УДК 621.391.95

Банкет В.Л., Персин А.Д.
Банкет В.Л., Персін О.Д.
Banket V.L., Persin O.D.

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ МЕТОД ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПО КАНАЛАМ С ЗАМИРАНИЯМИ, ИНВАРИАНТНЫЙ К ИСКАЖЕНИЯМ СИГНАЛА

ДИФЕРЕНЦІАЛЬНИЙ МЕТОД ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ ПО КАНАЛАХ ІЗ ЗАВМИРАННЯМИ, ІНВАРІАНТНИЙ ДО СПОТВОРЕНЬ СИГНАЛУ

DIFFERENTIAL METHOD OF THE INFORMATION TRANSFER ON CHANNELS WITH FADINGS, WICH IS INVARIANT TO SIGNAL DISTORTIONS

Аннотация. В статье рассматривается процесс передачи информации по каналам с замираниями. Разработан дифференциальный метод передачи информации, инвариантный к амплитудным и фазовым искажениям сигнала.

Анотація. У статті розглядається процес передавання інформації по каналах із завмираннями. Розроблений диференціальний метод передачі інформації, інваріантний до амплітудних і фазових спотворень сигналу.

Summary. In article information transfer process on channels with fadings is considered. The differential method of an information transfer, which is invariant to amplitude and phase distortions of a signal, is developed.

Разработке методов передачи информации по каналам с замираниями посвящено немало исследований [1…10]. Основным направлением было, по аналогии с относительной фазовой модуляцией (ОФМ) [3,4], применение идей ОФМ к различным переносчикам и каналам. В западной литературе вместо ОФМ широко используется термин дифференциальная фазовая модуляция (ДФМ) (DPM– differential phase modulation). В [8] предпринята попытка разработать теорию дифференциальных методов передачи на базе математического аппарата конечных разностей [5, 12]. Вместе с тем, в цитируемой литературе [1...8] не освещены следующие вопросы:

1. Отсутствует изложение общего подхода в разработке методов передачи информации по каналам с медленными (квазистационарными) замираниями, обеспечивающего переход к большинству известных частных случаев. Не разработаны методы синтеза алгоритмов модуляции/демодуляции сигналов на базе общего подхода.

2. Рассматривались только фазовые искажения сигналов в канале с замираниями, тогда как искажения амплитуд сигналов не рассматривались вообще.

Цель данной статьи – систематизированное изложение сущности дифференциального метода передачи, включая ответы на вопросы по п. 1…2.

1. Канал с медленными общими замираниями. Отличительной особенностью всех цитируемых работ являлось предположение о «квазистационарности» радиоканала. Используемая модель радиоканала базировалась на предположении о том, что в канале имеют место *неселективные* (плоские) замирания, параметры которых изменяются во времени *медленно* (так называемые «медленные плоские» 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), характеризующие каналы с переменными параметрами, свойства которых остаются неизменными во времени на некотором, достаточно протяженном интервале.

Для модели канала с медленными общими замираниями комплексное выражение частотной передаточной функции канала будет:

$$h(\omega) = |h(\omega)| e^{j\varphi_k(\omega)}. \tag{1}$$

На протяжении интервала когерентности $\tau_{\text{ког}}$ модуль передаточной функции и вносимый фазовый сдвиг остаются неизменными во времени:

$$|h(\omega)| = h_k = \text{const}, \qquad \varphi_k(\omega) = \varphi_k = \text{const}. \qquad (2)$$

Такой подход породил «базовый» формат передачи информации во всех вариантах, подробно описанный в [8]: пакетный способ передачи информации с «обучающим» (training) синхрословом в начале пакета, функции которого сводились к обеспечению на приеме оценки параметров канала на протяжении интервала когерентности для последующей обработки принятого сигнала. Недостатки этого варианта (сложность реализации, затраты пропускной способности на передачу синхрослов, срыв связи при утрате синхросигнала) вызвали к жизни *идеи отказа* от применения обучающих сигналов и перехода к так называемым *дифференциальным методам передачи.*

2. Исчисление конечных разностей. Рассмотрим последовательность передаваемых по каналу сигналов-функций времени $s(t)$

$$s(t_1),\ s(t_2),\ldots,\ s(t_{n-1}),\ s(t_n)\ \ldots\ . \qquad (3)$$

Конечная разность первого порядка определяется соотношением [12]

$$\Delta^1{}_n s = s(t_n) - s(t_{n-1}). \qquad (4)$$

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 $s(t)$ называют такую операцию, при которой последовательности отсчетов сигнала (3) ставится в однозначное соответствие последовательность конечных разностей определенного порядка K $\Delta^K{}_n\, s$, вычисленных по правилу (4). Отметим два фундаментальных свойства дискретно-разностных преобразований:

1. Свойство *линейности* ДРП:

$$\Delta^K(s_1+s_2) = \Delta^K(s_1) + \Delta^K(s_2)\ . \qquad (5)$$

2. Свойство *инвариантности* ДРП: $\Delta^K(\zeta) = 0$, если равна нулю производная сигнала K-го порядка

$$d^K\zeta(t)/dt^K = 0. \qquad (6)$$

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 (5) и (6), получаем

$$\Delta^K(x) = \Delta^K(s+\zeta) + \Delta^K(s) + \Delta^K(\zeta) = \Delta^K(s) = \text{invar}\ \zeta\ . \qquad (7)$$

Необходимо отметить, что перечисленные свойства в теории конечных разностей *применяемы к любым параметрам сигналов* (амплитуда, частота и фаза, например). В последующем *метод,* обеспечивающий устойчивость передачи информации по каналу с замираниями в условиях действия искажений параметров передаваемого сигнала (амплитуды, фазы и т.п.), будем именовать методом, *инвариантным* к этим искажениям.

3. Дифференциальная модуляция разностей. Далее полагаем, что передаваемые сигналы (3) выбираются из некоторого ансамбля *канальных сигналов.* Примеры наиболее популярных ансамблей канальных сигналов приведены в [1, рис.2.1].

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*

$$\{s(t_{n-1}),\ s(t_n)\}. \qquad (8)$$

Каждый из этих сигналов характеризуются определенными параметрами. *При дифференциальной модуляции разностей (ДМР) передаваемая информация закладывается в изменения разностей параметров двух соседних по времени канальных сигналов* (8). Выбор используемых для передачи ансамблей канальных сигналов зависит от требований к информативности сигналов ансамбля (т.е. числа бит, передаваемых одним сигналом). Кроме того, важную роль играет *устойчивость разностей параметров сигналов ансамбля к искажениям, вносимым каналом.* Естественно, выбор канального ансамбля определяет также и способ определения изменений разностей параметров канальных сигналов (т.е. *способ демодуляции*). В общем случае, если объем ансамбля в канале равен M_0, то можно образовать

$$M_0 M_0 = M_0^2 \qquad (9)$$

всех возможных пар множества разностей $\Delta_n^1 s = f\{s(t_{n-1}, s(t_n))\}$. 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 $M_д$ пар), которые обеспечивали бы *однозначное отождествление* (декодирование) символов на приеме.

Т.е., *количество используемых пар* $M_д$ (*объем ансамбля разностей*) должно соответствовать объему алфавита передаваемого сообщения *M:*

$$M_д = M. \tag{10}$$

4. «Рождение детектора деления сигналов ОФМ». Именно так озаглавлен раздел 2.8 книги Н.Т.Петровича [1, с. 53], в которой автор излагает оригинальную *идею применения процедуры деления* в алгоритме демодуляции. Согласно автору книги [1], использование детектора деления состоит в следующем. Пусть в канале действует мультипликативная помеха $k(t)$, изменяющая амплитудный масштаб сигналов, и каждый сигнал из пары сигналов (8) подвергается искажениям в квазистационарном канале в соответствии с действием этой помехи. Т.е., принятая пара имеет вид $\{k(t)_{(n-1)}s(t_{(n-1)});\, k(t_n)s(t_n)\}$, причем, предполагается, что в квазистационарном канале $k(t)_{(n-1)} = k(t_n)$.

В [1] предлагается при демодуляции производить деление принятых сигналов, т.е. вычислять дробь

$$\frac{k(t_n)s(t_n)}{k(t_{(n-1)})s(t_{(n-1)})} = \frac{s(t_n)}{s(t_{(n-1)})},$$

в которой после выполнения деления равные значения помехи в числителе и знаменателе сокращаются. Иными словами, для выделения передаваемой информации предлагается использовать результат деления $\dfrac{s(t_n)}{s(t_{(n-1)})}$, *свободный от влияния мультипликативной помехи.* Следует отметить, что кроме изложенного выше, *никаких сведений об алгоритмах модуляции и демодуляции в* [1], *не приведено.* Вместе с тем, идея Н.Т.Петровича демодулятора с делением, как показано ниже, оказывается продуктивной для разработки инвариантного дифференциального метода модуляции/демодуляции.

5. Разработка дифференциального инвариантного метода передачи. Иллюстрацию изложенных выше положений выполним на примере сигналов амплитудной модуляции (АМ) гармонического переносчика, поскольку именно такой сигнал наиболее «чувствителен» к амплитудным искажениям в канале с замираниями. Более того, АМ сигналы входят в состав широко используемых сигналов квадратурной модуляции КАМ [1]. Сигнал АМ с учетом вносимых каналом искажений имеет вид

$$S_{AM}(t, a_n) = S_0 h_k a_n \cos(\omega_c t + \varphi_c + \varphi_k)\,. \tag{11}$$

Здесь ω_c и φ_c – частота и начальная фаза сигнала; a_n – символ, модулирующий амплитуду S_0. Пусть модулирующий символ определяется *алгоритмом дифференциальной модуляции* передаваемым информационным символом u_n

$$a_n = a_{n-1}(1 + m_a u_n)\,, \tag{12}$$

где m_a – коэффициент модуляции.

Тогда сопряженный с ним *алгоритм дифференциальной демодуляции* будет

$$u_n = \frac{1}{m_a}\left(\frac{a_n}{a_{n-1}} - 1\right). \tag{13}$$

Таким образом, оценка информационного символа определяется оценками модулирующих амплитуду символов, составляющих пару $\{a_{n-1}, a_n\}$ и образующих дробь в алгоритме (13). Выделение этих оценок в процессе демодуляции полезно рассмотреть с применением некогерентного метода детектирования по аналогии с идеями построения активных фильтров [10], поскольку помехоустойчивость реализации корреляционного приема в структуре активного фильтра не уступает помехоустойчивости когерентного приема при существенном снижении сложности реализации алгоритма.

Передаваемый сигнал (11) будем рассматривать во вспомогательной системе ортогональных колебаний

$$S_{0,x}(t) = S_{0,x}\cos(\omega_0 t + \varphi_0)\,, \quad S_{0,y}(t) = S_{0,y}\sin(\omega_0 t + \varphi_0)\,. \tag{14}$$

Для последовательных моментов времени $\{n,(n-1)\}$ вычислим скалярные произведения сигнала (11) с ортогональными колебаниями (14). Опуская промежуточные преобразования, получаем:

$$X_n = \frac{1}{T}\int_0^T S_{AM}(t,a_n)S_{0,x}(t)dt = \frac{1}{T}\int_0^T [S_0 h_k a_n \cos(\omega_c t + \varphi_c + \varphi_k)]S_{0,x}\cos(\omega_0 t + \varphi_0)dt =$$
$$= \{S_0 S_{0,x} h_k a_n \frac{\sin[(\omega_c + \omega_0)T]\cos(\varphi_c + \varphi_0 + \varphi_k)}{2T(\omega_c + \omega_0)}\} + S_0 S_{0,x} h_k a_n \frac{\sin[(\omega_c - \omega_0)T]\cos(\varphi_c - \varphi_0 + \varphi_k)}{2T(\omega_c - \omega_0)}; \quad (15)$$

$$X_{n-1} = \frac{1}{T}\int_0^T S_{AM}(t,a_{n-1})S_{0,x}(t)dt = \frac{1}{T}\int_0^T [S_0 h_k a_{n-1} \cos(\omega_c t + \varphi_c + \varphi_k)]S_{0,x}\cos(\omega_0 t + \varphi_0)dt =$$
$$= \{S_0 S_{0,x} h_k a_{n-1} \frac{\sin[(\omega_c + \omega_0)T]\cos(\varphi_c + \varphi_0 + \varphi_k)}{2T(\omega_c + \omega_0)}\} + S_0 S_{0,x} h_k a_{n-1} \frac{\sin[(\omega_c - \omega_0)T]\cos(\varphi_c - \varphi_0 + \varphi_k)}{2T(\omega_c - \omega_0)}. \quad (16)$$

В результатах этих вычислений содержатся члены различной величины. В частности, в выражениях (15) и (16), которые определяют результаты обработки X_n и X_{n-1} имеются дроби вида

$$C_{(a)} = \frac{\sin[(\omega_c - \omega_0)T]\cos(\varphi_c - \varphi_0 + \varphi_k)}{2T(\omega_c - \omega_0)}. \quad (17)$$

Далее полагаем выполнение условия $[(\omega_c + \omega_0)T >> 1]$, при котором на интервале длительности посылки T содержится большое количество периодов колебаний удвоенной частоты сигнала ω_c. При выполнении этого условия дроби в фигурных скобках в выражениях (15)…(16) оказываются значительно меньшими остальных результатов вычислений. Отбрасывая на этом основании в (15)…(16) дроби в фигурных скобках, с учетом введенного обозначения (17) получаем результаты обработки

$$X_n = C_{(a)} S_0 h_k S_{0,x} a_n, \qquad X_{n-1} = C_{(a)} S_0 h_k S_{0,x} a_{n-1}. \quad (18)$$

Далее полагаем единичными амплитуды сигналов $S_0 = S_{0,x} = S_{0,y} = 1$, это позволяет выразить значения передаваемых символов через скалярные произведения сигналов

$$X_n = C_{(a)} h_k a_n, \qquad X_{n-1} = C_{(a)} h_k a_{n-1}. \quad (19)$$

Откуда следуют формулы для оценок модулирующих символов

$$a_n = \frac{1}{C_{(a)} h_k} X_n, \qquad a_{n-1} = \frac{1}{C_{(a)} h_k} X_{n-1}. \quad (20)$$

В соответствии с правилом демодуляции (13) сформулируем алгоритм выделения информационного символа. Подставляя (20) в (13) и производя сокращения получаем окончательно:

$$u_n = \frac{1}{m_a}\left(\frac{X_n}{X_{n-1}} - 1\right). \quad (21)$$

Можно утверждать, что алгоритм дифференциальной модуляции (12) и сопряженный с ним алгоритм дифференциальной демодуляции (13) обеспечивают *инвариантность* не только к амплитудным h_k и фазовым искажениям сигнала φ_k в квазистационарном канале, но также инвариантность к расхождению частот $\Delta\omega = \omega_c - \omega_0$, поскольку в алгоритме выделения информационного символа (21) эти параметры отсутствуют (сокращаются при выполнении деления в (21)).

В заключение можно сказать следующее. В статье предложены алгоритм дифференциальной модуляции (12) и сопряженный с ним простой алгоритм дифференциальной демодуляции (13) для сигналов АМ, которые обеспечивают инвариантность не только к амплитудным h_k и фазовым искажениям сигнала φ_k в канале, но также инвариантность к расхождению частот $\Delta\omega = \omega_c - \omega_0$. В последующем целесообразно выполнение исследований помехоустойчивости демодуляции дифференциально модулированных АМ сигналов при действии аддитивных флуктуационных помех.

Литература

1. *Банкет В.Л.* Сигнально-кодовые конструкции в телекоммуникационных системах / Банкет В.Л. – Одесса: Феникс, 2009.– 180 с.
2. *Tong L.* Pilot Assisted Wireless Transmissions / Tong L., Sadler B.M., Dong M. // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2004. – Vol.24. – No.9. – C.1668-1698.
3. *Петрович Н.Т.* Новые способы осуществления фазовой телеграфии / Петрович Н.Т. // 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, а^{4}.
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. – [2-е изд., испр.] / Скляр Б.; пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс». – 2003. – 1004 с.
7. *Lutz H.* Differential Modulation Diversity for OFDM / Lutz H., J. Lampe // 6th International OFDM-Workshop (InOWo). – Hamburg. 2001. – С. 67-69 .
8. *Банкет В.Л.* Развитие теории дифференциальных методов модуляции для современных цифровых телекоммуникационных систем / В.Л. Банкет, Ю.Н. Тотмина //Цифровые технологии. – 2012. – №11. – С. 40-46
9. *Банкет В.Л.* Методы пространственно-временного кодирования для систем радиосвязи / Банкет В.Л., Незгазинская Н. В., Токарь М. С. // Цифрові технології. – 2009. – № 6. – С. 5-16
10. *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
11. *Петрович Н.Т.* Относительные методы передачи информации / Петрович Н.Т. – М.: Книга-М., 2003. – 108 с.
12. *Гельфонд А.О.* Исчисление конечных разностей / Гельфонд А.О. – М.: Гостехиздат, 1952. – 156 с.