

**ОТНОСИТЕЛЬНАЯ ФМ В СИСТЕМАХ РАДИОСВЯЗИ
С ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫМ КОДИРОВАНИЕМ**

**DIFFERENTIAL PHASE MODULATION IN RADIOTELECOMMUNICATION
SYSTEMS WITH SPACE-TIME CODING**

Аннотация. В статье рассмотрена возможность применения ОФМ в каналах систем радиосвязи с пространственно-временным кодированием. Введена модель канала с неоднозначностью фазы опорного колебания. Показано, что использование сигналов относительной фазовой модуляции в ветвях разнесения приводит к модели пространственно-временного кодирования.

Summary. This article will consider the possibility of using differential phase modulation in space-time coding systems. Channel model with ambiguity phase carrier will be introduced. The using differential phase modulation signals in diversity branches leads to time-space coding model will be shown.

В системах мобильной радиосвязи действует комплекс помех и искажений сигнала. Как показано в работах [1, 3, 4] здесь перспективным является пространственно-временное кодирование (ПВК). В работах [3, 4] рассмотрены системы радиосвязи, в каналах разнесения которых применяются сигналы с фазовой модуляцией (ФМ).

Как известно, когерентный прием сигналов ФМ сопровождается явлением неоднозначности фазы опорного колебания, восстанавливаемого в когерентном демодуляторе, для борьбы с которым предложен метод относительной фазовой модуляции (ОФМ) [2]. Представляет интерес рассмотреть возможности использования ОФМ в каналах систем с пространственно-временным кодированием. Анализ этого вопроса посвящена данная статья.

Модель канала с неоднозначностью. При восстановлении в демодуляторе опорного колебания для когерентного приема ФМ сигналов восстановленная несущая приобретает дополнительный фазовый сдвиг, кратный $\Delta\varphi = 2\pi/M$ (M – число позиций фазы ФМ сигнала). Если ансамбль передаваемых ФМ-М сигналов содержит набор $s_0(t), s_1(t), s_i(t), s_M(t)$ (соответственно, векторы $\bar{s}_0, \bar{s}_i, \bar{s}_M$ на рис. 1), то вследствие ошибок неоднозначности при восстановлении фазы несущей к номеру

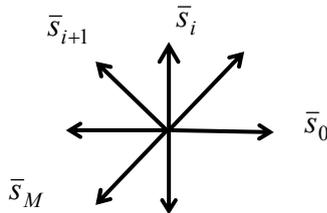


Рисунок 1 – Векторная диаграмма ФМ-М сигналов

решения на выходе демодулятора \hat{s}_{i+f} добавляется произвольное число $f \in \{0, 1, \dots, M\}$, что соответствует ошибке фазы восстановленной несущей $\Delta\varphi_f = f \cdot \frac{2\pi}{M}$.

Изложенное выше позволяет описать алгебраическую модель канала с неоднозначностью (рис. 2).

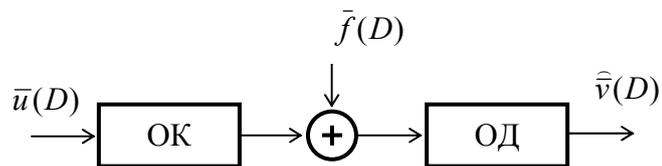


Рисунок 2 – Модель канала с неоднозначностью

Здесь $\bar{u}(D)$ – последовательность передаваемых символов;

$\hat{v}(D)$ – последовательность принятых символов;

$\hat{f}(D)$ – последовательность символов неоднозначности;

\oplus – сумматор по модулю M ;

ОК – относительный кодер;

ОД – относительный декодер.

В канале к последовательности передаваемых символов $\bar{u}(D)$ добавляется последовательность символов неоднозначности $\bar{f}(D)$:

$$\widehat{v}(D) = \bar{u}(D) \oplus \bar{f}(D), \quad (1)$$

где D – оператор задержки;

$$\bar{f}(D) = f \cdot D^0 + f \cdot D + f \cdot D^2 \text{ – помеха неоднозначности;} \quad (2)$$

f – символ неоднозначности, определяющий фазовый сдвиг несущей

$$\Delta\varphi_f = f \cdot \frac{2\pi}{M}. \quad (3)$$

Помеху неоднозначности в выражении (2) можно представить так:

$$f(D) = \frac{f}{1+D}. \quad (4)$$

Включение на приемной стороне относительного декодера (ОД) с передаточной функцией

$$K_{\text{ОД}} = 1 + D \quad (5)$$

позволяет “подавить” помеху неоднозначности, поскольку на выходе ОД получаем

$$\widehat{v}(D) = \bar{u}(D)(1+D) + f. \quad (6)$$

т. е. в соответствии с выражениями (4), (5) и (6) принимаемая последовательность содержит только первый символ ошибки неоднозначности $f \cdot D^0$.

Из выражения (6) следует, что для восстановления из принятой последовательности $\widehat{v}(D)$ переданной последовательности $\bar{u}(D)$ на передающей стороне необходимо включить относительный кодер (ОК) с передаточной функцией

$$K_{\text{ОК}}(D) = \frac{1}{1+D}. \quad (7)$$

Тогда последовательность на выходе ОД будет

$$\widehat{v}(D) = [\bar{u}(D) K_{\text{ОК}}(D) + \bar{f}(D)] K_{\text{ОД}}(D) = \bar{u}(D) + f \cdot D^0, \quad (8)$$

поскольку $K_{\text{ОК}}(D) \cdot K_{\text{ОД}}(D) = 1$.

Представленная выше модель полностью соответствует идеологии относительного кодирования, описанной в работе [2], при этом структуры ОК и ОД могут быть представлены в соответствии с выражениями (5) и (7) соответственно (рис. 3).

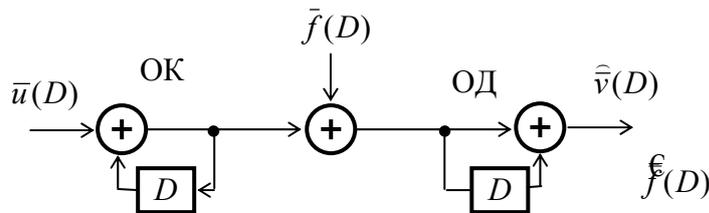


Рисунок 3 – Относительный кодер (ОК) и относительный декодер (ОД) в канале с неоднозначностью $\bar{f}(D)$
(D – элемент задержки, \oplus – сумматор по модулю M)

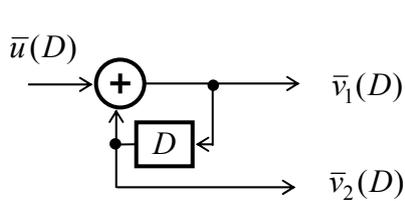
Из рис. 3 видно, что помеха на выходе ОД равна

$$\widehat{f}(D) = f(D) \oplus f(D) \cdot D = f \cdot D^0 = f, \quad (9)$$

что и было отмечено выше (см. (6)).

ОФМ в системах с ПВК. Одним из специфических требований к сигналам в системах с ПВК является использование в каналах разнесения одинаковых методов модуляции, что упрощает построение приемных устройств. Применительно к рассматриваемому случаю фазовой модуляции в каналах разнесения при ПВК должна использоваться относительная фазовая модуляция (относительное кодирование). Структура ОК (рис. 3) позволяет выполнить относительное кодирование без

усложнения схемы (рис. 4). Нетрудно видеть, что передаточная функция такого кодера для первой ветви разнесения



$$K_{\text{Од}(1)}(D) = \frac{\bar{v}_1(D)}{\bar{u}(D)} = \frac{1}{1+D}, \quad (10)$$

т.е. последовательность на втором выходе $\bar{v}_1(D)$ также кодируется относительным кодом, при этом в кодированную последовательность вносится задержка D на один такт.

В тоже время передаточная функция кодера для второго канала будет

$$K_{\text{Од}(2)}(D) = \frac{\bar{v}_2(D)}{\bar{u}(D)} = \frac{D}{1+D}, \quad (11)$$

т. е. последовательность на втором выходе также кодируется относительным кодом, при этом в кодированную последовательность вносится задержка D на один такт.

Рисунок 4 – Относительный кодер для двух каналов разнесения

При необходимости организации n каналов разнесения целесообразно использовать комбинированный ОК, показанный на рис.6.

В состав ОК для 4-х каналов разнесения на рис. 5 входит структура (рис. 6), передаточная функция которой $K_{\text{ОК}}(D)$ может быть определена с учетом равенства

$$(1+D+D^2)(1-D) = 1-D^3. \quad (12)$$

Аналогично представленному на рис. 4 случаю кодер на рис. 5 формирует относительно кодированные последовательности для 4-х каналов разнесения (передаточные функции показаны на рис. 5 справа). Построение подобного кодера с n выходами можно продолжить по аналогии для любого значения n .

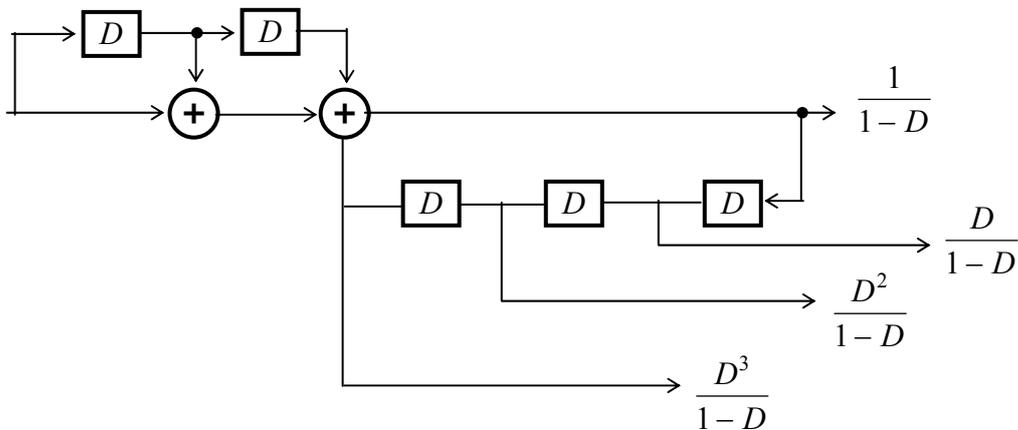


Рисунок 5 – Относительный кодер для четырех каналов разнесения системы с ПВК

(D – элемент задержки на такт, \oplus – сумматор по модулю M)

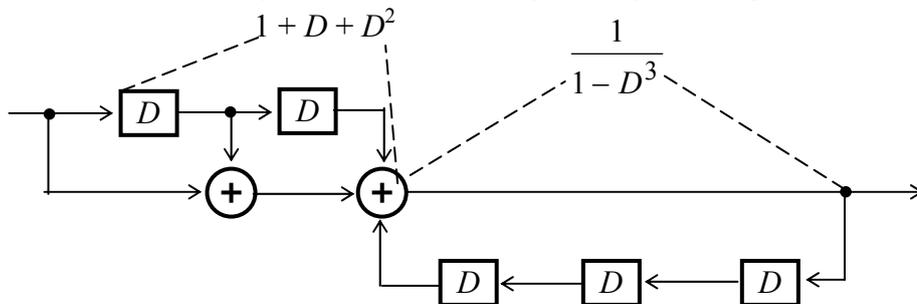


Рисунок 6 – Комбинированный относительный кодер с передаточной функцией $K_{\text{ОК}}(D) = \frac{1}{1-D}$

Структура системы передачи цифровой информации с пространственно-временным кодированием, разнесением двух передающих антенн и одной приемной антенной показана на рис. 7. Избыточность в принимаемых сигналах, позволяющая повысить помехоустойчивость в каналах с флуктуационной помехой и замираниями определяется избыточностью сверточного кодирования в кодерах СК1 и СК2, а также наличием двух каналов разнесения в пространстве. В работе [1] отмечено, что в каналах с релейскими замираниями энергетический выигрыш достигает (15 ... 20) дБ, при двух каналах M -позиционной ФМ ($M = 8, P_0 = 10^{-3}$) по сравнению с системой без разнесения и возрастает с увеличением числа каналов разнесения n .

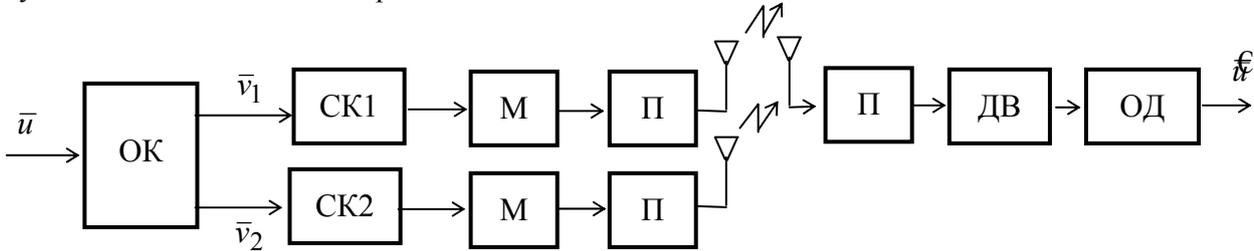


Рис. 7 – Структура системы передачи с пространственно-временным кодированием и относительной фазовой модуляцией

Здесь ОК – относительный кодер,
 ОД – относительный декодер;
 СК1, СК2 – сверточные кодеры в каналах;
 М – фазовые модуляторы в каналах;
 П – передатчики;
 П – приемник, содержащий когерентный демодулятор ФМ сигналов;
 ДВ – декодер Витерби.

Из структуры рис. 7 видно, что используется внешнее относительное кодирование. Как известно, сверточные коды в таких системах должны обладать свойством прозрачности [5].

Разработанная в статье алгебраическая модель канала с неоднозначностью позволяет синтезировать простые структуры относительных кодеров и декодеров для произвольного числа ветвей разнесения в системах передачи информации с пространственно-временным кодированием. Используемые при этом сверточные коды должны обладать прозрачностью для неоднозначности символов.

Литература

1. Банкет В.Л., Эль-Дакдуки А.С. Пространственно-временное кодирование в системах беспроводной связи // Труды УНИИРТ. – № 4, 2002. – С. 14 – 16.
2. Новые способы осуществления фазовой телеграфии // Радиотехника. – Петрович Н.Г. – Т. 16. – № 21. – 1961. – С. 5 – 8.
3. Naguib A.F., Tarokh V., Seshari N., Calderbank A.R. // A Space-Time Coding Modem for High-Data-Rate Wireless communications – IEEE J. Select. Areas Commun. – 1998. – V. 16. – № 8. – P. 1459 – 1478.
4. Tarokh V., Jafarkhani H., Calderbank A.R. A Space-Time Block Coding for Wireless Communications Performances Results // IEEE J. Select. Areas Commun. – 1999. – V. 17. – № 3. – P. 451 – 460.
5. Помехоустойчивость и эффективность СПИ / А.Г. Зюко, А.И. Фалько, И.П. Панфилов, В.Л. Банкет, П.В. Иващенко / Под ред. А. Г. Зюко. – М.: Радио и связь, 1985. – 272 с.