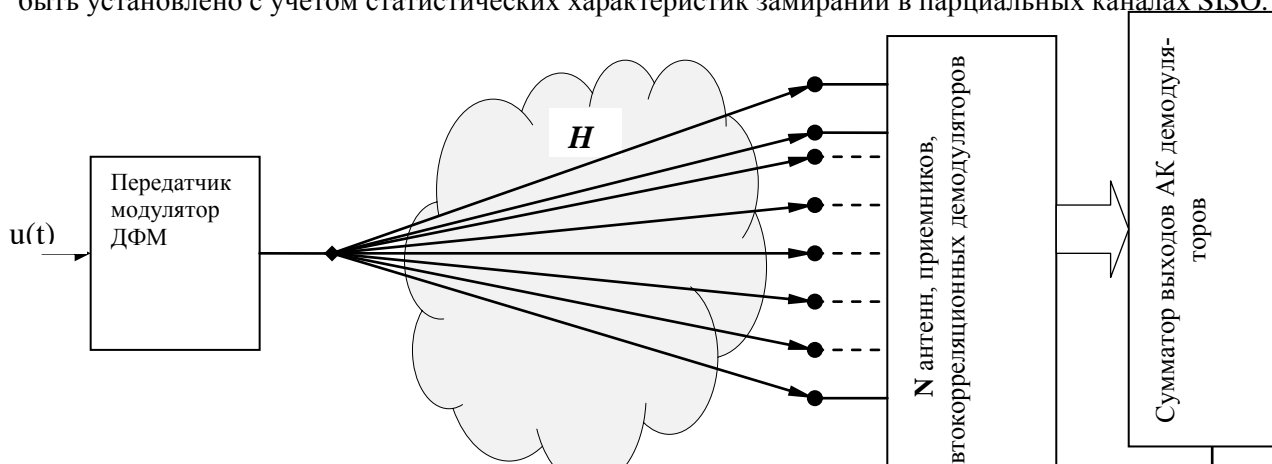


Рисунок 3–Структура канала D-SIMO(1×N)

Согласно выводам работы [9] статистические характеристики замираний узкополосных (narrowband) сигналов в системах беспроводного доступа описываются в виде модели, учитывающей наличие в точке приема регулярной составляющей с амплитудой h_0 и случайной составляющей с дисперсией σ^2 . Плотность вероятности результирующего сигнала h рекомендовано описывать *райсовской* функцией плотности вероятности:

$$p(h) = \frac{h}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{h^2 + h_0^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{h h_0}{\sigma^2}\right) \text{ для } h > 0, h_0 > 0, \quad (21)$$

и $p(h) = 0$ для других h, h_0 .

Отношение мощностей регулярной и случайной составляющих сигнала в западной литературе [3,4] принято описывать коэффициентом $K = h_0^2 / 2\sigma^2$. В обзорной статье [3] приводятся примеры экспериментальных данных по коэффициенту K для двух крайних значений: $K = 16$ дБ (пример для пригорода SU-1 с плотной застройкой и интенсивной растительностью); и $K = 0$ дБ (пример для пригорода SU-6 с низкими застройкой и растительностью). Для определения эффективности применения описанного выше метода разнесенного приёма в канале D-SIMO (1 × N) было проведено моделирование с использованием возможностей пакета объектно-ориентированного программирования NPVEE. На рис. 4, и 5 приведены соответствующие иллюстративные диаграммы.

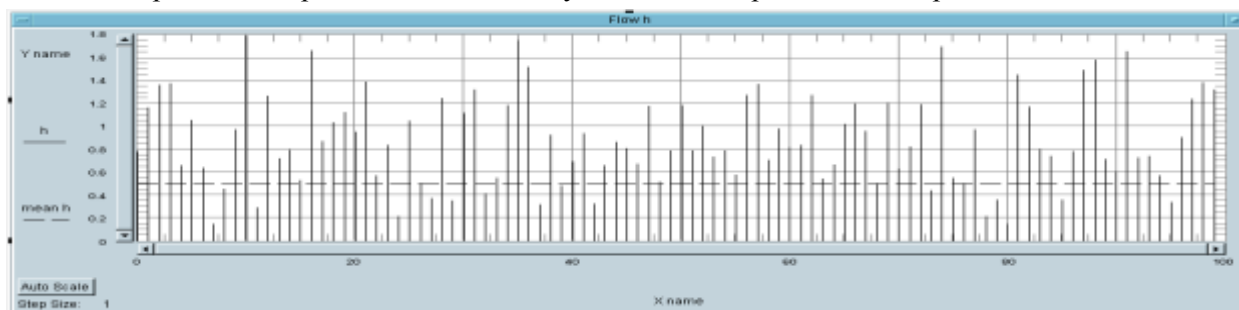


Рисунок 4 – Зависимость случайного коэффициента передачи h SISO канала от номера канала j в пределах $j = (1 \dots N)$ (пунктир – средний уровень $h_0 = 0.5$).
Коэффициент $K = h_0^2 / 2\sigma^2 = 3$ дБ

Большое число каналов в примерах ($N = 100$) выбрано для иллюстрации тенденций изменения статистических характеристик методов разнесения, предлагаемых в статье. Эти тенденции хорошо “проявляются” при большом числе каналов. В частности, на рис. 4 видно, что среди испытанных 100 SISO каналов можно отметить ряд “проваленных” каналов (например, коэффициенты передачи каналов h с номерами (3,23 и 80) не превышают среднего уровня ($h < h_0$). В то же время, в окрестностях таких каналов можно отметить “благополучные” каналы, в которых выполняется обратное условие ($h > h_0$). Отсюда следует возможность повышения помехоустойчивости в каналах с замираниями за счет реализации метода разнесения на основе линейного сложения выходов ряда каналов в соответствии с формулой (19), когда в сумму могут входить рядом расположенные каналы. В этом случае возникает вопрос о количестве каналов N , входящих в такие суммы и о величине выигрыша в помехоустойчивости, который будет обеспечивать предлагаемый метод разнесения. При оценке выигрыша необходимо учитывать следующее:

1 Если случайный модуль коэффициента передачи канала имеет вид $h=h_0 + \Delta h$ (h_0 – математическое ожидание; Δh – случайное приращение, обусловленное замиранием), то уровень выхода автокоррелятора в выражении (15) будет

$$\frac{(S_0 h)^2}{2} = \frac{1}{2} (S_0 h_0 + S_0 \Delta h)^2 = \frac{(S_0 h_0)^2}{2} + S_0^2 h_0 \Delta h + \frac{(S_0 \Delta h)^2}{2}$$

В этом выражении первое слагаемое $\frac{(S_0 h_0)^2}{2}$ есть *полезный регулярный член*, величина которого определяется амплитудой передаваемого сигнала S_0 и регулярной составляющей коэффициента передачи канала h_0 . Второе и третье слагаемые $(S_0^2 h_0 \Delta h + \frac{(S_0 \Delta h)^2}{2})$ зависят от случайного, обусловленного замиранием приращения Δh . В результате накопления уровень полезного *неслучайного* составляющего возрастает в N раз: $\sum_{j=1}^N \frac{(S_0 h_0)^2}{2} = N \frac{(S_0 h_0)^2}{2}$.

2 При накоплении результатов с выходов автокорреляторов в сумматорах накапливаются также собственные шумы приемников. Из теории обработки методом накопления повторяющихся регулярных сигналов, принимаемых на фоне аддитивной флуктуационной помехи, известно, что амплитуда сигнала возрастает в N раз (N – число повторений) и, соответственно, мощность накопленного сигнала возрастает в N^2 раз), а шумы накапливаются по дисперсии (дисперсия накопленного шума возрастает только в N раз), что и определяет выигрыш по величине отношения мощностей сигнал/шум метода накопления, равный N .

3 Фактическая величина выигрыша в отношении сигнал/шум может быть определена на основе моделирования. На рис. 5 приведены результаты моделирования.

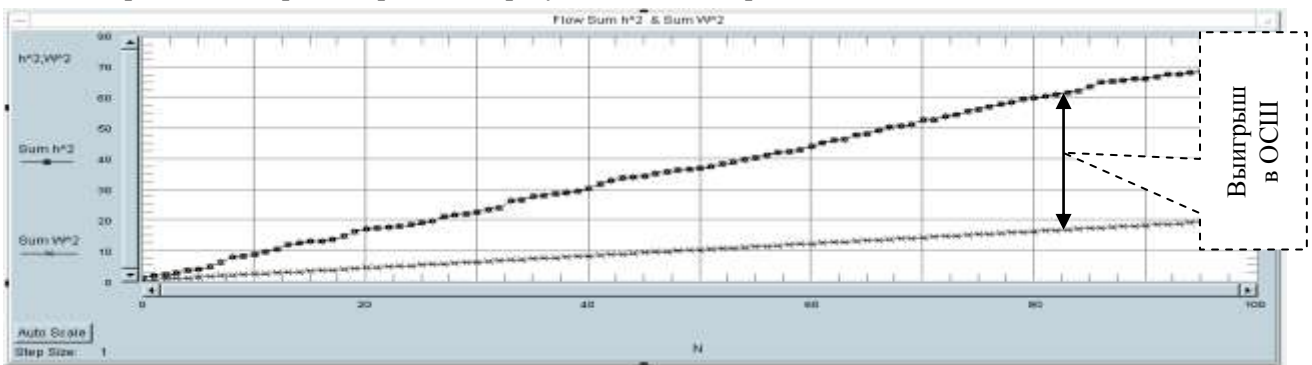


Рисунок 5 – Зависимости выходов сумматора автокорреляторов SISO каналов от числа суммируемых каналов j в пределах $j = (1 \dots N)$

На рис. 5 обозначено: линия (–*–*–) – результат накопления полезной составляющей $(S_0 h_0)^2$, линия (–x–x–) – результат накопления мощности шума W^2 . Коэффициент $K = h_0^2 / 2\sigma^2 = 3$ дБ

Видно, что результаты накопления полезной составляющей сигнала $(S_0 h_0)^2$ и дисперсии помехи W^2 с увеличением числа складываемых каналов N возрастают. Одновременно увеличивается их различие, которое обеспечивает выигрыш в отношении сигнал/шум.

В то же время, судя по незначительным колебаниям хода кривой полезной составляющей замирания в каналах SISO сказываются незначительно. Для практической реализации большое число каналов $N \approx 100$ может оказаться неприемлемым. На рис. 6 даны результаты моделирования для малых значений N . Видно, что и в этом случае разнесение с использованием линейного сложения каналов дает определенный выигрыш.

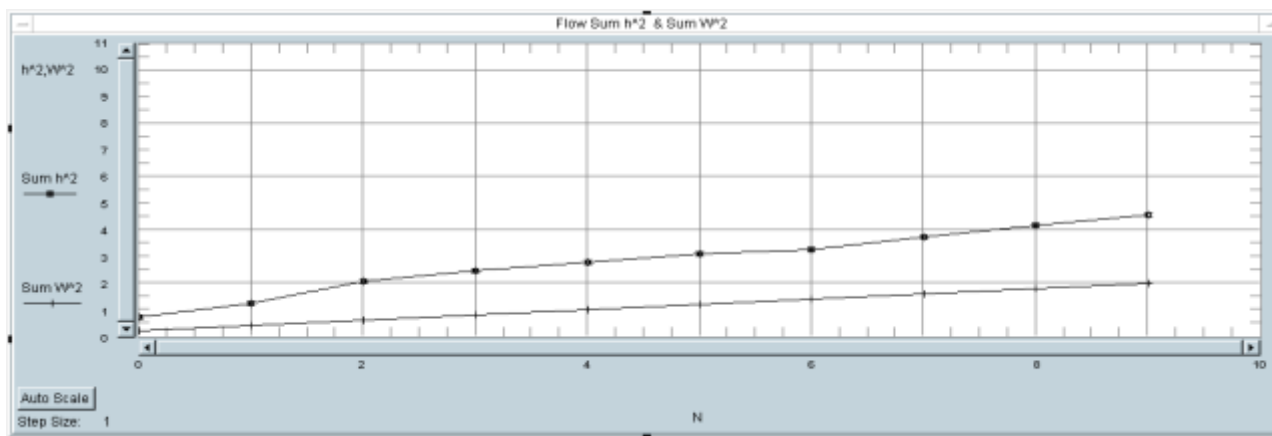


Рисунок 6 – Зависимости выходов сумматора автокорреляторов SISO каналов от числа суммируемых каналов j в пределах $j = (1 \dots 9)$. Обозначения кривых совпадают с обозначениями для рис. 5

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

- 1 Применение в каналах систем ММО дифференциальной фазовой модуляции позволяет эффективно подавлять обусловленную замираниями фазовую помеху.
- 2 В статье предложен и исследован метод реализации разнесенного приема сигналов в парциальных каналах систем ММО, предназначенный для работы в условиях замираний.
- 3 В качестве метода оптимального выделения оценки передаваемого сообщения из набора случайных полезных компонентов принимаемого замирающего сигнала обосновано применение линейного весового сложения.
- 4 Реализация линейного сложения наиболее проста.
- 5 Моделированием показано, что выигрыш в помехоустойчивости при применении предложенного метода возрастает с увеличением количества приемных антенн N .

ЛИТЕРАТУРА

- 1 Банкет В.Л. Развитие теории дифференциальных методов модуляции для современных цифровых телекоммуникационных систем / В.Л. Банкет, Ю.Н. Тотмина // Цифрові технології. – 2011. – № 10. – С.43–54.
- 2 Банкет В.Л. Сигнально-кодовые конструкции в телекоммуникационных системах.– Одесса: Феникс. – 2009. – 180 с.
- 3 Gesbert D. From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space–Time Coded Wireless Systems / Gesbert D., Shafi M., Shiu D., Smith P., Naguib A. // IEEE Journal on selected areas in communications, – Vol.SAC-21, – No.3, April 2003, – P. 281–302.
- 4 Coded Wireless Systems // IEEE Journal on selected areas in communications. – Vol.SAC-21. – No.3. – April 2003. – P.281.
- 5 Hohwald B.M., Swedens. Differential Unitary Space-Time Modulation / IEEE Transactions on Communications. – Vol.COM-48. – No.12, December 2000. – P.2041-2053.
- 6 Lampe L.H.-J., Differential Modulation Diversity for OFDM / Lampe L.H.-J., Schroder R.//Proc. 6-th Intern. OFDM Workshop. Hamburg. – 2001. – p.19-1-19-3
- 7 Wang D., X.Xia. Super-Orthogonal Differential Trellis Coding and Decoding / Wang D., X.Xia. //IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – Vol.23. – No.9,2003. – P.1768-1798.
- 8 Банкет В.Л., Методы пространственно-временного кодирования для систем радиосвязи / В.Л. Банкет, Н.В. Незгазинская, М. С. Токарь // Цифрові технології. – 2009. – № 6. – С. 5-16.
- 9 Feher. K. Wireless digital communications / Prentice-Hall PTR. – New Jersey. – 0758.1999. – 520 p.
- 10 Document IEEE 802.16a-03/01.Channel models for Fixed Wireless Applications. Adopted 06-27-3003. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ieee802.org/16>.
- 11 Hohwald B.M. Unitary Space-Time Modulation / Hohwald B.M., Swedens. Differential W. //IEEE Transactions on Communications.Vol.Com-48. – No.12. – December 2000. – P.2041-2053.
- 12 Левин Б.Р.. Теоретические основы статистической радиотехники. М: Соврадио. – 1966.–730 с.