

ПЛЕНАРНЫЕ ДОКЛАДЫ*

МНОГОМЕРНАЯ МНОГОУРОВНЕВАЯ МОДУЛЯЦИЯ

В.В.Крылов, С.С.Курганова

Нижегородский государственный технический университет

Проблема эффективного использования частотного ресурса является постоянным предметом исследований как специалистов по теории сигналов, так и практиков в области передачи информации. Принято считать, что простейшие двоичные сигналы обеспечивают скорость передачи в битах в секунду $R=1/\tau$, где τ – длительность элементарного сигнала в секундах, и занимает $F=2/\tau$.

Если использовать для передачи информации M независимых различных сигналов в общей полосе частот F , то теоретический выигрыш в скорости составит $k=\log_2 M$ раз. Однако эти расчеты могут использоваться лишь как ориентировочные, и существуют, по крайней мере, два фактора, ограничивающие возможность повышения скорости передачи. Один из них – наличие шумов на входе приемника, различителя сигналов. Шумы, выражающиеся в неопределенности амплитуды, позволяют использовать только ограниченное число уровней сигнала. Второй фактор состоит в невозможности строить быстроизменяющиеся сигналы в конечной полосе частот.

Как было показано многими исследованиями, между длительностью элементарного сигнала и шириной его спектра имеет место соотношение типа неопределенности Гейзенберга. Поэтому во многих работах внимание уделяется поиску компромиссных форм сигналов. При всех ухищрениях разработчиков увеличить показатель эффективности (выражаемый как коэффициент использования спектра, измеряемый в битах в секунду на единицу полосы частот $\gamma=R/F$ при заданной вероятности ошибки на бит) на сегодняшний день эта величина существенно ниже предела, установленного Клодом Шенноном. Шеннон показал, что в полосе с отношением сигнал/шум по мощности $\beta=P_s/P_n$ можно достигнуть $\gamma=\log_2(1+\beta)$ при любой сколько угодно малой заданной вероятности ошибки.

В [1,2] приведены сравнительные зависимости коэффициентов использования спектра для многих видов сигналов, и для сравнения приведен предел Шеннона. Как показывают многие исследования, наиболее эффективными, с точки зрения использования спектра, являются сигналы, полученные при так называемой

* В данной секции представлены работы, победившие на финальном этапе (20 февраля 2002 года) Конкурса исследовательских проектов в области беспроводных компьютерных сетей и телекоммуникаций, организованного Журналом «Компьютерра», ННГУ и компанией Intel.

многоуровневой QAM модуляции. При этом сама форма сигналов формируется с помощью специальных фильтров так, чтобы обеспечить компромиссные соотношения между скоростью спада спектра вне заданной полосы и минимальными межсимвольными искажениями, определяемыми нефинитностью элементарных сигналов. Форму таких сигналов обычно описывают соотношением:

$$S_k = a_k A(t) \cos(\omega_0 t) + b_k A(t) \sin(\omega_0 t).$$

Числа (a_k, b_k) зависят от передаваемой информации, их количество определяет “значимость” сигналов. Например, если $a_k, b_k \in \{-1, 1\}$, мы будем иметь четырехзначность (четырёхзначный сигнал), если добавить к допустимым значениям еще 2:

$$a_k, b_k \in \{-2, -1, 1, 2\},$$

В этом случае, получая 8 или 16 разных сигналов, можно говорить о системе сигналов QAM-8 и, соответственно, QAM-16.

Отвлекаясь от формы огибающей, принято изображать QAM сигналы на плоскости в виде точечных диаграмм. Такая диаграмма может рассматриваться как изображение двумерного пространства с базисом из двух ортогональных функций $\sin()$ и $\cos()$. Каждая помеченная точка изображает один из возможных элементарных сигналов. На рис.1 приведено несколько примеров созвездий сигналов:

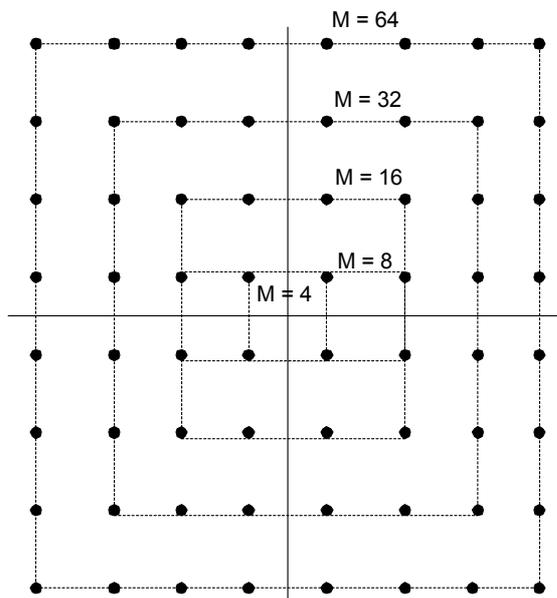


Рис.1

В настоящее время используются системы сигналов до QAM-1024.

Форма огибающей элементарного сигнала $A(t)$ является, как было указано выше, предметом для отдельных исследований. Ее оптимизация ведется различными способами. Рекомендации ИТУ в настоящее время определяют целый ряд возможных подходов. Наиболее типичным для высокоскоростных систем передачи информации является применение огибающей в виде “приподнятого косинуса”.

$$A(t) = \frac{\alpha}{2\tau} \left(1 - \cos \frac{2\alpha\pi t}{\tau}\right).$$

Параметр α управляет компромиссом между спектральными и временными характеристиками, и выбирается в интервале $0,5 \dots 1$.

Попытка улучшить спектрально-временные характеристики сигналов предпринимается введением корреляционных связей между соседними элементарными импульсами (метод минимального сдвига), применением специальных корректирующих фазовых и амплитудных методов [3].

Критерием для сравнения применяемых систем сигналов можно считать кривую помехоустойчивости, показывающую зависимость минимального отношения сигнал/шум при заданной вероятности ошибки на выходе демодулятора от требуемого коэффициента спектральной эффективности.

Кривые помехоустойчивости являются монотонно возрастающими, и кривая, показывающая предел Шеннона, может служить хорошим ориентиром потенциально достижимых параметров.

Основная идея, которая положена в основу нового, предложенного нами метода, названного многомерной многоуровневой модуляцией, состоит в том, что мы расширяем метод QAM на большее чем два число измерений. Для этого следует отказаться от традиционного синусно-косинусного представления сигналов и вводить базис из других соображений. Исходя из классической постановки задачи передачи информации, будем полагать следующее:

- каждый сигнал должен занимать конечную полосу частот F ;
- сигналы должны быть ортогональны на конечном интервале T .

Если обозначить систему таких базисных элементарных сигналов:

$$\{\Phi_n(t)\}_{n=1}^N,$$

то передача некоторой k -ой конфигурации информационных битов может быть осуществлена передачей символа:

$$s_k = \sum_{n=1}^N a_{kn} \Phi_n(t).$$

Числа a_{kn} определяют соответствие конфигураций битов и уровней каждого из базисных сигналов. Поскольку базисные сигналы ортогональны на конечном интервале T , демодуляция последовательности

$$\dots s_{k-1}(t+T) + s_k(t) + s_{k+1}(t-T) + \dots$$

с помощью оптимального приемника даст возможность оценивать коэффициенты a_{km} , а, следовательно, и переданные конфигурации битов. Пусть число возможных уровней равно L . Тогда на каждом интервале T возможно получение L^N различных символов, а значит передача $N \cdot \log_2 L$ битов информации за T секунд. Для выявления реализуемой при этом спектральной эффективности необходимо знать значение FT для выбранной системы базисных сигналов, поскольку

$$\gamma = \frac{N \log_2 L}{FT}.$$

Эта задача оказывается тесно связанной с вопросом о размерности пространства сигналов с заданной полосой частот, которая математически корректно была впервые решена Ландау и Полаком [4]. Они установили, что выбор в качестве базиса вытянутых сфероидальных функций обеспечивает наименьшее произведение FT .

К сожалению, решение Ландау и Полака относится только к сигналам с постоянной составляющей, т.е. содержащих мощность на нулевой частоте. Условия излучения диктуют требования выбора полосы частот F в заданном интервале, определяемом техническими и другими причинами. В связи с этим мы решили задачу о нахождении таких полосовых базисных функций в следующей постановке.

Пусть D – подпространство L^2 функций с финитным носителем (временная область)

$$D = \{s: s(t) = 0 \forall t \notin (-T/2, T/2), T > 0\} \subset L^2.$$

Обозначим оператор проектирования из L^2 в D :

$$P_D: L^2 \rightarrow D, P_D s = s_T.$$

Подпространство функций с финитным спектром, носитель которых (частотная область) сосредоточен на множестве

$$\bar{\Omega} = (-\omega_0 - \Omega/2, -\omega_0 + \Omega/2) \cup (\omega_0 - \Omega/2, \omega_0 + \Omega/2),$$

обозначим как:

$$B = \left\{ s: \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \exp(-i\omega t) dt = 0 \forall \omega \notin \bar{\Omega} \right\}.$$

Оператор проектирования из L^2 в B обозначим:

$$P_B: L^2 \rightarrow B, P_B s = s_{\Omega}.$$

Для любого сигнала s из B :

$$P_B P_D s \in B.$$

Действие оператора $P_B P_D$ можно рассматривать как выделение в сигнале с финитным спектром шириной Ω участка длительности T и последующую фильтрацию полосовой системой с той же полосой.

Логично предположить, что наилучшими полосовыми сигналами, позволяющими производить их амплитудную модуляцию на интервале T , являются такие, которые обеспечивают максимум отношения:

$$\max_{s \in B} \frac{P_B P_D s}{\|s\|}.$$

Поскольку операторы P_B и P_D – проекторы в L^2 , это отношение имеет максимум на функциях, являющихся решениями операторного уравнения [4]

$$P_B P_D s = \lambda s; \lambda > 0.$$

Конкретизируя операторы, можно записать это уравнение в следующем виде:

$$\int_{-T/2}^{T/2} \frac{\sin \Omega/2(t-\tau)}{\pi(t-\tau)} \cos(\omega_0(t-\tau)) \varphi_k(\tau) d\tau = \lambda_k \varphi_k(t). \quad (1)$$

Эта задача на собственные функции симметричного интегрального оператора аналогична уравнению, исследованному Ландау и Полаком, однако отличается от него тем, что ядро не является ортоподобным. В связи с этим семейство функций

$$\{\varphi_k\}_{k=0}^{\infty},$$

являющихся решением этого уравнения, представлено функциями с двойной ортогональностью, т.е.:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_k(t) \varphi_j(t) dt = \delta_{kj} = \begin{cases} 1, k=j \\ 0, k \neq j \end{cases} \dots \int_{-T/2}^{T/2} \varphi_k(t) \varphi_j(t) dt = \lambda_k \delta_{kj}.$$

Однако собственные числа $\{\lambda_k\}$ необязательно образуют строго убывающую последовательность, как это было в задаче Ландау и Полака. Далее решения уравнения (1) мы будем называть смещенными вытянутыми сфероидальными функциями.

Сконструируем базис:

$$\phi_n(t) = \frac{\varphi_n(t)}{\sqrt{\lambda_n}},$$

и построим сигнал следующего вида:

$$s(t) = \sum_k^K \sum_{n=1}^N a_{nk} \phi_n(t - kT); a_{nk} \in A, \quad (2)$$

где A – конечное множество действительных чисел. Будем далее называть сигнал (2) многоуровневым многомерным сигналом, число уровней которого будут определяться как

$$L = \text{card } A,$$

а размерность – числом N . Число k определяет количество элементарных сегментов. Для единственного сегмента, полностью аналогично QAM сигналу $s(t)$, может быть поставлена в соответствие графическая картина – точечная диаграмма.

Пусть $A = \{-2, -1, 1, 2\}$, $N=3$. Ассоциируя каждую базисную функцию ϕ_n с осью графика, получаем трехмерную диаграмму, пример которой изображен на рис.2.

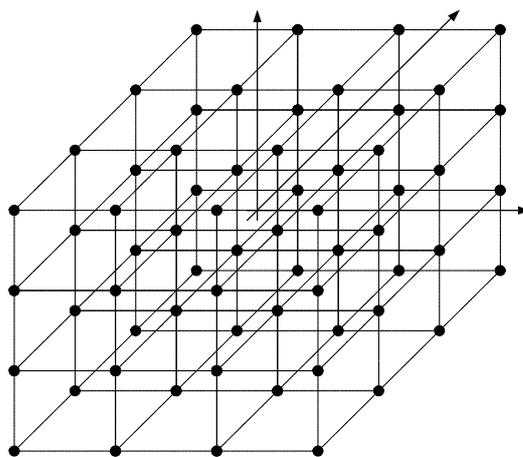


Рис.2

Как видно, при одном и том же $L=4$, $N=3$, число различных сигналов на одном и том же интервале T возросло до $M=4^3=64$, вместо шестнадцати в случае QAM ($N=2$).

Оценим, насколько велико то количество сигналов, которое можно использовать одновременно. В гауссовском канале вероятность ошибки при различении сигналов p_{err} определяется расстоянием между ними. Задача о максимальном числе сигналов с заданной помехоустойчивостью сводится к определению числа шаров радиуса, зависящего от заданной вероятности ошибки, заполняющих сферу радиуса, зависящего от энергии применяемых сигналов. Зададим пороговое значение вероятности ошибки p_{err}^* . Тогда можно ввести пороговое энергетическое отношение сигнал/шум:

$$h^2 = \arg \operatorname{erfc}(p_{err}^*).$$

Радиус сферы для сигналов, мощностью P_s и длительностью T , будет определяться величиной r_s :

$$r_s = \sqrt{(P_s T)}.$$

Шар, определяющий отклонение сигнала за счет аддитивной добавки гауссова шума, мощностью P_n в полосе F , соответствующий введенной выше помехоустойчивости, будет иметь радиус r_n :

$$r_n = \sqrt{(P_n h^2 / F)}.$$

Число шаров может быть оценено приблизительно отношением объемов в пространстве размерности N :

$$\frac{V_s}{V_n} = \left(\frac{r_s}{r_n}\right)^N = \left(\frac{FT}{h^2} q^2\right)^{N/2}; \quad q^2 = P_s / P_n.$$

Тогда эффективность использования спектра может быть оценена как:

$$\gamma = \frac{N}{2FT} \log_2 \left(\frac{FT q^2}{h^2} \right). \quad (3)$$

Допустимое отношение сигнал/шум в канале:

$$q^2 = \frac{h^2}{FT} 2^{\frac{\gamma FT}{N}}. \quad (4)$$

Как видно из полученных формул, рост эффективности использования спектра с увеличением размерности пространства используемых сигналов полностью определяется тем, насколько медленно при росте N будет увеличиваться база сигналов FT .

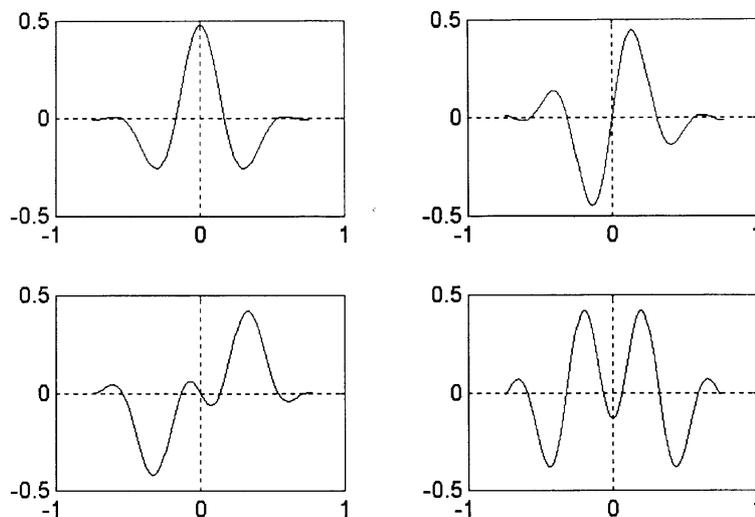


Рис.3

Введенные выше базисные функции $\phi_n(t)$ имеют финитный спектр, и величина базы для них определяется такой величиной T , при которой уровень межсимволь-

ных искажений не будет превышать допустимой величины. Для примера, на рис.3 изображены базисные функции для четырехмерного пространства.

С энергетической точки зрения степень концентрации энергии на интервале T функции $\phi_n(t)$ определяется величиной λ_n соответствующего ей собственного числа уравнения (1). Собственные числа λ_n определяются параметрами $c=\Omega T/2=\pi FT$ и $v=2\pi\sigma_0/\Omega$. В безразмерных параметрах уравнение (1) записывается в виде:

$$\int_{-1/2}^{1/2} \frac{\sin c(x-y)}{\pi(x-y)} \cos v(x-y) \phi_n(y) dy = \lambda_n \phi_n(x). \quad (5)$$

Решая эту задачу численными методами на интервале $(-1/2, 1/2)$, и продолжая решение для больших значений x , нами была исследована зависимость собственных чисел и внеинтервальных “хвостов” от параметров c и v . Результаты этих исследований мы приводим на рис.4.

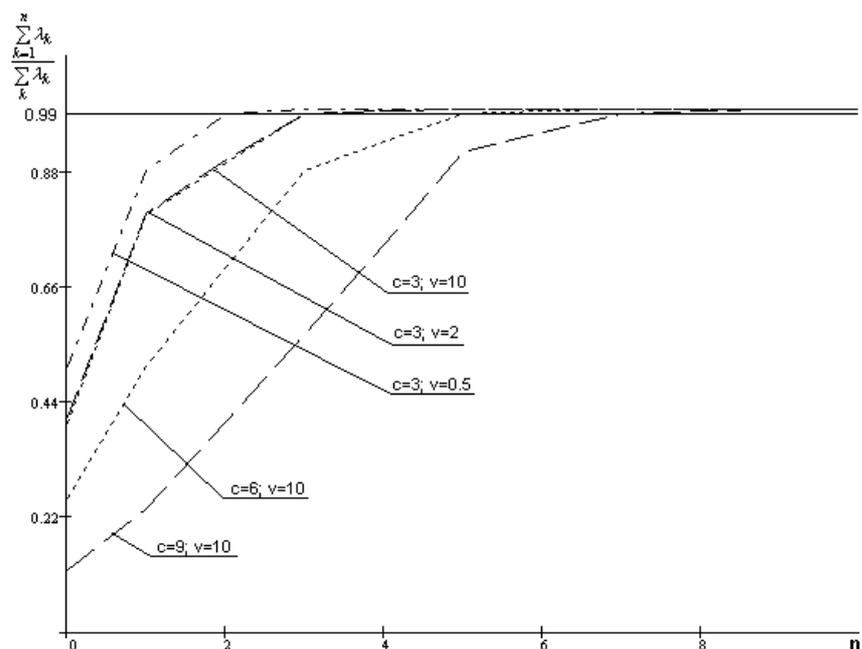


Рис 4

Как видно из приведенных результатов, величина v слабо влияет на уровень межсимвольных искажений, а база сигнала изменяется медленней, чем происходит

рост размерности N . Это обеспечивает выигрыш в эффективности использования спектра при переходе к многомерным сигналам, по сравнению с сигналами с QAM.

Использование смещенных вытянутых сфероидальных функций в качестве базисных элементарных сигналов может представлять интерес как средство повышения спектральной эффективности беспроводных сетей передачи информации. Двойная ортогональность сигналов позволяет предложить весьма эффективные решения для повышения пространственного повторного использования спектра при сохранении высоких спектрально-временных показателей.

- [1] Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. /Под ред. Д.Д.Кловского. –М.: Радио и связь, 2000, 800 с.
- [2] Зяблов В.В., Коробков Д.Л., Портной С.Л. Высокоскоростная передача сообщений в реальных каналах. –М.: Радио и связь, 1991, 288 с.
- [3] Макаров С.Б., Цикин И.А. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания. –М.: Радио и связь, 1988, 304 с.
- [4] Функции с двойной ортогональностью в радиоэлектронике и оптике /Пер. и обработка М.К. Размахина, В.П. Яковлева. –М.: Сов. радио, 1971. 256 с.

ПРИМЕНЕНИЕ АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

**В.Т.Ермолаев¹, А.А.Мальцев¹, А.Г.Флакман¹, Е.А.Маврычев²,
С.А.Тираспольский¹, О.В.Болховская¹**

¹Нижегородский госуниверситет, ²Нижегородский технический университет

Одной из главных проблем создания и развития беспроводных систем связи и, в частности, систем передачи данных (Wireless Local Area Networks – WLANs) является обеспечение высокой скорости передачи информации. Эта проблема особенно актуальна в настоящее время, когда потоки информации в электронном виде непрерывно увеличиваются.

Традиционно предлагаются два подхода к решению проблемы: увеличение ширины частотного спектра сигналов, используемых в системе связи, и/или увеличение мощности передатчиков. Однако выделяемые участки радиочастотных диапазонов весьма ограничены и дорогие, а уровень мощности передатчиков ограничен требованиями биологической защиты и не может быть увеличен. Кроме того, канал связи является многолучевым и случайным, что накладывает дополнительные ограничения на полосу пропускания. Таким образом, задачу увеличения скорости передачи данных необходимо решать в условиях жестких ограничений на частотную полосу сигналов и мощность передающих устройств.

Одним из перспективных путей решения проблемы является использование многоэлементных адаптивных антенных решеток (АР) как на приемном, так и на передающем концах линии связи. Такие системы связи часто называют MIMO (multiple-input multiple-output) системами. Использование АР позволяет производить пространственную и временную обработку сигналов, более эффективно использо-

вать излучаемую передатчиком мощность и подавлять помехи. Вследствие этого пропускная способность MIMO систем теоретически может быть увеличена пропорционально числу антенных элементов по сравнению с обычными системами связи, использующими одноэлементные антенны (без увеличения полной излучаемой мощности и полосы частот) [1,2].

В настоящее время проводятся активные научные исследования по применению многоэлементных адаптивных AP и, так называемых, “smart” антенн в мобильных системах связи. Имеется ряд работ, в которых рассмотрены характеристики многоэлементных антенн на открытом пространстве на базовых станциях. Однако, характеристики пропускной способности систем связи с многоэлементными адаптивными антеннами в сложных каналах распространения (внутри зданий, в городских условиях и т.п.) мало изучены.

В данной работе рассматривается принцип передачи информации и теоретически исследуется пропускная способность MIMO системы в условиях случайного канала распространения радиоволн, обсуждаются различные алгоритмы распределения мощности передатчика по параллельным ортогональным пространственным подканалам.

Принципы параллельной передачи информации в системах связи, использующих многоэлементные AP

Дадим краткое описание передачи информации в MIMO системах и объясним причины возможного увеличения пропускной способности канала [3]. Состояние случайного канала связи с многолучевым характером распространения сигналов непрерывно меняется, поэтому предполагается, что системы связи осуществляют непрерывную оценку его параметров. Такая оценка производится на приемном конце, затем информация о характеристиках канала сообщается на передающий конец линии связи. Знание многолучевого канала позволяет адаптивным способом формировать параллельные ортогональные пространственные каналы с оптимальными диаграммами направленности AP для передачи и приема информации.

Принцип параллельной передачи информации по одному физическому каналу связи на основе формирования нескольких ортогональных пространственных подканалов можно проиллюстрировать схемой, приведенной на рис. 1.

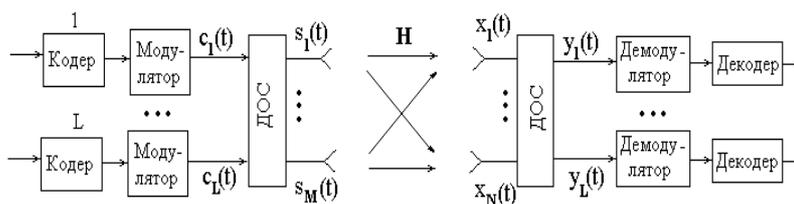


Рис.1

Предположим, что имеется M -элементная передающая и N -элементная приемная антенны. Свойства канала могут быть описаны с помощью комплексных коэффициентов передачи h_{nm} сигналов из m -ой передающей антенны в n -ую приемную антенну. Коэффициенты h_{nm} образуют канальную матрицу \mathbf{H} размерности $N \times M$. Амплитуды и фазы коэффициентов h_{nm} в общем случае являются случайными величинами из-за наличия интерференции рассеянных лучей. В зависимости от условий распространения сигналов в среде коэффициенты передачи могут быть коррелированы или не коррелированы между собой. Их корреляционные свойства могут быть различными в элементах передающей и приемной АР.

Как отмечалось выше, будем полагать, что коэффициенты h_{nm} канальной матрицы \mathbf{H} измеряются периодически с помощью последовательности обучающих символов. Знание канальной матрицы \mathbf{H} дает возможность выполнить преобразования сигналов в передающей и приемной адаптивных диаграммообразующих схемах (ДОС) так, что распространение сигналов происходит наилучшим образом с точки зрения пропускной способности. При этом символы $c_1(t), c_2(t), \dots, c_L(t)$ передаются через канал параллельно и независимо друг от друга. Независимая передача информации по параллельным каналам позволяет использовать в каждом из каналов известные для одноканальных систем связи принципы и устройства кодирования/декодирования и модуляции/демодуляции.

Обозначим $\mathbf{S}(t)=[s_1(t), s_2(t), \dots, s_M(t)]$ – вектор сигнала на выходе ДОС передающей АР. Его можно представить следующим образом:

$$\mathbf{S}(t) = \sum_{i=1}^L \sqrt{\mu_i} c_i(t) \mathbf{V}_i, \quad (1)$$

где μ_i – доля общей мощности передатчика, направляемая в i -й пространственный подканал; \mathbf{V}_i – весовой вектор передающей ДОС для этого канала. Весовые векторы \mathbf{V}_i можно объединить в матрицу $\mathbf{V}=[\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2, \dots, \mathbf{V}_L]$ размерности $M \times L$. Тогда выражение (1) можно переписать в матричном виде:

$$\mathbf{S}(t) = \mathbf{V} \mathbf{M}^{1/2} \mathbf{C}(t), \quad (2)$$

где $\mathbf{C}(t)=[c_1(t), c_2(t), \dots, c_L(t)]$ – вектор входных данных, а \mathbf{M} – диагональная матрица, составлена из чисел μ_i .

Обозначим $\mathbf{X}(t)=[x_1(t) \ x_2(t) \ \dots \ x_N(t)]^T$ – вектор-столбец сигналов в элементах приемной АР. Тогда вектор $\mathbf{X}(t)$ можно представить в матричном виде:

$$\mathbf{X}(t) = \sqrt{\rho} \cdot \mathbf{H} \mathbf{S}(t) + \mathbf{Z}(t), \quad (3)$$

где ρ – энергетический коэффициент, определяющий затухание и пространственные потери в канале связи, $\mathbf{Z}(t)=[z_1(t) \ z_2(t) \ \dots \ z_N(t)]^T$ – вектор-столбец собственных гауссовских шумов приемной АР.

В приемной ДОС происходит матричное преобразование сигнала, в результате которого на выходе ДОС получим вектор сигнала в виде

$$\mathbf{Y}(t) = \sqrt{\rho} \cdot \mathbf{U}^H \mathbf{H} \mathbf{S}(t) + \mathbf{U}^H \mathbf{Z} = \sqrt{\rho} \cdot \mathbf{U}^H \mathbf{H} \mathbf{V} \mathbf{M}^{1/2} \mathbf{C}(t) + \mathbf{U}^H \mathbf{Z}, \quad (4)$$

где \mathbf{U} – матрица преобразования сигналов приемной ДОС.

Из этого выражения нетрудно видеть, что для формирования независимых ортогональных пространственных подканалов необходимо, чтобы матрица $\mathbf{U}^H \mathbf{H} \mathbf{V}$, была диагональной, а матрицы \mathbf{U} и \mathbf{V} для приемной и передающей ДОС должны быть унитарными. Задача нахождения матриц \mathbf{U} и \mathbf{V} решается методом сингулярного разложения матрицы коэффициентов передачи \mathbf{H} :

$$\mathbf{H} = \sum_{i=1}^{\min(N,M)} \sqrt{\lambda_i} \cdot \mathbf{F}_i \mathbf{G}_i^H, \quad (5)$$

где λ_i – собственные числа матрицы $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ при $M > N$ или матрицы $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ при $M < N$, расположенные в порядке их убывания; векторы \mathbf{F}_i и \mathbf{G}_i образуют ортогональные векторные системы.

Подставляя (5) в (4), можно прийти к выводу, что для формирования параллельных независимых пространственных каналов весовые векторы ДОС должны совпадать с векторами сингулярного разложения (5) матрицы канальных коэффициентов \mathbf{H} , то есть $\mathbf{U}_i = \mathbf{F}_i$ и $\mathbf{V}_i = \mathbf{G}_i$. При этом максимально возможное число L параллельных каналов будет равно минимальному из чисел, которые дают число элементов передающей или приемной АР, то есть $L = \min(N, M)$. Эти каналы называются собственными каналами.

Пропускная способность ММО систем

Эффективность передачи данных в системах связи определяется Шенноновской удельной пропускной способностью. Это максимально возможное число бит, которые можно передать без ошибки через канал за одну секунду в полосе частот 1 Гц (бит/сек/Гц). Согласно формуле Шеннона удельная пропускная способность i -го собственного канала с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) равна

$$C_i = \log_2(1 + \rho \lambda_i \mu_i). \quad (6)$$

Так как параллельные собственные каналы являются независимыми, то пропускная способность всей системы будет равна сумме пропускных способностей отдельных каналов:

$$C = \sum_{i=1}^L \log_2(1 + \rho \lambda_i \mu_i). \quad (7)$$

Так как полная излучаемая передатчиком мощность предполагается постоянной, возникает проблема распределения мощностей μ_i по отдельным подканалам. Эта задача может быть решена различными путями. Кратко остановимся на трех основных способах распределения мощностей [4,5].

1. Равномерное распределение мощности. Если мощность передатчика разделить между каналами равномерно ($\mu_i = 1/L$), то пропускная способность системы будет равна:

$$C = \sum_{i=1}^L \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{L} \lambda_i \right). \quad (8)$$

Заметим, что если используется равномерное распределение мощности, то пропускная способность ММО системы не зависит от \mathbf{V} . Это свойство делает равномерное распределение мощности очень удобным во многих приложениях, в которых на передающей стороне нельзя определить элементы матрицы \mathbf{H} . В этой ситуации оптимизация ММО системы проводится только путем формирования ДОО на приемной стороне.

2. Распределение мощности в подканал с максимальным собственным числом. При некоторых условиях распространения волн распределение собственных чисел матрицы \mathbf{H} сильно отличается от равномерного, и одно максимальное собственным значением оказывается намного больше, чем остальные (физически это имеет место, когда один из лучей существенно превышает по мощности все остальные). Тогда близким к оптимальному решению является распределение всей передаваемой мощности в первый подканал с максимальным собственным числом λ_{max} . В этом случае пропускная способность ММО системы совпадает с пропускной способностью одного подканала, который является наилучшим для данного физического канала.

3. Оптимальное распределение мощности в соответствии с “water-filling” методом [6]. Если матрица \mathbf{H} известна как на передающей, так и на приемной стороне, то можно использовать предварительное “взвешивание” передаваемых сигналов для адаптации распределения их мощностей μ_i по подканалам для того, чтобы достичь максимума пропускной способности (7) ММО системы. Вычисление оптимальных μ_i может быть проведено с помощью “water-filling” алгоритма Шеннона.

Детальный анализ пропускной способности ММО систем в различных частных случаях представлен в работах [4,5]. Для иллюстрации в таблице приведены результаты расчетов средней пропускной способности (бит/сек/Гц) системы с оптимальным распределением мощности по пространственным подканалам (“water-filling” алгоритм) в Релеевском канале связи в зависимости от числа элементов передающей и приемной АР при отношении сигнал/шум $\rho=10$ дБ. Заметим, что пропускная способность является симметричной функцией от параметров M, N .

Из приведенных в таблице данных видно, что пропускная способность ММО системы с одинаковым числом элементов у передающей и приемной антенн ($M=N=L$) увеличивается практически пропорционально числу элементов АР. Из первого столбца таблицы следует, что увеличение числа элементов только у передающей или только у приемной антенны АР, например, только на точке доступа (Access Point) локальной сети (WLAN) не приводит к существенному увеличению пропускной способности системы, поскольку при этом невозможна параллельная передача информации по пространственным подканалам ($L=1$).

N	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
M										
1	2,9									
2	4,1	5,7								
3	4,7	7,0	8,6							
4	5,2	8,1	10,0	11,5						
5	5,5	8,8	11,1	12,9	14,4					
6	5,8	9,4	12,1	14,1	15,8	17,3				
7	6,0	9,9	12,9	15,1	17,0	18,7	20,2			
8	6,2	10,3	13,5	16,1	18,2	19,9	21,6	23,1		
9	6,4	10,7	14,1	16,9	19,2	21,1	22,9	24,4	25,9	
10	6,6	11,1	14,7	17,6	20,1	22,2	24,0	25,8	27,4	28,8

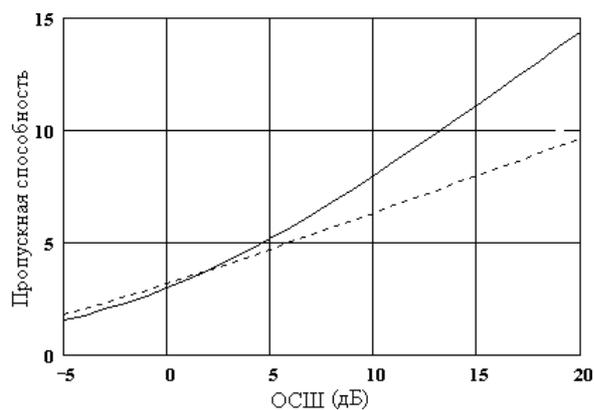


Рис.2

На рис.2 показана средняя пропускная способность MIMO системы с $M=4$ и $N=2$ для Релеевского (сплошная кривая) и статического канала (пунктирная кривая) при оптимальном распределении мощности. Видно, что пропускная способность в условиях Релеевских замираний может быть больше, чем в статическом канале без замираний. Это, на первый взгляд, странное явление, можно объяснить следующим образом. При малых ОСШ (≤ 3 дБ) в условиях Релеевских замираний формируется только один собственный подканал, так как во второй канал мощность не распределяется. При больших ОСШ (≥ 3 дБ) формируются два независимых собственных ка-

нала. В [3] показано, что в канале без замираний можно сформировать только один собственный канал. Хотя усиление этого канала будет больше, однако скорость передачи информации оказывается меньше, чем скорость передачи информации по двум параллельным каналам с меньшим усилением.

Возможная реализация MIMO систем с адаптивными AP

По нашему мнению, наиболее подходящий способ реализации MIMO системы возможен в сочетании с использованием OFDM (orthogonal frequency division multiplexing). В такой MIMO-OFDM системе разложение по ортогональным подканалам будет проводиться как в пространственной, так и в частотной областях. Использование ортогональных пространственных подканалов с OFDM внутри каждого подканала приведет к увеличению пропускной способности физического MIMO канала связи. Как следует из приведенных выше теоретических результатов, скорость передачи информации в MIMO-OFDM системе с 4÷8-элементными AP будет достигать 200÷400 Мбит/сек без увеличения мощности передатчика и расширения полосы частот.

- [1] Andersen J.B. //IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2000. V.42, №2. P.12.
- [2] Shiu D, Foschini G.J and Gans M.J. and Kahn J.M. //IEEE Transactions on Communications. 2000. V.48, №3. P.502.
- [3] Ермолаев В.Т., Маврычев Е.А., Флакман А.Г. //Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 2001. №9. С.50.
- [4] Maltsev A.A., Rubtsov A.E., Tiraspol'sky S.A. //Proceedings of the (5th) Scientific Conference on Radio Physics devoted to the 100-th Anniversary of A.A.Andronov's Birth, May 7, 2001. Ed. By A.V.Yakimov. Nizhny Novgorod. TALAM Press, 2001, p.191.
- [5] Maltsev A.A., Rubtsov A.E., Tiraspol'sky S.A. //Proceedings of the (5th) Scientific Conference on Radio Physics devoted to the 100-th Anniversary of A.A.Andronov's Birth, May 7, 2001. Ed. By A.V.Yakimov. Nizhny Novgorod. TALAM Press, 2001, p.199.
- [6] Gallager R.G. Information Theory and Reliable Communication. -New York: John Wiley & Sons, 1968.

**ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ПАССИВНЫХ РАССЕИВАТЕЛЕЙ
В КАЧЕСТВЕ ТРАНСЛЯТОРОВ ДАННЫХ В БЕСПРОВОДНЫХ
КОМПЬЮТЕРНЫХ СЕТЯХ**

А.В.Кудрин, Г.А.Марков, А.Л.Умнов, В.А.Яшнов

Нижегородский госуниверситет

А.А.Васенков, А.А.Горбачев, А.П.Колданов, С.П.Тараканков

Нижегородский научно-исследовательский радиофизический институт

Введение

В последние годы повышенный интерес вызывает задача разработки технологий радиосвязи, предназначенных для создания персональных беспроводных компьютерных сетей (PAN), т.е. сетей, элементы которых находятся на сравнительно небольших (порядка 10-15 м) расстояниях друг от друга. Наличие в PAN мобильных устройств (карманных компьютеров, сотовых телефонов, беспроводных устройств ввода и вывода информации) требует решения ряда специфических проблем. При этом одной из основных является задача увеличения времени автономной работы мобильных устройств за счет минимизации энергопотребления приемно-передающего модуля (ППМ). Помимо низкого энергопотребления такие модули, встраиваемые в мобильные устройства, должны иметь небольшие габариты, малый вес и низкую стоимость. Большинство технологий, предназначенных для создания PAN, базируются на использовании активных (потребляющих энергию автономного источника питания) ППМ. Главным потребителем энергии в ППМ является его передающая часть. В настоящее время наиболее известными подобными технологиями являются IEEE 802.11 и 802.15 (Bluetooth) [1].

Альтернативой использованию активных передающих устройств для поддержания радиосвязи на небольшие расстояния является применение в качестве источников радиосигналов пассивных рассеивателей, переизлучающих электромагнитные поля, создаваемые внешними источниками. При этом передаваемая информация может записываться в переизлученное поле путем модуляции параметров рассеивателя. Потенциально, в сравнении с активными устройствами, системы, использующие для радиосвязи пассивные рассеиватели, должны потреблять существенно меньшие мощности от источника питания, быть конструктивно проще, иметь меньшие габариты и вес.

Целью настоящей работы является исследование возможности создания системы беспроводного радиообмена данными, построенной на основе использования в качестве источников сигналов пассивных управляемых нелинейных рассеивателей в качестве источников сигналов.

Описание технологии

Нелинейные рассеиватели (НР) представляют собой объекты, отражающие радиоволны. Они обладают свойством переизлучать сигнал, выделяющийся среди фоновых сигналов, излучаемых “обычными” (линейными) рассеивателями, за счет появления в его спектре компонент, отсутствующих в возбуждающем поле [2-4, 6-8]. Схема преобразования спектра нелинейным рассеивателем показана на рис.1.

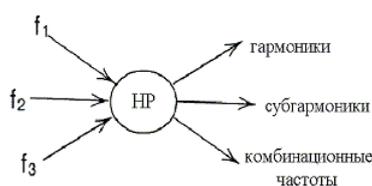


Рис.1

Схема преобразования спектра.

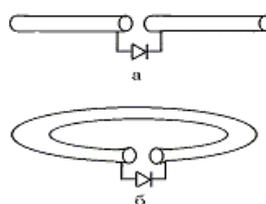


Рис.2

Примеры нелинейных рассеивателей:
а) электрический вибратор с нелинейной нагрузкой, б) магнитный вибратор с нелинейной нагрузкой.

Рис.2 демонстрирует примеры нелинейно рассеивающих объектов. Даже слабое “окрашенное” электромагнитное излучение НР при приеме может быть легко выделено из фона высокого уровня, определяемого возбуждающим полем [2].

Сигнал от НР (его спектральный состав, уровень и т.д.) определяется как параметрами нелинейного элемента, так и характеристиками линейных нагрузок, включенных в рассеиватель. Возможность управления характеристиками рассеянного сигнала дает возможность использовать НР как своеобразное передающее устройство.

Предлагаемая технология передачи данных базируется на использовании в качестве источников радиосигнала нелинейных управляемых рассеивателей, находящихся в “подсвечивающем” высокочастотном поле. Поле “подсветки” может быть как монохроматическим, так и иметь сложный спектральный состав. Передача информации осуществляется путем модуляции параметров нелинейного элемента, включенного в рассеиватель. Прием сигнала, несущего информацию, может производиться как по отдельным спектральным каналам (сформированным НР), так и по различным комбинациям этих каналов.

В самом простом варианте рассеиватель, используемый для трансляции сигнала, может представлять собой электрический вибратор с включенным в него сосредоточенным полупроводниковым нелинейным элементом, содержащим р-п переход (диодом или транзистором). Для модуляции параметров элемента (нелинейных емкости и проводимости) может быть использовано модулированное световое излу-

чение, распространяющееся от источника до элемента через свободное пространство или по световоду, либо низкочастотное напряжение, непосредственно подводимое к элементу с помощью двухпроводной линии. Поле, питающее рассеиватель, создается во всем пространстве возможного размещения обменивающихся информацией компьютеров локальной сети. Данное поле может формироваться как посредством специального источника, входящего в систему сети, так и сторонними источниками, излучение которых используется на вторичной основе (телевидение, радиовещание, сотовая связь и т.д.). На возможность использования для задач нелинейной локации достаточно “чистых” передатчиков, не входящих в поисковую систему, но создающих в области поиска электромагнитное поле с необходимой напряженностью, указывалось в [3]. Важно отметить, что уровень электромагнитного излучения “подсветки” не должен превышать предельно допустимых значений, установленных для жилых, общественных и производственных помещений [5].

Управление излучением нелинейного рассеивателя

Для исследования модуляции излучения НР на частотах, являющихся нелинейными продуктами, была поставлена серия экспериментов. Схема лабораторного стенда показана на рис.3. Эксперимент проводился в неэкранированном помещении с площадью 10×25 м². Расстояние между рассеивателем и приемником варьировалось от 2 до 15 м. Исследовалось несколько типов рассеивателей. Первая серия экспериментов проводилась с нелинейным рассеивателем, управляемым с помощью оптического сигнала НРОУ [6,7]. Рассеиватель представлял собой несимметричный электрический вибратор, соединенный одним концом с металлической пластиной. В разрыв проводника вибратора на расстоянии 10 см

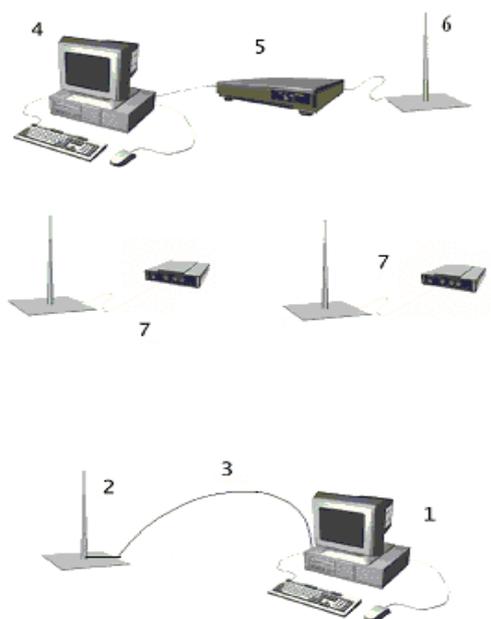


Рис.3

Экспериментальная установка. 1. Компьютер, формирующий управляющий сигнал. 2. Нелинейный рассеиватель. 3. Линия для передачи управляющего сигнала на нелинейный элемент. 4. Компьютер, анализирующий принятый сигнал. 5. Радиоприемное устройство. 6. Приемная антенна. 7 - источники “подсвечивающего” поля

и управлении его параметрами с помощью НЧ напряжения получались результаты, качественно сходные с описанными выше.

С целью интерпретации полученных экспериментальных результатов было проведено численное моделирование работы нагруженной антенны. В случае слабой нелинейности анализ работы НР может быть проведен в рамках теории возмущений по следующей схеме. В первом приближении находятся распределение тока по вибратору на частоте возбуждающего его поля и напряжение на нагрузке. Далее на основе функциональной связи между напряжением на нелинейном элементе и током через него определяются значения компонент тока на частотах – нелинейных продуктах. Найденные значения токов позволяют на следующем этапе решать задачу о возбуждении электрического вибратора генератором тока и находить характеристики его излучения на выбранных частотах. Однако здесь мы в силу недостаточной изученности характеристик нелинейного элемента, использованного в эксперименте, ограничимся рассмотрением линейной части задачи, позволяющей найти напряжение основной частоты, возникающее на нагрузке. Для анализа выберем тонкий симметричный вибратор, в центре которого имеется емкостная распределенная нагрузка. Распределение тока в такой системе, создаваемое плоской волной, может быть найдено на основе

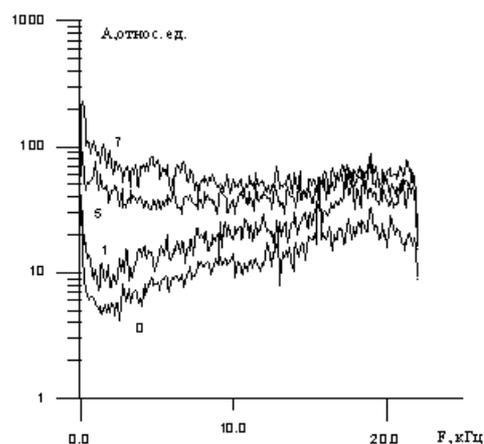


Рис.5. Управление спектром квазишумового модулирующего сигнала, перенесенного на комбинационную частоту ВЧ генератора (100 МГц) и УКВ вещательной станции (101,4 МГц)

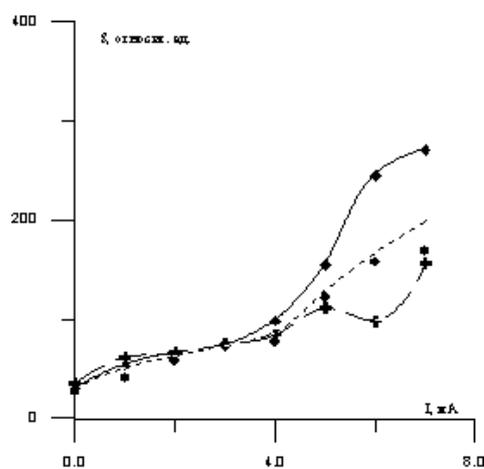


Рис.6. Зависимость интегральной мощности принятого сигнала в полосе 20 кГц от величины управляющего тока. \times – $l=85$ см, \bullet – $l=90$ см, \blacklozenge – $l=95$ см

решения уравнения Поклингтона. На рис.7 представлены результаты численного исследования описанной антенны ($l/\lambda=0,65$; $a/\lambda=0,007$; длина нагрузки $0,1\lambda$; вектор электрического поля параллелен оси рассеивателя; $E\lambda=1В$). Рис.7а

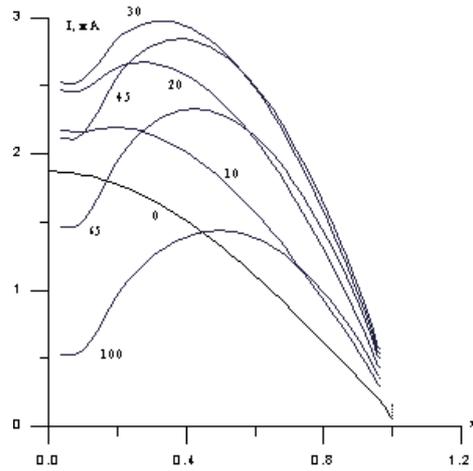


Рис. 7а

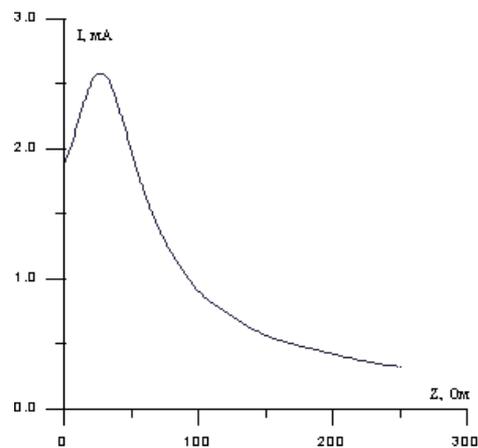


Рис. 7б

демонстрирует изменение распределения тока вдоль плеча вибратора, вызванное изменением значения емкостного импеданса нагрузки. Цифры около кривых характеризуют значение модуля импеданса нагрузки.

Наряду с рассеивателями гармонического типа исследовались рассеиватели, порождающие субгармоники (СГР) [8]. Использование в качестве транслятора данных субгармонического рассеивателя позволяет избежать помех со стороны паразитных нелинейных рассеивателей, которые, как правило, не обладают способностью преобразовывать энергию облучающего их поля в колебания с частотами субгармоник основной частоты [8]. Следует также отметить, что для возбуждения субгармонического рассеивателя поле “подсветки” в месте расположения рассеивателя должно иметь значение, превышающее пороговое. Нами исследовался полуволновой вибратор, нагруженный на параметрический контур. В качестве емкости контура использовался диод Д-311. В среднюю часть контура включалась нагрузка в виде параллельно соединенных конденсатора и резистора. На нагрузку подавался модулирующий сигнал и постоянное напряжение смещения,

задающее рабочую точку диода. Измерения проводились при частоте поля “подсветки” 434 МГц и расстоянии между рассеивателем и источником подсветки 2,5 м. Линия 1 на рис. 8 показывает зависимость порога возбуждения U_3^* (он

оценивался по величине напряжения на выходе генератора подсветки) от величины напряжения смещения U_0 . Линия 2 демонстрирует рост уровня U_c принимаемого рассеянного сигнала на частоте субгармоники в зависимости от напряжения смещения. Из рисунка видно, что введение смещения в параметрический контур позволяет существенно увеличить уровень рассеиваемого сигнала. Так, изменение смещения на диоде от 0 до 1 В приводит к восьмикратному росту напряженности поля на частоте субгармоники. Хотя это достигается ценой четырехкратного увеличения уровня поля подсветки в месте расположения субгармонического рассеивателя.

Возможности исследуемого СГР переносить сигнал модуляции на рассеиваемую субгармонику иллюстрирует рис.9. По оси абсцисс отложена амплитуда синусоидального сигнала частоты F_m , подаваемого на параметрический контур вместе с

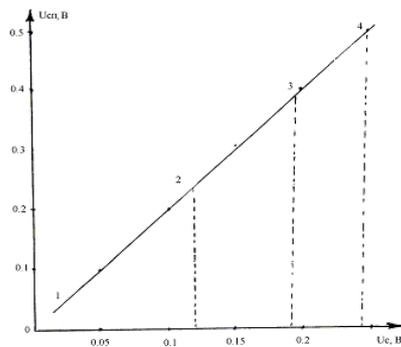


Рис.9

Модуляционные характеристики субгармонического рассеивателя.

Участок 1-2: $U_0=0В$, $U_3=0,4$; участок 1-3 $U_0=0,15В$, $U_3=1,0В$; участок 1-4: $U_0=0,3В$, $U_3=1,5В$

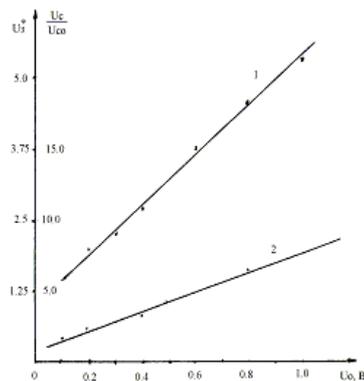


Рис. 8. Зависимость уровня принимаемого рассеянного сигнала на частоте субгармоники от напряжения смещения.

с постоянным смещением U_0 , по оси ординат – амплитуда $U_{ср}$ сигнала, измеряемого приемником субгармоники. График построен для различных значений U_0 и напряжений U_3 на входе антенны, создающей поле подсветки. В точках 2, 3, 4, 5 коэффициент амплитудной модуляции достигает значения 100% и наступает ограничение сигнала при дальнейшем увеличении U_c . Коэффициент нелинейных искажений сигнала на выходе детектора приемника в пределах указанных интервалов не превышал 5-10%. Указанные характеристики не меняли своего качества при переходе от непрерывного сигнала к импульсному. Об инерционности СРГ по отношению к подсвечиваемому сигналу можно судить по длитель-

ности импульсов, способных возбуждать СГР. Она составляет 60 нс при $U_3=1,25U_3^*$. Расчеты модуляционных возможностей СГР подтвердили экспериментально полученные зависимости.

Проведенные исследования продемонстрировали возможность использования НР в качестве передающего устройства, обеспечивающего поддержание радиоконтакта на небольших расстояниях.

Эксперимент, демонстрирующий возможность передачи данных с помощью НР

Схема эксперимента по передаче данных между компьютерами с использованием НРОУ показана на рис.10. Расстояние между НР и приемной антенной составляло 10 м. Эксперимент проводился с использованием в качестве источника поля подсветки вещательной УКВ радиостанции. Передача велась в формате SSTV (без коррекции ошибок передачи) при ширине полосы, занятой информационным сигналом 1 кГц. Результаты эксперимента, показанные на рис.11, свидетельствуют о том, что качество переданного изображения является вполне удовлетворительным.



Рис.10

Блок-схема эксперимента, демонстрирующего передачу информации между компьютерами

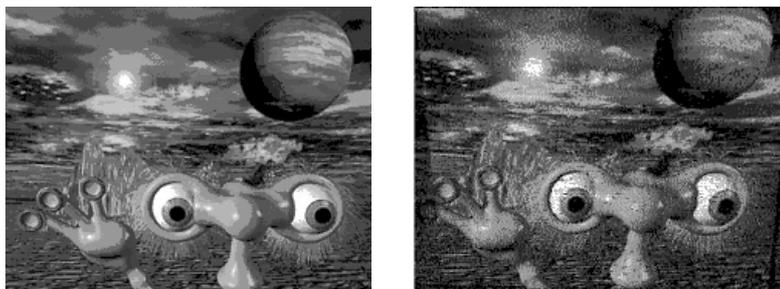


Рис.11 Оригинальное (слева) и принятое (справа) изображения.

Заключение

В заключении перечислим некоторые преимущества предлагаемой системы передачи данных.

1) Уменьшение энергопотребления при использовании передающих модулей, построенных на основе нелинейных рассеивателей.

2) Возможность полного отказа от применения в РАН собственного активного передающего устройства за счет использования излучения центральной специализированной станции, обслуживающей множество сетей, либо (при определенных условиях) радиофонового излучения, создаваемого множеством неспециализированных радиостанций.

3) Возможность реализации новых методов модуляции сигнала, основанных на изменении соотношения между параметрами гармоник.

4) Низкая стоимость, простота и надежность передающего устройства, построенного на основе нелинейного рассеивателя.

5) Фиксированный (определяемый санитарными нормами) верхний уровень электромагнитного излучения независимо от числа устройств, подключенных к сети.

[1] Jordan R and Abdallah C. //IEEE Antennas & Propagat. Magazine. 2002. V.44, №1. P.185.

[2] Кузнецов А.С., Кутин Г.И. //Зарубежная радиоэлектроника. 1985. №4. С.41.

[3] Васенков А.А. //Радиотехника и электроника. 1999. Т.43, вып.5. С.611.

[4] Горбачев А.А. //Радиотехника и электроника. 1996. Т.41, вып.2. С.152.

[5] Санитарные правила и нормы СанПиН 2.24/2.18.055-96 “Электромагнитное излучение радиочастотного диапазона (ЭМИРЧ)” (утв. постановлением N9 Госкомэпиднадзора РФ от 8 мая 1996 г.).

[6] Кашин А.В., Умнов А.Л., Яшнов В.А. //Письма в ЖТФ. 2001. Т.27, вып.7. С.26.

[7] Кашин А.В., Куликов Ю.М., Умнов А.Л., Яшнов В.А. Режим НЧ модуляции нелинейного рассеивателя с оптическим управлением. Излучение и рассеяние электромагнитных волн. Таганрог: ТРТУ, 2001. С.95.

[8] Горбачев П.А. //Радиотехника и электроника. 1999. Т.44, вып.10. С.1164.

**ВЫДЕЛЕНИЕ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА НА ФОНЕ ПОМЕХ,
ПРЕВЫШАЮЩИХ ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН БЕСПРОВОДНОГО
ПРИЕМНОГО КОМПЛЕКСА**

И.Я.Орлов, А.А.Абызов, А.В.Афанасьев, А.Е.Хрулев

Нижегородский госуниверситет

Проблема повышения помехоустойчивости беспроводных компьютерных сетей становится особенно актуальной в связи с большой загруженностью радиочастотного диапазона промышленными, бытовыми и специальными радиосредствами. Исключительную актуальность эта проблема приобретает из-за, так называемого, компьютерного терроризма, т.е. преднамеренного подавления (или искажения) информации, передаваемой по каналу связи. Воздействие таких мощных помех вблизи приемного комплекса приводит к перегрузкам приемных каналов и, как следствие, к потере полезной информации. Необходимо отметить, что эта проблема имеет место не только в радиодиапазоне, но и в СВЧ и оптическом (видимом и ИК) диапазоне. Так называемые “преднамеренные засветки” могут полностью ослепить приемный канал, переводя его в нелинейный (перегруженный) режим работы.

Таким образом, возникает задача восстановления нормального функционирования приемного комплекса при воздействии мощных помех, когда известные и широко применяемые на практике методы уже работают недостаточно эффективно. *Цель работы – рассмотреть одну из возможностей использования “нежелательного” эффекта возникновения комбинационных частот при взаимодействии сигнала и помехи на нелинейном элементе /перегруженный приемный блок/ в целях обнаружения и выделения полезного сигнала.* Идея метода была впервые предложена в работах [1,2] для одного частного случая сигнально-помеховой ситуации. Представляет интерес рассмотреть реализацию метода в широком классе сигналов и помех.

Рассмотрим модель частотноизбирательного блока, амплитудную характеристику которого в определенном диапазоне изменения амплитуд входного сигнала можно с достаточной точностью аппроксимировать полиномом третьей степени

$$U_{\text{вых}} = aU_{\text{вх}} + bU_{\text{вх}}^2 + cU_{\text{вх}}^3. \quad (1)$$

Воздействие на вход такого каскада аддитивной смеси полезного сигнала и мощной помехи, превышающей динамический диапазон, $u_{\text{вх}}(\omega, t) = u_c(\omega_c, t) + u_n(\omega_n, t)$ приведет к нелинейному режиму работы активных элементов.

Пусть

$$u_c(\omega_c, t) = u_c(t) \cos(\omega_c t + \varphi(t)),$$

а $u_n(\omega_n, t) = u_n(t) \cos(\omega_n t + \phi(t))$, где $u_c(t)$ и $u_n(t)$ медленно меняющиеся огибающие сигнала и помехи, которые в общем случае представляют собой стационарные случайные процессы, описываемые функциями корреляции $\Phi_c(\tau)$ и $\Phi_n(\tau)$, ω_c и ω_n – частоты сигнала и помехи, а $\varphi(t)$ и $\phi(t)$ – их фазы.

Вследствие нелинейности амплитудной характеристики (1) спектр выходного сигнала на частоте ω_c представляет собой сложную аддитивно-мультипликативную смесь модулирующих функций сигнала и помехи, и выделение сигнала в этой области спектра не представляется возможным.

Рассмотрим выходное колебание на разностной частоте сигнала и помехи

$$U_p(t) = bU_c(t)U_n(t)\cos(\omega_c t - \omega_n t + \chi(t)),$$

где $\chi(t) = \varphi(t) - \phi(t)$ – его фаза. Следовательно, спектральная плотность $S_p(\omega)$ напряжения разностной частоты имеет следующий вид:

$$S_p(\omega) = b^2 \int_{-\infty}^{+\infty} S_c(\xi) S_n(\xi - \omega) d\xi \quad (2)$$

Из этого выражения, где $S_c(\xi)$ и $S_n(\xi)$ – соответственно спектральные плотности огибающих сигнала и помехи, следует, что в общем случае форма спектра на разностной частоте не совпадает ни со спектром сигнала, ни со спектром помехи и представляет собой свертку спектров.

Из выражения (2), в частности, следует, что в том случае, когда ширина полосы частот помехи много меньше полосы частот сигнала, спектр колебания на разностной частоте с точностью до множителя повторяет спектр сигнала:

$$S_p(\Omega) = A_n(0) \frac{1}{2} b^2 S_c(\Omega) \quad (3)$$

Таким образом, проведенные оценки показывают принципиальную возможность путем обработки мультипликативной смеси “сигнал-помеха” выделить полезное сообщение $U_c(t)$.

В работе [3] нами рассмотрены возможности применения предложенного способа обработки процессов для защиты приемного канала от мощных помех различного типа (непрерывных АМ, импульсных), предложены устройства для выделения полезного сигнала, а также приведены результаты цикла экспериментальных исследований.

Решение задачи обнаружения и выделения простых радиоимпульсов на фоне мощной шумовой помехи приведено в [3]. Здесь рассматривается такая ситуация, когда помеха представляет собой узкополосный шумовой процесс $u_n(t) = U_{n0}[1 + ma(t)]\cos(\omega_n t + \varphi(t)) = U_{na}(t)\cos(\omega_n t + \varphi(t))$, где U_{n0} – амплитуда несущего колебания, огибающая $a(t) \geq 0$ – стационарный случайный процесс, причем $a(t)$ медленная функция времени по сравнению с несущей частотой помехи, $\langle a(t) \rangle = 0$.

Введя обозначение $\Omega = \omega - \omega_n$, найдем в соответствии с теоремой Винера-Хинчина спектральную плотность мощности помехи $u_n(\omega_n t)$:

$$W_n(\Omega) = \frac{U_{n0}^2}{2} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \cos \Omega \tau d\tau + \frac{U_{n0}^2}{2} \frac{m^2}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_a(\tau) \cos \Omega \tau d\tau$$

Так как первый интеграл есть дельта-функция, а второй равен спектральной плотности амплитудных флуктуаций $S_a(\Omega)$, это выражение можно представить в следующем виде:

$$W_n(\Omega) = \frac{U_{n0}^2}{2} \delta(\Omega) + \frac{U_{n0}^2}{2} m^2 S_a(\Omega).$$

В предположении, что помеха мощная, и приводит к нелинейному режиму работы усилителей, на разностной частоте сигнала и помехи формируется процесс $u_p(t) = bU_c(t)U_{na}(t)\cos\omega_p t$, имеющий функцию корреляции $\Phi_p(\tau) = 1/2b^2 A_c(\tau)A_n(\tau)$. Рассмотрим сигнально-помеховую ситуацию, при которой полезный сигнал представляет собой последовательность импульсов $U_c(t) = \sum_k f_k(t - t_k)$. Без ограничения общности будем считать, что импульсы одинаковой формы $f_k = f$. В этом случае с помощью ПФРЧ выделяется процесс

$$u_p(t) = b \sum_k f(t - t_k) U_{nka} \cos\omega_p t$$

где U_{nka} – значения амплитуды помехи в моменты времени прихода сигнальных импульсов t_k . Они взаимно независимы для разных k и независимы от t_k . Предположим также, что вероятность прихода сигнальных импульсов за определенное время подчиняется закону Пуассона $P(n) = e^{-\beta} \beta^n / n!$ ($n=0,1,2,\dots$). Введем параметр ε , равный средней частоте следования импульсов $\varepsilon = \beta / t = \bar{n} / T$. В этом случае выражения для среднего значения и функции корреляции огибающей $r(t)$ процесса $u_p(t)$ можно представить в следующем виде:

$$\overline{r(t)} = \varepsilon b \int_{-\infty}^{\infty} U_{nka} f(t - t_k) dt = \varepsilon b U_{n0} \int_{-\infty}^{\infty} f(t - t_k) dt$$

$$\Phi_p(\tau) = \varepsilon b^2 U_{n0}^2 \int_{-\infty}^{\infty} f(t) f(t + \tau) dt = \varepsilon b^2 U_{n0}^2 \Psi_f(\tau)$$

В этом выражении, вследствие детерминированности функции $f(t)$, интеграл представляет собой функцию корреляции первого рода $\Psi_f(\tau)$. Фурье преобразование функции $\Phi_p(t)$ позволяет найти спектр мощности огибающей рассматриваемой импульсной последовательности $S_p(\omega) = \varepsilon b^2 U_{n0}^2 \mathcal{J}_f(\omega)$ – т.е. спектр мощности огибающей процесса на разностной частоте совпадает по форме со спектром энергии отдельного импульса.

Из рассмотренных выкладок можно предположить, что с целью обнаружения полезного сигнала в случае воздействия мощной шумовой помехи на приемник импульсных сигналов, возможно эффективно использовать комбинационную составляющую спектра перегруженного усилительного каскада на разностной частоте сигнала и помехи. Рассмотрим результаты экспериментальных исследований пред-

лагаемого способа обнаружения импульсных сигналов. На вход усилителя, поступает смесь мощной АМ шумовой помехи и импульсного сигнала. На рис.1 представлена спектрограмма этого процесса. Осциллограмма входной смеси приведена на средней развертке рис.2. Усилитель работает в нелинейном режиме, как видно на верхней развертке рис.2, на которой приведено напряжение на выходе резонансного усилителя. На выходе ПФРЧ (нижняя развертка рис.2) наблюдается импульсная последовательность, которая может быть успешно обнаружена.

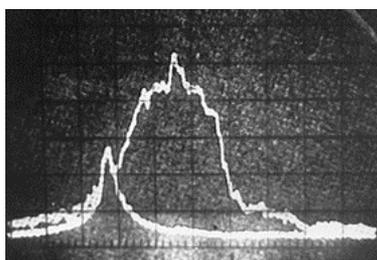


Рис.1

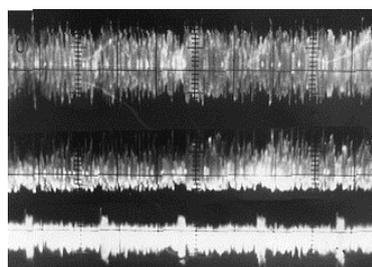


Рис.2

На рис.3 представлены экспериментально полученные зависимости вероятности ложной тревоги $P_{ЛТ}$ как функции порога $U_{пор}$ на выходе защищаемого каскада и на выходе ПФРЧ, снятые при различных значениях мощности шума $\sigma^2=0,0625$, $\sigma^2=0,125$, $\sigma^2=0,287$: А) Серия зависимостей снятых в системе без защиты; В) Серия зависимостей, снятых на выходе ПФРЧ.

Из приведенных графиков видно, что ПФРЧ обеспечивает существенное уменьшение вероятности ложной тревоги $P_{ЛТ}$, по сравнению с незащищенным каскадом.

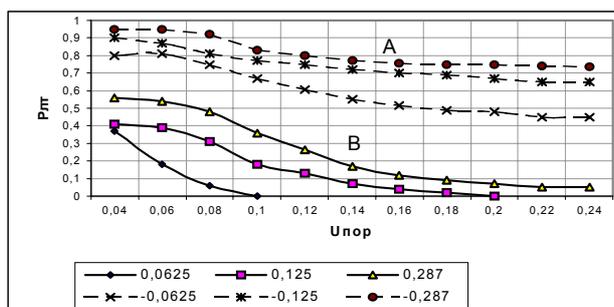


Рис.3

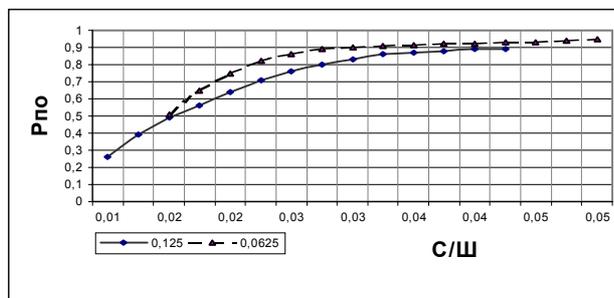


Рис. 4

На рис.4 представлены экспериментально полученные зависимости вероятности правильного обнаружения $P_{по}$ на выходе системы с ПФРЧ от соотношения сигнал/шум, определяемого как $U^2_c(t)/\sigma^2$ (σ – дисперсия шума), на входе усилителя при фиксированной вероятности ложной тревоги $P_{лт}=0,1$. График получен для двух значений дисперсии шума $\sigma^2=0,0625$ и $\sigma^2=0,125$.

Отметим, что центральной частоте сигнала спектра обнаружить сигнал не удастся.

Выводы

1. Предложенный способ обработки сигнала на выходе перегруженных каскадов использует обычно считающийся нежелательным эффект появления комбинационных составляющих на выходе нелинейного каскада.
2. Фильтрация мультипликативной компоненты выходного спектра усилителя на разностной частоте сигнала и помехи позволяет успешно обнаружить и выделить сигнал в целом ряде разнообразных сигнально-помеховых ситуаций.
3. Использование ПФРЧ существенно улучшает вероятностные параметры защищаемой системы и, в частности, позволяет существенно снизить вероятность ложной тревоги.

Полученные результаты позволяют исследовать возможности выделения различных типов полезного сигнала на фоне мощных непрерывных и импульсных помех, приводящих к блокированию приемного комплекса.

- [1] Орлов И.Я., Силин Е.В. Устройство защиты радиоприемника от мощной непрерывной помехи при нелинейном режиме его работы. – АС №321957 – 1970.
- [2] Орлов И.Я., Силин Е.В. //Радиотехника. 1971. №9. С.26.
- [3] Абызов А.А., Орлов И.Я. //Радиотехника. 2001. №9. С.5.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ И СТОХАСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

А.П.Трифонов, М.Б.Беспалова, А.В.Захаров, В.И.Парфенов

Воронежский госуниверситет

подавляющее большинство разработанных к настоящему времени систем телекоммуникаций используют узкополосные радиосигналы, т.е. сигналы с обычной гармонической несущей. Под узкополосными здесь понимаются сигналы, относительная полоса которых, т.е. отношение полосы частот к центральной частоте их спектра, много меньше единицы. С этой точки зрения так называемые широкополосные (в том числе и шумоподобные, сложные) сигналы (радиосигналы с большой базой) являются узкополосными. Узкополосные (квазигармонические) радиосигналы долгое время являлись одним из основных объектов исследования в теории телекоммуникаций. Однако в качестве несущего колебания можно использовать не только гармонические колебания высокой частоты. Использование отличных от гармонического типов колебаний расширяет потенциальные возможности систем телекоммуникаций.

Полезным дополнением к классическому гармоническому несущему колебанию может быть стохастическое несущее колебание, когда в качестве переносчика информации используется реализация гауссовского случайного процесса. Уже установлено, что системы телекоммуникаций с использованием стохастической несущей обладают рядом полезных свойств. Такие системы обеспечивают более высокую степень скрытности, чем при использовании традиционной гармонической несущей, более устойчивы по отношению к замираниям сигнала в процессе распространения, менее подвержены действию организованных помех. Немаловажным фактором, свидетельствующим о перспективности систем телекоммуникаций, использующих стохастические сигналы, является относительная простота технической реализации передающих и приемных устройств по сравнению с аналогичными устройствами для шумоподобных (сложных) радиосигналов. Предлагавшиеся до сих пор возможные варианты модуляции стохастической несущей, как правило, сводились к изменению параметров ее спектра мощности при сохранении стационарности несущего колебания в течение длительности одной посылки. Соответственно, отказ от сохранения стационарности стохастического несущего колебания в результате его модуляции позволяет существенно расширить возможности применения стохастической несущей. Такой подход позволяет не только выполнить статистический синтез и анализ систем телекоммуникаций, реализующих для стохастической несущей виды модуляции, аналогичные тем, которые используются для модуляции гармонической несущей, но и предложить новые виды модуляции стохастической несущей, не имеющие аналогов при использовании гармонической несущей.

Другим полезным дополнением к классическому гармоническому колебанию могут быть сверхширокополосные (секвентные) несущие колебания (UWB). У

сверхширокополосных сигналов относительная полоса частот может быть порядка единицы. При таких значениях относительной полосы обычные определения огибающей и фазы теряют ясный физический смысл, что часто делает нецелесообразным их использование. Поэтому значительная часть известных результатов по статистическому синтезу систем телекоммуникаций, использующих классическую гармоническую несущую, не могут быть непосредственно применены к сверхширокополосным радиосигналам; кроме того, в значительной степени иная, чем для узкополосных радиосигналов, физическую природу могут иметь параметры сверхширокополосных сигналов. Применение сверхширокополосных сигналов оказывается полезным при решении многих локационных задач, а так же в системах связи, например, с глубоко погруженными подводными лодками. Такие сигналы практически не подвержены замираниям, успешно селективируются на фоне переотражений, устойчивы к воздействию сосредоточенных помех, обладают сравнительно малым затуханием при распространении в различных средах. Интерес к применению сверхширокополосных сигналов все время растет, однако имеется сравнительно мало известных результатов статистического синтеза и анализа соответствующих систем телекоммуникаций. В большинстве работ, посвященных применению сверхширокополосных сигналов, влияние шумов и априорной неопределенности относительно передаваемых данных обсуждаются на качественном или полукачественном уровне. Очевидно, изложенное деление несущих колебаний на сверхширокополосные и стохастические, не исключает возможности и использования несущих колебаний, которые совмещают оба признака. Именно, если относительная полоса стохастического сигнала имеет значение, близкое к единице, то это будет стохастический сверхширокополосный сигнал. Следовательно, оба рассмотренных класса несущих колебаний могут частично перекрываться. Таким образом, для сверхширокополосных и стохастических сигналов представляется актуальной задача статистического синтеза и анализа систем телекоммуникаций.

Для решения этой задачи необходимы модификация известных видов модуляции гармонических сигналов для сверхширокополосных и стохастических сигналов; разработка новых видов модуляции сверхширокополосных и стохастических сигналов; статистический синтез и анализ оптимальных алгоритмов выделения (демодуляции) сверхширокополосных и стохастических сигналов из шума.

Некоторые результаты решения задач статистического синтеза и анализа алгоритмов обработки сверхширокополосных и стохастических сигналов с неизвестными параметрами приведены в работах [1-25].

- [1] Трифонов А.П., Ролдугин С.В. //Известия вузов. Радиоэлектроника. 1996. Т.39, №3. С.3.
- [2] Трифонов А.П., Захаров А.В. //Радиотехника и электроника. 1996. Т.41. №8. С.972.
- [3] Трифонов А.П., Захаров А.В., Чернаяров О.В //Радиотехника и электроника. 1996. Т.41, №10. С.1207.
- [4] Трифонов А.П., Беспалова М.Б. //Радиотехника и электроника. 1996. Т.41, №10. С.1215.

- [5] Трифонов А.П., Захаров А.В. //Радиотехника и электроника. 1996. Т.41, №11. С.1316.
- [6] Трифонов А.П., Парфенов В.И. //Известия вузов. Радиоэлектроника. 1997. Т.40, №5. С.53.
- [7] Трифонов А.П., Захаров А.В., Проняев Е.В. //Радиотехника и электроника. 1997. Т.42, №9. С.1068.
- [8] Трифонов А.П., Беспалова М.Б //Известия вузов. Радиоэлектроника. 1997. Т.40, №9. С.12.
- [9] Трифонов А.П., Парфенов В.И //Радиотехника. 1997. №12. С.34.
- [10] Трифонов А.П., Беспалова М.Б. //Радиотехника. 1998. №1. С.58.
- [11] Трифонов А.П., Парфенов В.И. //Радиотехника и электроника. 1998. Т.43, №7. С.828.
- [12] Трифонов А.П., Чернояров О.В. //Известия вузов. Радиофизика. 1998. Т.41, №8. С.1058.
- [13] Трифонов А.П., Парфенов В.И. //Радиотехника и электроника. 1998. Т.43, №8. С.959.
- [14] Трифонов А.П., Захаров А.В., Проняев Е.В. //Радиотехника. 1998. №12. С.34.
- [15] Трифонов А.П., Захаров А.В. //Радиотехника и электроника. 1999. Т.44, №4 С.463.
- [16] Трифонов А.П., Беспалова М.Б. //Радиотехника. 1999. №6. С.6.
- [17] Трифонов А.П., Парфенов В.И. //Известия вузов. Радиоэлектроника. 1999. Т.42, №6. С.28.
- [18] Трифонов А.П., Парфенов В.И //Радиотехника и электроника. 2000. Т.45, №8. С.937.
- [19] Трифонов А.П., Беспалова М.Б. //Радиотехника. 2000. №9. С.61.
- [20] Трифонов А.П., Захаров А.В //Радиотехника и электроника. 2000. Т.45, №11. С.1329.
- [21] Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э. //Проблемы передачи информации. 2001. Т.37, № 1. С.52.
- [22] Трифонов А.П., Глазнев А.А //Электромагнитные волны и электронные системы. 2001. Т.6, №2-3. С.34.
- [23] Трифонов А.П., Парфенов В.И., Мишин Д.В. //Известия вузов. Радиофизика. 2001. Т.44, №10. С.889.
- [24] Трифонов А.П., Захаров А.В. //Радиотехника и электроника. 2001. Т.46, № 10. С.1226.
- [25] Трифонов А.П., Парфенов В.И. //Радиотехника. 2001. №11. С.25.