

## МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ МНОГОЧАСТОТНЫХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ И ВОЗМОЖНОСТИ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ

*Быховский М.А., д.т.н., профессор Московского технического университета связи и информатики, e-mail: bykhmark@gmail.com.*

## METHOD OF FORMATION OF THE MULTIFREQUENCY BROADBAND SIGNALS AND POSSIBILITIES OF THEIR APPLICATION IN COMMUNICATION SYSTEMS

*Bykhovskiy M.A.*

*The author describes the method of formation of broadband multifrequency orthogonal signals (BMOS). It is shown that in comparison with the systems using OFDM signals, application of BMOS has the following important advantages:*

- such signals have extremely low peak-factor and rather low level of out of band radiation;*
- such signals can be used for message transmission in satellite systems with time division of channels;*
- by using such signals in a telecommunication system, it is possible to separate the incoming beams at the receiving point into their optimal coherent addition. When using BMOS, diversity reception of the received messages is used and is exhibiting a substantial energy gain as compared to communication systems not using diversity reception.*

**Key words:** OFDM Signals, multifrequency broadband signals, reduction of the peak-factor of signals, beam separation in multi-path channels, diversity reception, multipath link channel.

**Ключевые слова:** сигналы с OFDM, много-частотные широкополосные сигналы, уменьшение пик-фактора сигналов, многолучевой канал связи, разделение лучей, разнесенный прием.

### Введение

Многочастотные ортогональные сигналы (OFDM) применяются для передачи сообщений в наземных системах звукового и телевизионного вещания (стандар T-DAB, DVB-T и DVB-C), в системах беспроводного доступа Wi-Fi и WiMax (стандарт IEEE 802.11), системах подвижной связи технологии LTE и др. [1-3].

В этих системах для передачи сообщений используются  $K$  ортогональных поднесущих, имеющих длительность  $T$ . Частотный разнос между соседними поднесущими равен  $\Delta\omega = 2\pi / T$ . Сообщения передаются с помощью квадратурно-амплитудной модуляции (QAM) поднесущих. Сигнал, передаваемый в таких системах по каналу связи, имеет вид [4]:

$$S(t) = \operatorname{Re} \left\{ e^{j\omega_0 t} \sum_{k=1}^K (x_{ck} - jx_{sk}) e^{jk\Delta\omega t} \right\} = \sum_{k=1}^K [x_{ck} \cos(\omega_0 t + k\Delta\omega t) + x_{sk} \sin(\omega_0 t + k\Delta\omega t)]. \quad (1)$$

В (1)  $\operatorname{Re}(z)$  – действительная часть числа  $z$ ;  $\omega_0$  – несущая частота сигнала;  $x_{ck}$  и  $x_{sk}$  – информационные символы сообщения, передаваемого на  $k$ -й поднесущей. Важным свойством систем с OFDM является ортогональность составляющих применяемых сигналов при любых значениях  $k$  и  $l$  ( $k \neq l$ ):

$$\int_0^T \sin(k\Delta\omega t) \cos(l\Delta\omega t) dt = \int_0^T \sin(k\Delta\omega t) \sin(l\Delta\omega t) dt =$$

*Изложен метод формирования широкополосных многочастотных ортогональных сигналов (ШПС). Показано, что по сравнению с системами, использующими сигналы с OFDM, применение многочастотных ШПС имеет следующие важные преимущества:*

- такие сигналы имеют предельно низкий пик-фактор и для них характерен весьма низкий уровень внеполосных излучений;*
- они могут применяться для передачи сообщений в спутниковых системах связи с временным разделением каналов;*
- применяя эти сигналы в системе связи, возможно разделение приходящих в место приема лучей и их оптимальное когерентное сложение; при этом реализуется разнесенный прием принятых сообщений, дающий значительный энергетический выигрыш по отношению к системам связи не использующим разнесенный прием.*

$$= \int_0^T \cos(k\Delta\omega t) \cos(l\Delta\omega t) dt = 0.$$

Одним из существенных недостатков систем связи с OFDM является значительный пик-фактор передаваемого сигнала. Создание усилителей такого сигнала с высоким коэффициентом полезного действия (КПД), наталкивается на серьезные технические сложности.

Сигналы QAM на  $k$ -й поднесущей  $S_k(t) = x_{sk} \sin(k\Delta\omega t) + x_{ck} \cos(k\Delta\omega t)$ , (2)

где  $x_{ck}$  и  $x_{sk}$  в  $M$ -позиционном сигнале [4] могут с равной вероятностью ( $p_{x_{sk}} = p_{x_{ck}} = 1/\sqrt{M}$ ) принимать любые значения, равные  $(d_E/2)(2m-1-\sqrt{M})$ , при  $m=1 \dots \sqrt{M}$ ,  $d_E$  – расстояние между ближайшими сигнальными точками (СТ<sub>с</sub>) ансамбля сигналов (АС).

Для таких АС средняя мощность сигналов на каждой поднесущей  $P_{s0}$  связана с его позиционностью  $M$  и рас-

стоянием  $d_E$  между соседними СТ<sub>s</sub> соотношением [5]

$$d_E = \sqrt{6P_{s0} / (M-1)}. \quad (3)$$

Общая средняя мощность OFDM сигнала ( $P_S$ ), очевидно, равна сумме мощностей составляющих:  $P_S = KP_{s0}$ .

Пик-фактор сигнала  $S(t)$  определяется отношением его максимально возможной пиковой мощности к среднему значению –  $\gamma$ . Предположим, на каждой из поднесущих передаются одни и те же информационные символы, имеющие максимально возможный уровень  $\sqrt{2}U$ . При этом амплитуда каждой поднесущей равна  $\sqrt{2}U = d_E(\sqrt{M}-1)/\sqrt{2}$ .

Из (1) следует, что в определенный момент времени уровни всех поднесущих суммируются и максимальный уровень суммарного сигнала может принять значение  $\sqrt{2}KU$ , а коэффициент  $\gamma$ , пропорциональный числу используемых поднесущих в сигнале  $S(t)$ , оказывается равным

$$\gamma = \frac{(\sqrt{2}KU)^2}{P_S} = 3K \left( \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}+1} \right). \quad (4)$$

Создание усилителей, имеющих при значительном пик-факторе OFDM сигнала высокий коэффициент полезного действия (КПД), наталкивается на серьезные технические сложности. В настоящее время разработан ряд методов, позволяющих в определенной степени уменьшить пик-фактор сигналов OFDM [6]. Однако эти методы сложно применить, например, в спутниковых системах связи, где особенно важно обеспечивать в спутниковых ретрансляторах усиление сигналов с высоким КПД.

Следует отметить, что при использовании OFDM для передачи сообщений в многолучевых каналах связи возникает ряд трудностей. Это обусловлено следующими причинами.

1) Из-за запаздывания разных лучей в месте приема нарушается ортогональность поднесущих [7], что затрудняет их разделение на приеме, так как возникают переходные помехи между поднесущими. Для того, чтобы в многолучевом канале на интервале  $T$  ортогональность поднесущих сохранялась, в системах с OFDM вводят защитный интервал  $T_g$ , выбирая его таким, чтобы выполнялись условия  $T \gg T_g \geq \tau_{max}$ , где  $\tau_{max}$  – максимально возможное запаздывание между лучами в канале связи [7]. При этом длительность поднесущих увеличивается до  $(T+T_g)$ , однако на интервале времени  $T$  их ортогональность сохраняется. Поэтому сообщения, передаваемые на отдельных поднесущих, при приеме сигналов OFDM и правильной работе системы синхронизации могут быть разделены.

2) В системах связи с OFDM часто требуется обеспечить надежную связь, когда приемник пользователя перемещается относительно передающей станции с большой скоростью (такая ситуация может возникнуть как в системах вещания, так и в системах подвижной связи при расположении приемника в движущемся ав-

томобиле). При этом сигналы, приходящие разными путями на вход приемника, имеют различные сдвиги по частоте из-за эффекта Доплера. В результате нарушается ортогональность поднесущих, на которых передаются разные сообщения, вследствие чего возникают переходные помехи между каналами приема этих сообщений. Это приводит к ухудшению помехоустойчивости приема сигналов.

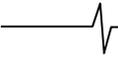
3) При работе систем связи в многолучевом канале из-за интерференции лучей в месте приема возникают частотно-селективные замирания, при которых АЧХ канала связи в при приеме существенно искажается. Некоторые поднесущие при этом «замирают», их уровень с определенной вероятностью становится весьма малым и вероятность ошибок переданных на них информационных символов может оказаться значительной. Для устранения влияния замираний на помехоустойчивость приема часто используют двукратный разнесенный прием, при котором одни и те же сигналы передаются на разных поднесущих, частотный разнос между которыми превышает интервал частотной корреляции замираний. В стандарте DVB-T2 для этого применяется поворот сигнального созвездия для [7]. Для исправления появляющихся ошибок принятых символов применяются помехоустойчивые коды, обладающие значительной избыточностью и снижающие кодовую скорость передачи информации.

В данной статье рассмотрен иной метод передачи полезных сообщений в системах связи, в которых используется много поднесущих, расположенных в широкой полосе частот  $F$ . Этот метод состоит в применении  $2K$  ортогональных поднесущих для формирования  $2K$  широкополосных сигналов (ШПС) с большой базой. Длительность этих сигналов равна длительности поднесущих, а их форма подобна форме «скругленных» непрерывающихся во времени коротких импульсов, длительность которых примерно равна  $1/F$ , где  $F$  – ширина полосы частот, занимаемая всеми поднесущими. Достоинством таких систем является то, что в них формируется передаваемый сигнал, имеющий небольшой пик-фактор.

Кроме того, в многолучевых каналах связи при использовании многочастотных ШПС возможно разделение приходящих в место приема лучей и устранение их интерференции. В свою очередь, при разделении лучей для каждого луча возможно измерение доплеровского сдвига частоты сигнала. В результате становится возможным компенсировать доплеровский сдвиг частоты каждого луча и когерентно сложить сигналы, приходящие по разным лучам. Это позволяет обеспечить высокую кратность разнесенного приема, равную числу лучей, на входе приемника. В результате, применение таких ШПС упрощает создание кодеров и декодеров, с помощью которых обеспечивается высокая надежность приема сообщений в системе связи.

### 1. Метод формирования широкополосных сигналов, состоящих из $K$ ортогональных поднесущих

Используя  $K$  ортогональных поднесущих, можно сформировать  $2K$  ортогональных широкополосных сиг-



налов  $\tau_{max} S_{Wci}(t)$  и  $\tau_{max} S_{Wsi}(t)$ , изменяющихся на интервале  $[0, T]$  так:

$$S_{Wci}(t) = \operatorname{Re} \left\{ e^{j\omega_0 t} \left( \sum_{k=1}^K e^{jk\Delta\omega(t-\Delta_i)} \right) / K \right\} = \left\{ \frac{\sin(0,5K\Delta\psi_i)}{K \sin(0,5\Delta\psi_i)} \right\} \operatorname{Re} \left\{ e^{j\omega_0 t + j0,5(K+1)\Delta\psi_i} \right\},$$

и

$$S_{Wsi}(t) = \operatorname{Im} \left\{ e^{j\omega_0 t} \left( \sum_{k=1}^K e^{jk\Delta\omega(t-\Delta_i)} \right) / K \right\} = \left\{ \frac{\sin(0,5K\Delta\psi_i)}{K \sin(0,5\Delta\psi_i)} \right\} \operatorname{Im} \left\{ e^{j\omega_0 t + j0,5(K+1)\Delta\psi_i} \right\}, \quad (5)$$

где  $\Delta\psi_i = \Delta\omega(t - \Delta_i)$ .

Из (5) следует, что  $|S_{Wi}(t_i)| = 1$  только при  $\Delta\psi_i = 0$ , если же  $\Delta\psi_i \neq 0$ , то  $|S_{Wi}(t)| \cong 0$  при  $K \gg 1$ . Следовательно, если на интервале времени  $[0, T]$  выбрать  $\Delta_i = T\Delta(i/K)$  ( $i = 0, \dots, K-1$ ), то можно сформировать  $2K$  сигналов, у которых  $S_{Wi}(t_i) = 1$  только при  $t_i = \Delta_i$ .

Важным свойством ШПС  $S_{Wi}(t)$  является их импульсный характер:  $S_{Wi}(t) \cong 1$  в окрестности времени  $t_i \cong \Delta_i$ , а в остальное время  $t \in [0, T]$  они при  $K \gg 1$  близки к нулю. При этом импульсы, соответствующие разным сигналам  $S_{Wi}(t)$  и  $S_{Wm}(t)$ , во времени не перекрываются и максимальный уровень каждого из этих сигналов на интервале времени  $[0, T]$  не превышает 1.

Модуль коэффициента взаимной корреляции сигналов  $S_{Wi}(t_i)$  и  $S_{Wm}(t_m)$  определяется так

$$R_{im} = \left| \frac{\int_0^T S_{Wi}(t_i) S_{Wm}^*(t_m) dt}{\int_0^T S_{Wi}(t_i) S_{Wi}^*(t_i) dt} \right| = \left| \frac{\sin(0,5K\Delta\omega(\Delta_i - \Delta_m))}{K \sin(0,5\Delta\omega(\Delta_i - \Delta_m))} \right|, \quad (6)$$

где  $S_{Wm}^*(t)$  сигнал, комплексно-сопряженный с сигналом  $S_{Wm}(t)$ . Из (6) следует, что  $R_{im} = 0$ , если  $\Delta_i \neq \Delta_m$ , т.е. все сигналы  $S_{Wi}(t)$  и  $S_{Wm}(t)$  при  $i \neq m$  являются ортогональными на интервале времени  $[0, T]$ . Каждый из этих сигналов может быть использован для передачи с помощью QAM информационных символов  $x_{ci}$  и  $x_{si}$ . Передаваемый по каналу связи сигнал имеет вид

$$S_W(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=1}^K (x_{ci} - jx_{si}) S_{Wi}(t) \right\}. \quad (7)$$

Учитывая (3), найдем, что средняя мощность сигнала  $S_W(t)$ , также как и сигнала  $S(t)$ , равна  $P_{S_W} = KP_{s_0}$ , где  $P_{s_0}$  – средняя мощность сигнала  $(x_{ci} - jx_{si}) S_{Wi}(t)$ .

Из отмеченных выше свойств сигналов  $S_{Wi}(t)$  следует, что пик-фактор сигнала  $S_W(t)$  не превышает величины

$$\gamma_W = 3 \left( \frac{\sqrt{M} - 1}{\sqrt{M} + 1} \right). \quad (8)$$

Следовательно, пик-фактор передаваемого сигнала

с применением ШПС, в отличие от системы связи с OFDM, не зависит от значения  $K$  – количества поднесущих в OFDM сигнале, а только от позиционности QAM, применяемой для передачи сигналов. Этот пик-фактор при любых значениях  $M$  не превышает  $10 \cdot \lg \gamma_W =$

$$= 10 \cdot \lg \left[ 3 \left( \frac{\sqrt{M} - 1}{\sqrt{M} + 1} \right) \right] \leq 5 \text{ дБ.}$$

Отметим, в частности, что  $\gamma_W = 1$  при  $M = 4$ , т.е. в такой системе пик-фактор равен нулю, как и в системах спутниковой связи с временным разделением каналов, в которых для передачи сообщений применяются сигналы 4-ФМ с квадратурной модуляцией.

Применяя данные ШПС можно создавать системы связи с амплитудно-фазовой модуляцией, применяемые в настоящее время во многих системах спутниковой связи. Одним из важных свойств систем с OFDM, которыми обладают также и системы с многочастотными ШПС, является весьма низкий уровень внеполосных излучений. Это связано с тем, что длительность таких сигналов, равная длительности входящих в них поднесущих, весьма значительна. Этот уровень оказывается существенно ниже уровня внеполосных излучений у обычных систем связи с временным уплотнением, в которых для передачи сообщений в разные моменты времени используются короткие импульсы а для уменьшения внеполосных излучений в таких системах применяется «сглаживание» формы этих импульсов.

## 2. Свойства широкополосных сигналов, состоящих из $K$ ортогональных поднесущих

На рис. 1а) и 1б) представлены зависимости  $|S_{Wi}(t)|$  при  $K = 16$  и 64. В этих случаях на интервале  $[0, T]$  используется 16 или 64 ортогональных ШПС. Сигналы  $S_{Wi}(t - t_i)$  локализованы во времени: на интервале  $|t - t_i| = \Delta t = T/K$ , достигают 1 при  $t = t_i$ , а за пределами этого интервала их значения колеблются и весьма близки к нулю.

Из рис. 2 видно, что с увеличением  $K$  длительность основных лепестков ШПС уменьшается обратно пропорционально  $K$ .

Важным свойством широкополосных сигналов, состоящих из  $K$  ортогональных поднесущих, является то, что с одной стороны, они по своей форме подобны импульсным сигналам малой длительности, равной  $\Delta t = T/K$ , а, с другой стороны то, что их длительность равна  $T$ , так как они определяются суммой  $K$  гармонических сигналов, каждый из которых имеет длительность  $T$ . Пиковые значения сигналов  $S_{Wi}(t - t_i)$  и  $S_{W_{i+1}}(t - t_{i+1})$  смещены друг относительно друга по времени на интервал  $(\Delta t / 2)$ . Поэтому такие сигналы могут использоваться для передачи сообщений в системах связи с временным уплотнением каналов.

В многолучевых каналах связи, в которых для повышения помехоустойчивости приема применяется разделение лучей, важно, чтобы функция неопределенности имела бы «кнопочный» характер и принимала неболь-

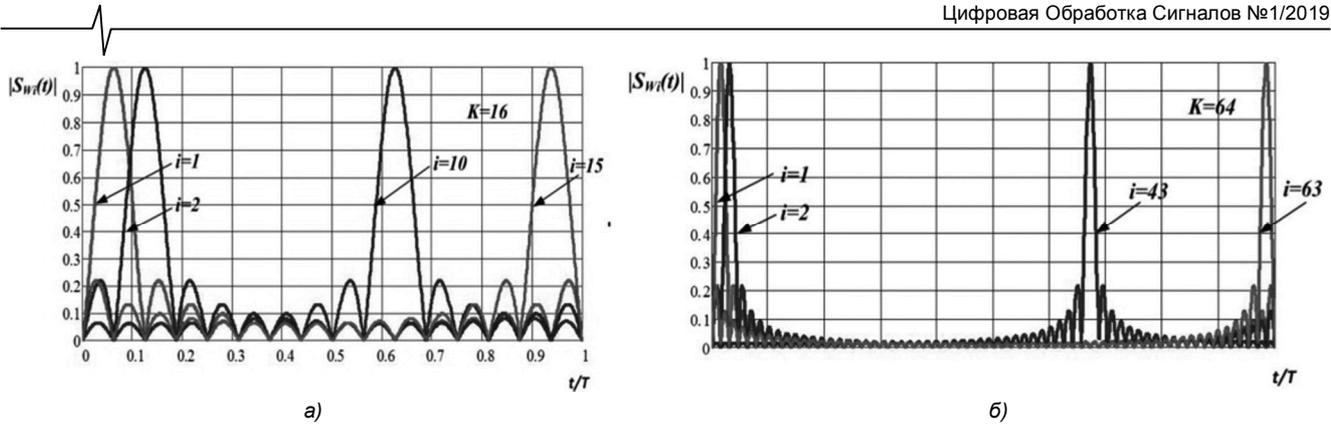


Рис. 1. Зависимости  $|S_{wi}(t - t_i)|$  от количества  $K$  поднесущих в ШПС

шие значения при запаздываниях сигналов, примерно равных минимальной длительности запаздывания соседних по времени прихода лучей и доплеровских сдвигах, меньших минимального частотного разнеса между поднесущими частотами, входящими в состав ШПС. Такие ШПС позволяют эффективно разделять сигналы с разным запаздыванием и с разным доплеровским сдвигом частоты. Их функция неопределенности определяется следующим образом [8]

$$\chi(\tau, f_d) = \int_0^T S_{wi}(t) S_{wi}^*(t - \tau) e^{-j(2\pi f_d)t} \frac{dt}{T} \quad (9)$$

Здесь  $S_{wi}^*(t)$  сигнал, комплексно-сопряженный с сигналом  $S_{wi}(t)$ ,  $\tau$  – запаздывание между сигналами, а  $f_d$  – доплеровский сдвиг между их частотами сигналов. Функция  $\chi(\tau, f)$  характеризует степень различия откликов согласованного фильтра на сигналы  $S_{wi}(t)$  и  $S_{wi}(t - \tau) e^{-j(2\pi f_d)t}$  с различной временной задержкой и доплеровским сдвигом частоты. Из (9) следует, что в рассматриваемом случае

$$|\chi(\tau, f_d)| = \left| \frac{\sin[0,5K(\Delta\omega + 2\pi f_d)\tau]}{K \sin[0,5(\Delta\omega + 2\pi f_d)\tau]} \right|. \quad (10)$$

Из (10) следует, что  $|\chi(\tau, f_d)| \cong 0$ , если  $K \gg 1$  и  $(\Delta\omega + 2\pi f_d)\tau \geq 1$ . Таким образом, рассматриваемые многочастотные ШПС позволяют при передаче сообщений осуществлять разделение лучей в многолучевом канале.

При этом, в системе связи, в которой применяются такие сигналы, возможно, используя структуру приемника, реализованную в системе «Rake» [9], осуществить разделение лучей, приходящих в место приема с разной задержкой ( $\tau_i$ ), и их когерентное сложение. В такой системе кратность разнесенного приема равна количеству лучей, по которым сигналы приходят в место приема. За счет их когерентного сложения может быть получен существенный энергетический выигрыш по отношению в простым системам связи, в которых замирания сигналов не устраняются, или устраняются в недостаточной степени, как при двукратном разнесенном приеме.

### Заключение

В данной работе представлен метод формирования широкополосных многочастотных ортогональных сигна-

лов (ШПС). По сравнению с системами, использующих сигналы с OFDM, применение многочастотных ШПС имеет следующие важные преимущества:

- такие сигналы имеют предельно низкий пик-фактор и для них характерен весьма малый уровень внеполосных излучений;

- они могут применяться для передачи сообщений в спутниковых системах связи с временным разделением каналов;

- применяя такие сигналы в системе связи, работающей в многолучевом канале, возможно разделение приходящих в место приема лучей и их оптимальное когерентное сложение; при этом реализуется разнесенный прием принятых сообщений, дающий значительный энергетический выигрыш по отношению к системам связи, в которых разнесенный прием не используется.

Автор выражает свою признательность проф. А.В. Дворковичу и проф. В.П. Дворковичу за обсуждение данной работы и полезные замечания.

### Литература

1. Вишневецкий В., Портной С., Шахнович И. Энциклопедия WiMax. Путь к 4G. М.: Техносфера, 2009.
2. Шахнович И. Современные технологии беспроводной связи. М.: Техносфера, 2006.
3. Рыжков А.Е., Воробьев В.О., Слышков А.С., Сиверс М.А., Гусаров А.С., Шуньков Р.В. Системы и сети радиодоступа 4G: LTE, WiMax. Санкт-Петербург: ЛИНК, 2012.
4. Балашов В.А., Воробийченко П.П., Ляховецкий Л.М. Системы передачи ортогональными гармоническими сигналами. М.: ЭКОТРЕНДЗ, 2012.
5. Прокис Дж. Цифровая связь // Перевод с английского под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000.
6. Simon Litsyn. Peak Power Control in Multicarrier Communications. Cambridge University Press, 2007.
7. Основы частотного планирования сетей телевизионного вещания. // Под ред. Быховского М.А. Горячая линия-Телеком, 2015.
8. Быховский М.А. Развитие телекоммуникаций. На пути к информационному обществу. Развитие радиотехники и знаний о распространении радиоволн в XX столетии. М.: Книжный дом «ЛИБРОКОМ», 2013.
9. Price R., Green P.E. Communication Technique for Multipath Channels. Proc. IRE, March, 1958.