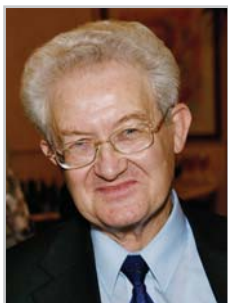


# МНОГОЧАСТОТНЫЕ ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИГНАЛЫ ОТКРЫВАЮТ ПУТЬ К 4G



**М.А. Быковский,**  
зам. директора  
Центра анализа  
ЭМС (НИИР)

**В**ыбор типа модуляции в значительной мере влияет на основные технические и экономические характеристики системы мобильной связи: потребность в радиочастотных ресурсах, количество обслуживаемых абонентов, сложность используемой аппаратуры, совместимость с действующими сетями и т.д. В статье исследуется помехоустойчивость системы, в которой применяются многочастотные широкополосные сигналы.

Широкополосные сигналы (ШПС) давно и успешно применяются в системах подвижной связи и беспроводного доступа, в фиксированной и спутниковой связи, навигации и др. К достоинствам этих сигналов относятся безошибочная передача информации в условиях многолучевого распространения радиоволн и возможность получения ансамбля ШПС, занимающих общую полосу частот. Если взаимно-корреляционные функции таких сигналов имеют незначительный уровень, то они могут одновременно передаваться в одной и той же полосе без значительных взаимных помех [1–3].

В технике связи широко используются также многочастотные сигналы (МС), в которых для передачи информации применяются частоты, разность между которыми ( $\Delta f$ ) выбирается равным  $\Delta f = 1/T$ , где  $T$  — длительность модулирующего сигнала. Особенность систем с МС заключается в том, что спектры сигналов, передаваемых на соседних частотах, сильно перекрываются, но их ортогональность при синхронном детектировании не нарушается. Первой системой, в которой нашли применение такие сигналы, была "Кинеплекс", созданная в середине прошлого века [4, 5]. Она предназначена для передачи сообщений тонального телеграфа по телефонному каналу. Позже

в СССР на этом принципе была создана система МС-5 для коротковолновой связи [6], а также некоторые средства военной связи.

На принципах, заложенных в "Кинеплекс", построены современные системы наземного цифрового и телевизионного вещания (DAB-T и DVB-T). В них используется МС, число частот в которых достигает до  $N_w = 2^{13}$ . Входной высокоскоростной поток данных разделяется на  $2^{13}$  низкоскоростных потоков, каждый из которых независимо модулируется на одной из поднесущих частот. Такой метод передачи информации называется ортогональным частотным уплотнением (OFDM — Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Технология OFDM находит широкое применение в системах беспроводного доступа, построенных на оборудовании стандартов 802.11 (Wi-Fi) и 802.16 (Wi-MAX) и др. [7]. Достоинство систем с OFDM — в применении для обработки сигналов быстрого преобразования Фурье (БПФ), что позволяет существенно упростить аппаратуру. Метод передачи информации с использованием МС считается весьма перспективным. Рассматриваются возможности создания на его основе систем мобильной связи четвертого поколения, в которых на одном частотном канале могут одновременно пере-

даваться сигналы нескольких абонентов.

Оценим помехоустойчивость приема сообщений в системе ШПС-МС с учетом интерференционных замираний радиосигналов, передаваемых по многолучевому каналу связи.

## Ансамбль широкополосных сигналов из многих поднесущих

Рассмотрим ШПС, состоящие из  $N$  поднесущих

$V_n(t) = \text{Re}\{\sqrt{2P_R/N} \exp[j2\pi(f_0 + n\Delta f)t]\}$  (здесь  $P_R$  — полная мощность ШПС, а знак  $\text{Re}\{Z\}$  обозначает действительную часть комплексного числа  $Z$ ), которые можно записать в виде

$$V_k(t) = \xi_k \left\{ \sum_{n=1}^N v_n(t) \sum_{m=1}^M \theta_{mn}^k f_m(t) \right\}, \quad (1)$$

где  $\xi_k = \pm 1$ ,  $T$  — длительность информационного символа,  $\theta_{mn}^k$  — псевдослучайная последовательность (ПСП) чисел, которая известна на приемной стороне ( $\theta_{mn}^k = \pm 1$ ),  $f_m(t) = 1$  на временном интервале  $T_m$ , определяемом условием  $(m-1)T/M \leq t \leq mT/M$ ,  $m = 1 \dots M$ , и равна 0 за его пределами. Очевидно, что в (1)  $\Delta f_s = M/T$ , 2) сигналы  $v_n(t)$  ортогональны на каждом из интервалов  $T_m$ . Формула (1) показывает, что на каждой поднесущей в течение времени  $T$  передается последовательно  $M$  псевдослучайных чисел  $\theta_{mn}^k$ . При разных значениях  $k$  величины  $\theta_{mn}^k$  взаимно независимы, т.е. произведение  $\{\theta_{m_1 n_1}^k, \theta_{m_2 n_2}^k\}$  принимает значение  $\pm 1$  с вероятностью 0,5. На разных поднесущих (разные значения  $n$  в (1)) могут передаваться разные или одна и та же ПСП. Спектр сигнала  $S_k(t)$  имеет вид

$$S(f) = \sum_{n=1}^N [\sin 2\pi(f - n\Delta f_s T / 2M) / 2\pi \times (f - n\Delta f_s T / 2M)]^2.$$

Этот спектр — сумма энергетических спектров сигналов, передаваемых на разных поднесущих. Он показан на рис. 1, из которого видно, что спектры сигналов разных поднесущих существенно перекрываются. Ширина спектра информационного сигнала длительностью  $T$  равна  $\Delta f_s = 1/T$ , а ширина спектра многочастотного сигнала (МЧС)  $W_k(t)$  равна, как видно из рис. 1,  $\Delta f_w = NM/T$ . Таким образом, спектр ШПС-МС превышает спектр информационного сигнала в  $B = NM$  раз, где  $B$  — база сигнала.

Одним или несколькими передатчиками в общей полосе частот в эфир излучается сумма нескольких ( $K$ ) сигналов  $V_k(t)$

$$V_s(t) = \sum_{k=1}^K V_k(t). \quad (2)$$

После передачи сигналов (2) по каналу с замираниями на вход приемника поступает сигнал  $W_S(t)$ , являющийся суммой МЧС

$$W_S(t) = \sum_{k=1}^K W_k(t) + n(t).$$

Здесь  $n(t)$  — белый гауссовский шум с односторонней спектральной плотностью мощности  $N_0$ . Сигналы  $W_k(t)$ , действующие на входе приемника, могут быть записаны в виде

$$W_k(t) = \sum_{n=1}^N a_n^k v_n(t). \quad (3)$$

В (3) в интервале времени  $T_m$  значение  $a_n^k = (\mu_{nk} \xi_k \theta_{mn}^k)$ .

Величины  $\mu_{nk}$  представляют собой коэффициенты передачи  $k$ -го многолучевого канала связи, по которому передаются сигналы  $V_k(t)$  на частоте  $f_0 + n\Delta f_s$ . В дальнейшем будем полагать, что они независимы и распределены по закону Рэлея  $p(\mu) = \mu \exp(-\mu^2/2)$ .

Если все сигналы  $V_k(t)$  излучаются одним радиопередающим устройством, то в (3) коэффициенты передачи канала связи на  $n$ -й частоте ( $\mu_{nk}$ ) для

всех сигналов имеют одинаковые значения ( $\mu_{nk} = \mu_n$ ), поскольку они передаются по одному и тому же многолучевому каналу связи. Такой случай имеет место тогда, когда сигналы  $V_k(t)$  излучаются одной базовой станцией сети сотовой связи. При этом  $W_S(t)$  представляет собой сигнал, принимаемый абонентским терминалом. Если же каждый из сигналов  $V_k(t)$  излучается одним из  $K$  абонентских терминалов сети, то все сигналы распространяются по разным каналам связи, и в этом случае все коэффициенты  $\mu_{nk}$  являются независимыми случайными величинами.

Принимаемый сигнал, может быть записан следующим образом

$$W_s(t) = \sum_{n=1}^N a_n v_n(t). \quad (4)$$

В (4) в интервале  $T_m$  значение  $a_n$  равно

$$a_n = \sum_{k=1}^K a_n^k = \left( \sum_{k=1}^K \mu_{nk} \xi_k \theta_{mn}^k \right).$$

Технологическим достоинством систем, использующих OFDM, является то, что приемник многочастотных сигналов может реализовываться достаточно просто даже при больших значениях  $N$  на основе алгоритма БПФ [8]. На рис. 2 показана схема такого приемника. На его вход поступает сигнал  $W_S(t)$ . В блоке БПФ имеется  $N$  выходов, на каждом из которых в конце интервала  $T_m$  формируются значения коэффициентов  $b_{mn}$

$$b_{mn} = (M/T) \left( \int_{T_m} W_S(t) v_n(t) dt \right) = \left( \sum_{k=1}^K \mu_{nk} \xi_k \theta_{mn}^k + n_{mn} \right). \quad (5)$$

В (5)  $n_{mn}$  — независимые гауссовские случайные величины.

Для выделения символов сообщения (например, символа  $\xi_1$  в первом сигнале) над коэффициентами  $b_{mn}$  осуществ-

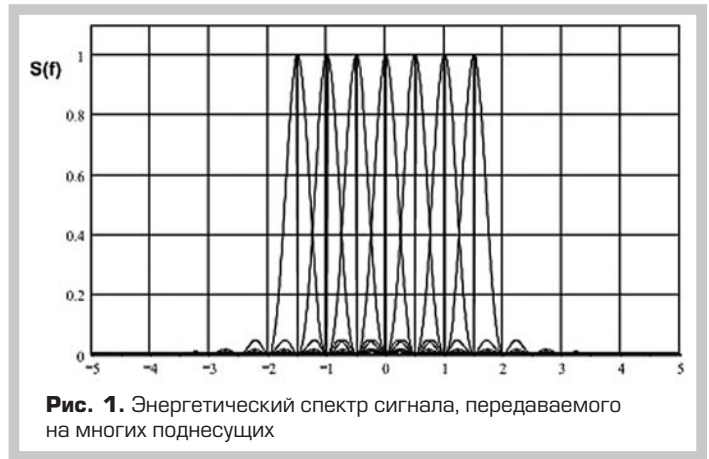


Рис. 1. Энергетический спектр сигнала, передаваемого на многих поднесущих

ляются следующие операции. Значения  $b_{mn}$  умножаются на символы ПСП  $\theta_{mn}^1$ . Так устраняется псевдослучайная модуляция в сигнале  $W_1(t)$ . Далее они суммируются по всем временным интервалам  $T_m$  и в результате формируется оценка информационного символа  $\xi_1$ , переданного на  $n$ -й частоте

$$\xi_{1n} = [\sqrt{P_R/N} (\mu_{n1} \sum_{m=1}^M \theta_{nm}^1 b_{nm}) / M] = [(\mu_{n1} \sqrt{P_R/N}) \xi_1 + (\sum_{k=2}^K \mu_{kn} n_{kn}) + n_{0n}]. \quad (6)$$

Определяется оценка символа  $\xi_1$ , являющаяся взвешенной суммой  $\xi_{1n}$ . Вес, с которым в эту сумму входят оценки  $\xi_{1n}$ , выбран оптимальным. Он пропорционален  $\mu_{n1}$  — коэффициенту передачи многолучевого канала связи, по которому распространяется сигнал  $V_1(t)$  на  $n$ -й частоте где

$$\xi_1 = \left( \sum_{n=1}^N \mu_{n1} \xi_{1n} \right) / N = [(z \sqrt{P_R/N}) \xi_1 + \sum_{n=1}^N \mu_{n1} (\sum_{k=2}^K \mu_{kn} n_{kn}) / N + (\sum_{n=1}^N \mu_{n1} n_{0n}) / N], \quad (7)$$

Гауссовские случайные вели-

$$z = (\sum_{n=1}^N \mu_{n1}^2) / N, n_{kn} = (\sum_{m=1}^M \theta_{nm}^k \theta_{nm}^k) / M,$$

$$n_{0n} = (\sum_{m=1}^M n_{0nm}) / M.$$

чины  $n_{0n}$  независимы. Они имеют среднее значение, равное нулю, и дисперсию  $\sigma_{0n}^2 = (1/M)(N_0/T)$ . Оценка  $\xi_1$  поступает на вход решающего ус-

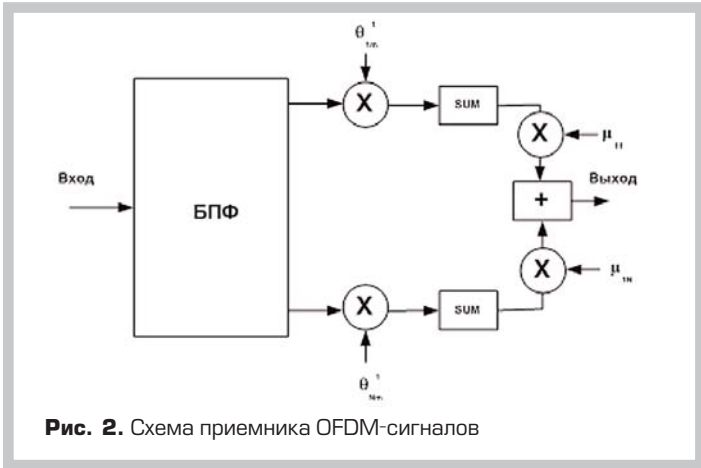


Рис. 2. Схема приемника OFDM-сигналов

тройства (РУ), принимающего решение о том, какой информационный символ был передан на основе знака оценки (6). Если  $\xi_1 \geq 0$ , то принимается решение, что  $\xi_1 = 1$ , в противном же случае принимается решение, что  $\xi_1 = -1$ . Используя (7), оценим помехоустойчивость приема многочастотных широкополосных сигналов.

**Оценка помехоустойчивости приема ШПС-МС**

Для оценки вероятности ошибочного приема информационного символа  $\xi_1$  воспользуемся методом Чернова, в соответствии с которым [2, 3]

$$P_{\text{ош}}[z] \leq (1/2)E\{\exp(-\lambda\xi_1)\} = \exp(-\lambda z \sqrt{P_R/N}) \times \prod_{n=1}^N \prod_{k=2}^K ch^M(\lambda \sqrt{P_R/N} \mu_{nk} / MN) \times \exp\{\lambda^2 z^2 (N_0/T) / 2N\},$$

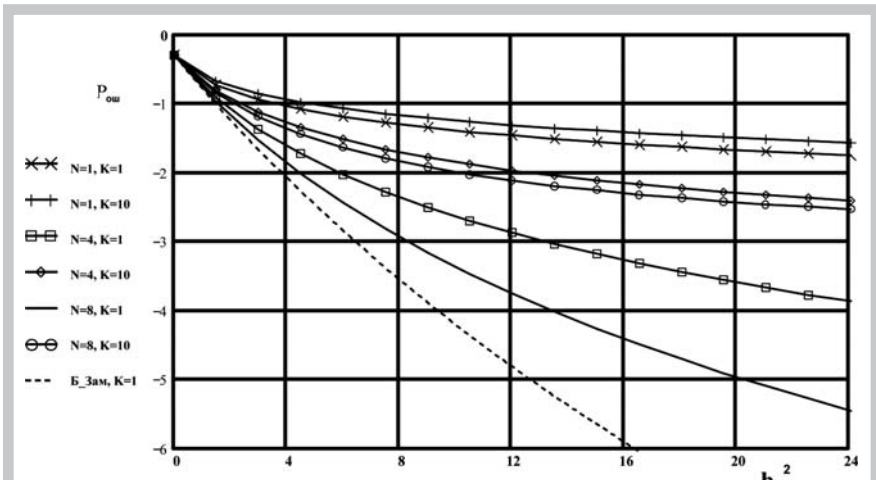


Рис. 3. Зависимости  $P_{\text{ош}}(h^2, N, K)$ .

случайной величины  $U$ . Предположим, что был передан символ  $\xi_1 = 1$ . Учитывая неравенство  $ch(x) \leq \exp(x^2/2)$ , получим

$$P_{\text{ош}}[z] \leq (1/2) \min_{\lambda} \{ \exp[-\lambda z \sqrt{P_R/N} + (\lambda^2/2) \times (\mu_{SK}^2 P_R (K-1) / B + z(N_0/T) / B)] \}. \quad (8)$$

Здесь  $\mu_{SK}^2 = (\sum_{n=1}^N \mu_{n1}^2 \mu_{Kn}^2) / N$ ,

где  $\mu_{Kn}^2 = [(\sum_{k=2}^K \mu_{nk}^2) / (K-1)]$ .

Выбирая в (8) оптимальное значение параметра  $\lambda$ , при котором оценка  $P_{\text{ош}}[z]$  принимает минимальное значение и, следовательно, наиболее точна, найдем отношение сигнал/шум на входе решающего устройства

$$P_{\text{ош}}(h^2, z, N, K) \approx (1/2) \times \exp[-\rho(z)/2], \text{ где } \rho(z) = (zh^2) / [1 + (\mu_{SK}^2/z)(K-1)h^2/B]. \quad (9)$$

В (9)  $h^2 = P_R T / N_0$  — отношение полной средней энергии принимаемого полезного сигнала к спектральной мощности гауссовского шума.

Если замираний нет, то в (9) имеем  $z = \mu_{SK}^2 = 1$  и  $\rho = h^2 / [1 + (K-1)h^2/B]$ . Данная формула совпадает с известными результатами [1, 2]. При больших значениях  $h^2$  получим  $\rho = B / (K-1)$ , т.е. отношение сигнал/шум на входе решающего устройства не зависит от отношения мощности сигнала к мощности гауссовского шума.

Если замираний нет, то в (9) имеем  $z = \mu_{SK}^2 = 1$  и  $\rho = h^2 / [1 + (K-1)h^2/B]$ . Данная формула совпадает с известными результатами [1, 2]. При больших значениях  $h^2$  получим  $\rho = B / (K-1)$ , т.е. отношение сигнал/шум на входе решающего устройства не зависит от отношения мощности сигнала к мощности гауссовского шума и равно отношению базы ШПС к числу радиопомех (или числу других абонентов, работающих в системе ШПС-МС), мешающих приему полезного сигнала  $W_1(t)$ .

Если сигнал  $W_S(t)$  распространяется по многолучевому каналу и излуча-

ется только одним радиопередатчиком, то в соответствии с замечаниями к формуле (3) имеем  $\mu_{nk} = \mu_n$  и  $\mu_{SK}^2 = (\sum_{n=1}^N \mu_{n1}^4) / N$ .

Учитывая неравенство  $(\sum a_n b_n) \leq (\sum a_n^{k_1})^{1/k_1} (\sum b_n^{k_2})^{1/k_2}$ , в котором  $[1/k_1 + 1/k_2] = 1$ , получаем  $\mu_{SK}^2 \geq [z]^2$  и  $\rho(z) \approx (zh^2) / [1 + (K-1)zh^2/B]$ . Если сигналы  $W_k(t)$  передаются разными радиопередатчиками, то величина  $\mu_{Kn}^2 = (\sum_{k=2}^K \mu_{nk}^2) / (K-1)$ ,

входящая в выражение для  $\mu_{SK}^2$  в (9), представляет собой сумму большого числа случайных величин. При больших значениях  $K$  она имеет среднее значение 1 и малую дисперсию, равную  $\sigma_K^2 = 2 / (K-1)$ . Принимая  $\mu_{Kn}^2 = 1$ , получим формулу (9) для оценки  $P_{\text{ош}}(h^2, z, N, K)$ .

Выведем расчетную формулу для  $P_{\text{ош}}(h^2, N, K)$ , которая учитывает влияние замираний полезного сигнала и радиопомех на помехоустойчивость приема информационного символа  $\xi_1$ . Для этого вычислим среднее значение  $P_{\text{ош}}(h^2, z, N, K)$  с учетом распределения вероятностей случайной величины  $z$ , имеющего вид  $p(z) = [N^N / (N-1)!] \times z^{(N-1)} \exp(-Nz)$ . Выполняя усреднение, из (9) получим

$$P_{\text{ош}}(h^2, N, K) \approx (1/2) \int_0^{\infty} \exp[-\rho(z)/2] p(z) dz = (1/2) \int_0^{\infty} \exp[-\psi(z)] dz, \quad (10)$$

где функция  $\psi(z) = (zh^2/2) / [1 + z(K-1)h^2/B] + Nz - (N-1) \ln(z) - \ln(k_N)$ ,  $k_N = [N^N / (N-1)!]$ . Интеграл в (10) вычисляется методом численного интегрирования с помощью программы MathCAD.

**Анализ полученных результатов**

На рис. 3 представлены зависимости  $P_{\text{ош}}(h^2, N, K)$ , построенные при  $B = 120$  для значений  $K = 1$  и 10,  $N = 1, 4, 8$  и  $\infty$  ( $N = \infty$  при отсутствии замираний).

Кривые, построенные для  $K = 1$ , соответствуют случаю, когда радиопомех нет и реализован  $N$ -кратный разнесенный при-

ем сигналов. Для  $K = 1$  только при большой кратности разнесения замирания практически перестают влиять на помехоустойчивость приема сигналов, т.е.  $P_{\text{ош}}(h^2, N, 1) \approx P_{\text{ош}}(h^2, N = \infty, 1)$ , если  $N \geq 15$ .

Анализ кривых на рис. 3 показывает, что наличие радиопомех от других абонентских терминалов существенно ухудшает помехоустойчивость приема и чем выше кратность разнесенного приема, тем ситуация хуже. Так, при  $N = 1$  отличие между кривыми  $P_{\text{ош}}(h^2, N, K)$  для  $K = 1$  и 10 незначительно. Оно становится ощутимым при  $N = 4$  и еще в большей степени при  $N = 8$ , а также в том случае, когда замираний сигнала нет. При  $K = 10$  различие в помехоустойчивости приема при 4- и 8-кратном разнесенном приеме невелико. Для случая, когда замираний нет, зависимость  $P_{\text{ош}}(h^2, N = \infty, K)$  мало отличается от аналогичной зависимости при  $N = 8$ .

Рассмотрим особенности применения МС для передачи информации в многолучевых каналах связи. Для устранения влияния замираний на помехоустойчивость приема на  $N$  поднесущих одновременно передается один и тот же информационный символ.

На приеме осуществляется оптимальное когерентное сложение разнесенных по частоте сигналов. В [9] показано, что по помехоустойчивости оптимальный приемник многочастотных сигналов полностью эквивалентен приемнику системы "Рейк", в которой применяются ШПС. В этой системе для устранения замираний осуществляется разделение лучей, приходящих в место приема, и их оптимальное когерентное сложение.

На приемной стороне априорно неизвестны ни количество приходящих лучей, ни временные задержки между лучами. Эти параметры изменяются при перемещении абонентов в зоне обслуживания базовой станции.

При передаче и приеме сигналов в многолучевых каналах связи реализация системы МС оказывается проще, чем системы "Рейк", так как при формировании сигналов ШПС-МС на передаче и приеме применяется БПФ. Кроме того, для устранения влияния интерференционных замираний сигнала на помехоустойчивость приема в системе МС используется разнесенный прием, аппаратная реализация которого проще, чем в системе "Рейк".

В ШПС-МС для передачи одного и того же сообщения может применяться группа из  $N$  поднесущих, частотный разнос между которыми должен быть выбран таким, чтобы  $\Delta f_r = \Delta f_s \approx (1/\tau_{\text{max}})$ , где  $\tau_{\text{max}}$  — максимально возможное запаздывание между лучами. При этом коэффициент замираний сигналов, передаваемых на разных поднесущих данной группы, близок к нулю. Его величина слабо зависит от временной задержки между отдельными лучами, приходящими в место приема [9]. Общее число поднесущих, применяемых для передачи сообщений в системе МС, весьма значительно ( $N_w \gg N$ ). Их целесообразно разделить на  $(N_w/N)$  групп, каждая из которых содержит  $N$  поднесущих с частотным разносом, равным  $\Delta f_r$ . На поднесущих, входящих в разные группы, осуществляется передача разных сообщений.

Особенностью системы "Рейк" является то, что в ней должно предусматриваться разделение лучей как с минимально ( $\tau_{\text{min}}$ ), так и с максимально ( $\tau_{\text{max}}$ ) возможным запаздыванием. Это требует применения в приемнике линии задержки на полное время  $\tau_{\text{max}}$  с числом отводов  $N_1 = (\tau_{\text{max}}/\tau_{\text{min}})$ , а также ШПС, полоса частот которых составляет  $\approx (1/\tau_{\text{min}})$ . Для упрощения приемника в нем осуществляется когерентное сложение  $N < N_1$  наиболее интенсивных лучей. При этом необходима оценка интенсивности всех  $N_1$  лучей, которые могут

прийти в место приема с любой возможной задержкой  $\tau < \tau_{\text{max}}$ .

Применение в системе МС  $N$  поднесущих для передачи одного и того же сообщения означает, что в ней также используются ШПС. Увеличение кратности частотного разнесения сигналов снижает спектральную эффективность данной системы. Однако имеющийся частотный ресурс  $\Delta F_w = N_w M/T = (N_w/N) \Delta f_w$  можно использовать гораздо более эффективно, формируя на каждой поднесущей  $M$  временных позиций. На этих позициях для независимой передачи  $M$  разных информационных символов передается  $M$  ортогональных сигналов, построенных, например, на основе функций Адамара-Хаара.

### Литература

1. **William C.Y. Lee.** Mobile Communications Design Fundamentals, John Wiley&Sons, Inc., 1993.
2. **Viterbi A.** CDMA: principles of spread spectrum communication, Addison-Wisley Publishing Company, Inc., 1995.
3. **Savo Glisic** Advanced Wireless Communications (4G Technologies), John Wiley&Sons, Ltd, 2005.
4. **Mosier R.R., Clabaugh R.G.** Kineplex, a bandwidth efficient binary transmission system, "Communication and Electronics", № 34, 1958.
5. **Lawton J.G.** Theoretical error rates of differentially coherent binary and "Kineplex" data transmission systems, Proc. IRE, № 2, 1959.
6. **Заядний А.М., Окунев Ю.Б., Рахович Л.М.** Фазоразностная модуляция. — Связь, 1967.
7. **Григорьев В.А., Лауценко О.И., Распаев Ю.А.** Сети и системы радиодоступа. — М.: ЭКЭ-ТРЕНДЗ, 2005.
8. **Голд Б., Рейдер Ч.** Цифровая обработка сигналов/Пер. с англ. Под ред. А.М. Трахмана. — М.: Советское радио, 1973.
9. **Быховский М.А.** Помехоустойчивость оптимального когерентного приема частотно-разнесенных сигналов в многолучевом канале. — Проблемы передачи информации. Вып. 3, 1968.