

**СРАВНЕНИЕ МЕТОДОВ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПО КАНАЛАМ
С МЕДЛЕННЫМИ ЗАМИРАНИЯМИ**

**ПОРІВНЯННЯ МЕТОДІВ ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ
КАНАЛАМИ З ПОВІЛЬНИМИ ЗАВМИРАННЯМИ**

**THE COMPARISON OF INFORMATION TRANSMISSION METHODS
ON CHANNELS WITH SLOW FADING**

Аннотация. В статье приведены сведения о методах передачи информации по каналам с замираниями в современных телекоммуникационных системах. Обосновано применение дифференциальных методов для передачи в условиях медленных замираний.

Анотація. Наведені відомості про методи передавання інформації каналами із завмираннями в сучасних телекомунікаційних системах. Обґрунтовано застосування диференціальних методів для передачі в умовах повільних завмирань.

Summary. The letter deals with comparison of an information transmitting methods in channels with slow fading in modern telecommunication systems. The application of differential methods for information transmitting in the conditions of slow fading is proved.

Современный этап развития телекоммуникационных систем характеризуется широким использованием технологий беспроводной радиосвязи. Особенностью каналов таких систем является наличие замираний, обусловленных многопутевым распространением радиосигнала. Развитие методов передачи информации по каналам с замираниями прошло ряд этапов [1]. Необходимость эффективной передачи информации в условиях сильных замираний была стимулом разработки и внедрения так называемых «пилотных» методов передачи (по западной терминологии РАТ–Pilot Assisted Wireless Transmissions – поддерживаемая пилотом беспроводная передача[2]), при которых цифровой поток передаваемых данных разбивается на пакеты. В состав каждого пакета включается пилот-сигнал известной формы. Структура пилот-сигнала и структура пакета известны на приемной стороне. Обработка пилот-сигнала производится согласованным фильтром с временем задержки, равным длительности пилота. Пилот-сигнал предназначен для обеспечения синхронизации, оценки текущих параметров канала и оптимизации процедур демодуляции/декодирования принимаемых данных. Недостатки пилотных методов заключаются в следующем:

1. На передачу служебного пилот-сигнала затрачивается определенная доля пропускной способности канала и для компенсации этих потерь идут на повышение скорости передачи информационного сигнала.

2. Ошибки в обнаружении служебных пилот-сигналов приводят к ошибкам демодуляции последующих сигналов пакета.

Вместе с тем, возможно радикальное устранение перечисленных выше недостатков, основанное на использовании предложенного Н. Петровичем метода «относительной фазовой модуляции» для каналов с замираниями [3,4]. Идея Н.Петровича была развита школой А. Заездного в форме «дифференциальной фазовой модуляции» [5]. В современной западной литературе дифференциальные методы занимают значительное место [7]. Анализ показал, что в цитируемых работах Ю.Окунева и Н.Петровича [3...5] основное внимание уделено исследованию дифференциальных методов передачи сигналов фазовой модуляции. В то же время, как показано в публикации авторов [8], «идеология» дифференциальных методов имеет достаточно общий характер и вполне применима как для других методов модуляции (многочастотных сигналов OFDM[7], например), так и иных моделей каналов с медленными замираниями (в частности, для каналов многоантенной радиосвязи ММО[8], каналов с пространственно-временным кодированием [9]).

Цель данной статьи – всестороннее сравнение методов передачи информации по каналам с медленными замираниями, обобщение идей и путей реализации дифференциальных методов передачи информации по каналам с замираниями и обоснование на этой основе применения дифференциальных методов.

1. Модели каналов беспроводного доступа с медленными замираниями. Анализ статистических характеристик многолучевых каналов посвящен специальный раздел монографии [6, разд.15.2, рис.15.1], где утверждается, что снижение отношения сигнал/шум в службах сотовой и персональной связи в диапазоне 1...2 ГГц, обусловленное замираниями, описывается моделью Релея. Длительное время динамические свойства («быстрая» нестационарность) замираний для мобильных абонентов «гипнотизировали» исследователей. Достаточно скоро пришло осознание того, что имеются все основания для фиксированных служб считать канал *квазистационарным*, в котором передающая и приемная стороны неподвижны и условия распространения радиоволн с течением времени остаются приблизительно постоянными или не меняются вообще. В частности, в работе [8] утверждается, что при скорости мобильного абонента 60 миль/час и связи на частоте 1,9 ГГц временной интервал неизменности характеристик канала составляет 3 мс. Отличительной особенностью всех работ по методам передачи в системах беспроводного доступа являлось использование модели «квазистационарности» радиоканала. Используемая модель радиоканала базировалась на предположении о том, что в канале имеют место замирания, параметры которых изменяются во времени *медленно* (так называемые «медленные» замирания). Такая модель оказывалась адекватной ситуациям замираний в каналах фиксированной радиосвязи с многолучевым распространением радиоволн, когда *передатчики и приемники неподвижны*. В рамках квазистационарной модели появились термины: «интервал когерентности замираний» (fading coherence time) и «канал с кусочно-постоянным федингом» (piecewise constant fading channel)[6], характеризующие каналы с переменными параметрами, свойства которых остаются неизменными во времени на некотором, достаточно протяженном интервале. Отметим, что родоначальник дифференциальных методов Н.Петрович характеризовал квазистационарность в виде некоего «*квадрата стационарности*» с площадью, равной произведению интервалов стационарности во времени и по частоте.

При действии на входе канала сигнала $s(t)$ уравнение канала с аддитивной помехой $w(t)$ имеет вид

$$r(t) = h(t)s(t) + w(t). \quad (1)$$

Здесь $h(t)$ – передаточная функция канала. Для модели канала с медленными общими замираниями комплексное выражение передаточной функции будет

$$h(t) = h_k(t)e^{j\varphi_k(t)}. \quad (2)$$

На протяжении интервала когерентности (интервала стационарности) $\tau_{\text{ког}}$ модуль передаточной функции и вносимый фазовый сдвиг остаются постоянными:

$$h_k(t) = h_k = \text{const}, \quad \varphi_k(t) = \varphi_k = \text{const}. \quad (3)$$

2. Типовая структура пакета с пилот-сигналом. Типовая структура пакета представлена на рис.1. Такая структура подобна широко используемой форме пакета в стандарте США системы связи IS-136. В остальных случаях (стандарты беспроводного доступа IEEE802.11, 802.11a/HiperLAN2, стандарты мобильной связи GSM, CDMA2000) повторяется этот формат. Важно, чтобы пилот ПС и пакет поддерживаемых им данных находились в пределах интервала стационарности замираний (как показано на рис. 1). В составе пилот-сигнала пакета системы GSM содержится 26 символов, протяженность пакета данных – до 50 символов. Таким образом, передача пилота в составе пакета существенно снижает скорость передачи. Исключение составляет формат пакета стандарта цифрового наземного вещания DVB-T, что объясняется особенностью структуры ТВ сигнала [2].

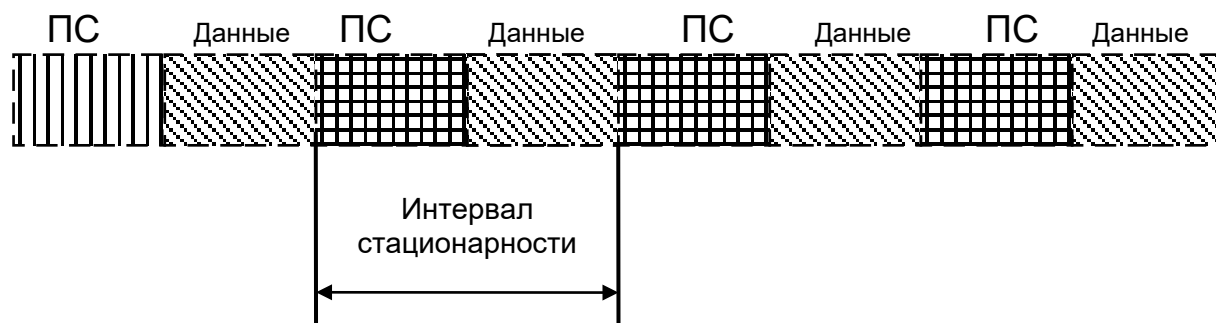


Рисунок 1 – Структура пакета стандарта IS-136

3. Исчисление конечных разностей. Исчисление конечных разностей и теория разностных уравнений составляют важные разделы современной математики [10]. Рассмотрим последовательность передаваемых по каналу (1) сигналов-функций времени $s(t)$

$$s(t_1), s(t_2), \dots, s(t_{n-1}), s(t_n). \quad (4)$$

Конечная разность первого порядка определяется соотношением

$$\Delta^1_n s = s(t_n) - s(t_{n-1}). \quad (5)$$

Здесь верхний индекс знака разности Δ указывает номер порядка конечной разности, нижний индекс – номер разности, соответствующий ее положению во времени.

Дискретно-разностным преобразованием (ДРП) сигнала $s(t_i)$ или его параметра $p(t_i)$ называют такую операцию, при которой последовательности отсчетов сигнала $s(t_i)$ (параметра $p(t_i)$) ставятся в однозначное соответствие последовательности конечных разностей заданного порядка (разностей сигнала $\Delta^K s$ и разностей параметра $\Delta^K p$), вычисленных по правилу (5)). Отметим два фундаментальных свойства дискретно-разностных преобразований:

1. Свойство линейности ДРП: $\Delta^K(s_1 + s_2) = \Delta^K(s_1) + \Delta^K(s_2)$. (6)

2. Свойство инвариантности ДРП: $\Delta^K(\zeta) = 0$, если равна нулю производная K -го порядка $d^K \zeta(t)/dt^K = 0$. (7)

Это свойство позволяет сформулировать условие инвариантности ДРП к некоторым мешающим воздействиям. Пусть имеется аддитивная смесь полезного сигнала $s(t)$ и мешающего воздействия $\zeta(t)$: $r(t) = s(t) + \zeta(t)$. Если это воздействие таково, что выполняется условие $d^K \zeta(t)/dt^K = 0$, то, согласно свойствам (6) и (7), получаем

$$\Delta^K(r) = \Delta^K(s + \zeta) = \Delta^K(s) + \Delta^K(\zeta) = \Delta^K(s) = \text{invar } \zeta. \quad (8)$$

Необходимо отметить, что перечисленное выше (в том числе и свойства 1 и 2) в теории конечных разностей применительно к любым параметрам сигналов (амплитуда, частота и фаза, например). Свойство инвариантности ДРП непосредственно используется в излагаемой ниже теории дифференциальных методов передачи информации по каналам с медленными замираниями.

4. Дифференциальная модуляция разностей. Далее полагаем, что передаваемые сигналы (4) выбираются из некоторого ансамбля канальных сигналов. Будем рассматривать дифференциальный метод передачи, в котором информация в процессе модуляции закладывается в изменения параметров конечной разности первого порядка ($K = 1$). В таком случае, в процессе модуляции принимают участие два соседних по времени канальных сигнала

$$\{s(t_{n-1}), s(t_n)\}. \quad (9)$$

Каждый из этих сигналов характеризуется определенными параметрами. При дифференциальной модуляции разностей (ДМР) передаваемая информация закладывается в изменения разностей параметров двух соседних по времени канальных сигналов (9). Выбор используемых для передачи ансамблей канальных сигналов зависит от требований к информативности сигналов ансамбля (числа бит, передаваемых одним сигналом). Здесь предпочтения обычно отдают многопозиционным (многоуровневым) сигналам. Кроме того, важную роль играет устойчивость разностей параметров сигналов ансамбля к искажениям, вносимым каналом. Естественно, выбор канального ансамбля определяет также метод определения изменений разностей параметров канальных сигналов (т.е. метод демодуляции). В общем случае, если объем ансамбля в канале равен M_0 , то можно образовать

$$M_0 M_0 = M_0^2 \quad (10)$$

всех возможных пар множества разностей $\Delta^1_n s = f\{s(t_{n-1}), s(t_n)\}$. Может оказаться, что M_0^2 больше количества сообщений в алфавите источника информации. В этом случае из общего числа пар M_0^2 следует использовать для модуляции ДМР такие пары (всего M_d пар), которые обеспечивали бы однозначное отождествление (декодирование) символов на приеме (т.е. количество используемых пар M_d (объем ансамбля разностей)) должно соответствовать объему алфавита передаваемого сообщения M :

$$M_0 = M. \quad (11)$$

По существу, при переходе к расстояниям в некоторой метрике происходит отображение множества расстояний между канальными сигналами-переносчиками на множество одномерных чисел (расстояний в парах). Таким образом, в случае ДМР возникают типичные задачи теории модуляции:

1. Выбор ансамбля канальных сигналов и метрики расстояний, обеспечивающих устойчивость разностей к действию искажений, вносимых каналом с медленными замираниями (инвариантность к искажениям канала).

2. Выбор ансамбля канальных сигналов, обеспечивающих устойчивость разностей к действию случайных помех в канале (*задача помехоустойчивости*).

3. Разработка *оптимального модуляционного кода* для перехода от двоичных информационных символов к разностям из ансамбля разностей.

4. Разработка *алгоритма оптимальной демодуляции сигналов* ДМР.

5. Алгоритмы дифференциальной модуляции/демодуляции гармонического переносчика. Наиболее часто используемая форма гармонического переносчика имеет вид

$$s(t, a_n, \varphi_n) = S_0 a_n \cos(\omega_0 t + \varphi_n + \varphi_0), \quad 0 < t < T. \quad (12)$$

Здесь S_0, ω_0, φ_0 – амплитуда, частота и начальная фаза сигнала; a_n, φ_n – параметры, модулирующие амплитуду и фазу сигнала в пределах указанного выше интервала. При дифференциальной модуляции значения информационного символа u_n определяют приращения модулирующих символов a_n, φ_n , образуя *алгоритмы дифференциальной модуляции*:

– дифференциальной фазовой модуляции (Д-ФМ)

$$\varphi_n = \varphi_{n-1} + m_{\text{ФМ}} u_n; \quad (13a)$$

– дифференциальной амплитудной модуляции (Д-АМ)

$$a_n = a_{n-1} (1 + m_{\text{АМ}} u_n). \quad (13б)$$

Здесь $m_{\text{ФМ}}, m_{\text{АМ}}$ – коэффициенты фазовой и амплитудной модуляции.

Из алгоритмов (13 а,б) следуют *алгоритмы дифференциальной демодуляции*:

– дифференциальной демодуляции Д-ФМ сигналов

$$u_n = \frac{1}{m_{\text{ФМ}}} (\varphi_n - \varphi_{n-1}), \quad (14a)$$

– дифференциальной демодуляции Д-АМ сигналов

$$u_n = \frac{1}{m_{\text{АМ}}} \left(\frac{a_n}{a_{n-1}} - 1 \right). \quad (14б)$$

Таким образом, дифференциальная демодуляция сводится к вычислению разности оценок модулирующих параметров (14а,б). Хотя алгоритмы (14а) и (14б) по структуре подобны, заслуживает внимания анализ инвариантности алгоритма (14б). Анализ показывает, что отношение параметров $\left(\frac{a_n}{a_{n-1}}\right)$, модулирующих амплитуду сигнала (12) оказывается инвариантным к изменениям амплитуды принимаемого сигнала при замираниях.

6. Дифференциальная демодуляция фазоразностных сигналов. Вычисление разности фаз гармонических сигналов наиболее просто реализуется автокорреляционным демодулятором. В демодуляторе вычисляется коэффициент взаимной корреляции сигналов на соседних интервалах (9), разнесенных на время длительности посылки T . Как показано в статье [11] выход автокоррелятора с интервалом интегрирования T не зависит от вносимого каналом фазового сдвига φ_k (т.е. реализуется *инвариантность к сдвигу фазы*), но содержит информацию о разности фаз

$$R(s_n, s_{n-1}) = \frac{S_0^2}{2} \cos(\varphi_n - \varphi_{n-1}).$$

Для выделения разности фаз следует воспользоваться обратной тригонометрической функцией $(\varphi_n - \varphi_{n-1}) = \arccos\left[\frac{2R(s_n, s_{n-1})}{S_0^2}\right]$. Подставляя эту оценку в формулу демодуляции (14а),

получаем простой алгоритм

$$u_n = \frac{1}{m_{\text{ФМ}}} \arccos\left[\frac{2R(s_n, s_{n-1})}{S_0^2}\right]. \quad (15)$$

Как известно, при автокорреляционном приеме снижается помехоустойчивость при действии аддитивных помех за счет прохождение помех на перемножитель на интервалах данного и предыдущего символов. По оценкам, выполненным в [8], эти потери не превышают 3 дБ. Возможна и другая реализация дифференциального демодулятора в форме так называемого «активного фильтра» [11], в котором разность фаз оценивается в системе ортогональных координат местного опорного генератора. Вариант привлекателен тем, что активный фильтр не только инвариантен к фазовому сдвигу в канале, но и обеспечивает частотную избирательность.

7. Сравнение рассмотренных методов. Сравним рассмотренные методы передачи (метод пилот-сигнала (ПС), метод дифференциальной модуляции (ДМ)) с учетом следующего:

1. Оба метода (метод ПС и метод ДМ) разработаны для каналов с медленными замираниями, работоспособны в пределах интервала стационарности замираний.

2. Затраты пропускной способности канала на реализацию метода ПС достаточно велики.

3. Введение дифференциальной модуляции не требует затрат пропускной способности канала, поскольку при ДМ информация закладывается в разность модулируемых параметров соседних по времени сигналов.

4. Помехоустойчивость демодуляции в методе ДМ снижается на 3 дБ за счет проникновения помех на вход автокоррелятора в сумме с сигналами, поступающими в данный и предыдущий моменты времени.

5. Ошибочное обнаружение пилот-сигнала приводит к ошибкам демодуляции символов последующего информационного пакета.

6. Дифференциальный метод имеет существенное преимущество в каналах с малым интервалом стационарности, поскольку для его реализации достаточно неизменность параметров канала на протяжении двух длин сигнала ($\tau_{\text{ста}} \approx 2T$), тогда как при использовании пилотной передачи, как следует из рис.1, интервал стационарности должен охватывать пилот-сигнал и пакет обслуживаемых им данных. Это обстоятельство делает предпочтительным применение дифференциальных методов в каналах с быстрыми замираниями.

7. Дифференциальный метод передачи обеспечивает выделение оценки переданного информационного символа u_n с минимальной задержкой. Как следует из алгоритмов (14) эта оценка формируется одновременно с результатом демодуляции сигнала $s_n(t)$, тогда как в пилотном методе задержка решения относительно u_n соизмерима с затратами времени на обработку пилот-сигнала.

8. Дифференциальный метод передачи реализуется простыми алгоритмами модуляции (13) и демодуляции (14).

В заключение можно сказать следующее: на основании результатов сравнения при выборе метода для практической реализации предпочтение следует отдавать дифференциальному методу передачи.

Литература

1. Банкет В.Л. Сигнально-кодовые конструкции в телекоммуникационных системах / Банкет В.Л. – Одесса : Феникс, 2009. –180 с.
2. Pilot Assisted Wireless Transmissions/ L.Tong, B.M.Sadler, M.Dong // IEEE Journal on Selected Areas in Communications, – Vol.24. –No.9, 2004. – P. 1668-1698.
3. Петрович Н. Т. Новые способы осуществления фазовой телеграфии / Н. Т. Петрович // Радиотехника. – 1957. – № 10. – С. 7–9.
4. А. с. 105692, приоритет от 22.02.1954. Способ проводной и радиосвязи фазоманипулированными колебаниями / Н.Т. Петрович. Минист. электростан. и электропромыш. СССР № К867/20462/ 45447. Класс 21а, 17, 21, а⁴.
5. Окунев Ю.Б. Теория фазоразностной модуляции / Окунев Ю.Б. – М.: Связь.1979. – 216 с.
6. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Скляр Б. – [2-е, изд., испр.]; пер. с англ. – М: Изд. дом «Вильямс», 2003. – 1004 с.
7. Differential Modulation Diversity for OFDM / Lutz H. – J. Lampe // 6th International OFDM-Workshop (InOWo), Hamburg, 2001. –P. 67-69.
8. 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.
9. 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.
10. Гельфонд А.О. Исчисление конечных разностей / Гельфонд А.О. – М: Гостехиздат, 1952. –156 с.
11. Банкет В.Л. Структуры и характеристики активных фильтров для оптимальной некогерентной демодуляции сигналов дифференциальной ФМ / В.Л. Банкет, А.Д. Персин // Цифрові технології. – 2013. – № 13. – С. 47-60.