

Проблемы оценки канала в системе с частотным мультиплексированием с использованием банка фильтров

Р. Р. Абенов, Е. В. Рогожников, Д. А. Покаместов, Я. В. Крюков, А. Я. Демидов

В работе рассмотрена технология ортогонального мультиплексирования с использованием банка фильтров. Представлена математическая модель сигнала с частотным мультиплексированием с использованием банка фильтров, показаны причины возникновения внутренней интерференции, которая препятствует процессу оценки канала передачи. Влияние внутренней интерференции показано в процессе формирования данного сигнала наряду с использованием квадратурной амплитудной модуляции со смещением.

Ключевые слова: система мобильной связи пятого поколения, банк гребенчатых фильтров, FBMC, частотное мультиплексирование с использованием банка фильтров, оценка канала.

1. Введение

В настоящее время в мобильных сетях четвертого поколения используется мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов, или OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Несмотря на преимущества, OFDM имеет фундаментальную проблему, которая ставит под сомнение рациональность ее использования в мобильных сетях пятого поколения (5G). В первую очередь это высокий уровень внеполосного излучения, возникающего из-за боковых лепестков модулированных поднесущих. В рамках развития мобильных сетей пятого поколения предложен ряд альтернативных технологий доступа [1–4]. В последнее время в качестве альтернативы OFDM активно исследуется технология мультиплексирования на основе применения банка фильтров (Filter Bank Multicarrier, FBMC), также известная как OFDM/OQAM (Offset Quadrature Amplitude Modulation, квадратурная амплитудная модуляция со смещением) [5–7]. По сравнению со стандартной схемой OFDM с циклическим префиксом (так называемая CP-OFDM, Cyclic Prefix Orthogonal Frequency Division Multiplexing) FBMC/OQAM может обеспечить высокую спектральную эффективность путем удаления циклического префикса и значительного снижения внеполосного излучения благодаря высокой избирательности фильтра [8]. Однако применение FBMC влечет за собой другие проблемы, среди которых в первую очередь нужно отметить сложную оценку канала. В беспроводных системах связи канал передачи оценивается по преамбуле или по пилотным поднесущим [9].

2. Модель сигнала FBMC/OQAM

В соответствии с алгоритмом IOTA (Isotropic Orthogonal Transform Algorithm, алгоритм изотропного ортогонального преобразования) [10] низкочастотный эквивалент передаваемого сигнала FBMC/OQAM выражается следующим образом:

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{m,n} i^{m+n} g(t - n\tau_0) e^{j2\pi F_0 t}, \quad (1)$$

где $a_{m,n}$ обозначает реальную информационную часть, передаваемую на m -й поднесущей n -го символа OQAM, то есть $a_{m,n}$ имеет действительное реальное значение в любой момент времени n на поднесущей m . M – это общее число поднесущих, а g – импульсная характеристика фильтра-прототипа. F_0 – это интервал между поднесущими, при этом $F_0 = \frac{1}{T_0} = \frac{1}{2 \cdot \tau_0}$.

T_0 является длительностью символа CP-OFDM, а τ_0 – длительность символа OQAM, или временной сдвиг между двумя частями символа QAM. $g_{m,n}$ определяется путем сдвига импульсной характеристики фильтра-прототипа, которая может быть выражена следующим образом:

$$g_{m,n}(t) = g(t - n\tau_0) e^{j2\pi F_0 t} i^{m+n}. \quad (2)$$

Мы можем переписать уравнение (1):

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{m,n} g_{m,n}(t). \quad (3)$$

В OFDM $g_{m,n}$ между разными поднесущими абсолютно ортогональны в отличие от FBMC/OQAM. Можно получить идеальное восстановление символов, если будет гарантирована ортогональность реальной части $g_{m,n}$:

$$\Re \{ g_{m,n} | g_{p,q} \} = \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} g_{m,n}(t) g_{p,q}^*(t) dt \right\} = \delta_{m,p} \delta_{n,q}, \quad (4)$$

где $\delta_{m,p} = 1$, если $m = p$

$\delta_{m,p} = 0$, если $m \neq p$.

Согласно FBMC/OQAM символы с разными индексами (m,n) имеют следующее свойство:

$$\langle g_{m,n} | g_{p,q} \rangle = j \langle g \rangle_{m,n}^{p,q}, \quad (5)$$

где $\langle g_{m,n}^{p,q} \rangle$ – это реальная часть, то есть для различных символов OQAM $(m,n) \neq (p,q)$ мнимая часть будет являться взаимной помехой, так как ортогональность выполняется только в реальной части. В таких условиях восстановление символов в приемнике возможно при использовании OQAM демодуляции [11]. Фильтр-прототип, предложенный в проекте PHYDYAS [8], $g(t)$ имеет оптимальную форму во временной и частотной областях и удовлетворяет уравнению (2).

3. Оценка канала в FBMC/OQAM с использованием пилотных сигналов

Оценка канала с добавлением пилотов для FBMC/OQAM аналогична традиционной схеме CP-OFDM. На рис. 1 представлена упрощенная модель формирования и обработки сигнала FBMC/OQAM [12, 13].

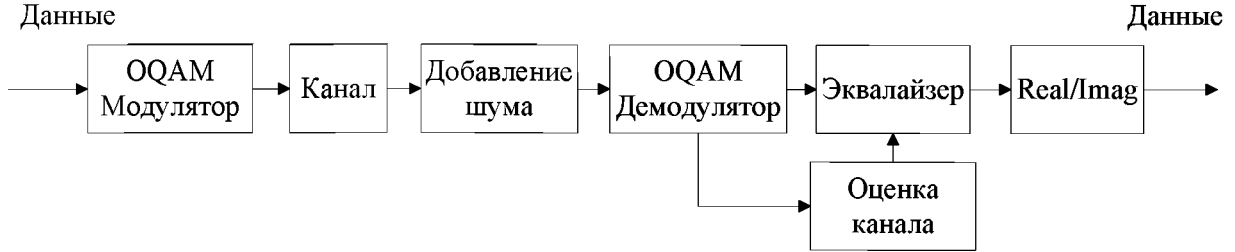


Рис. 1. Блок-схема FBMC/OQAM

Предположим, что параметры F_0 и τ_0 являются постоянными, то есть частотные коэффициенты канала $H_{m,n}$ в пределах одного символа и в полосе одной поднесущей не изменяются. Тогда принятый сигнал можно выразить следующим образом:

$$r(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{m,n} H_{m,n} g_{m,n}(t) + \eta(t), \quad (6)$$

где $\eta(t)$ – шум, а $H_{m,n}$ принимает комплексное значение.

Как правило, оценка канала осуществляется в два этапа. Сначала вычисляется коэффициент передачи в канале $\hat{H}_{m,n}$ в местах расположения пилотных символов. Затем выполняется интерполяция оцененных коэффициентов по всему кадру. Так как в классической системе OFDM поднесущие ортогональны, можно получить коэффициент передачи в канале в местах расположения пилот-символа (m_0, n_0) :

$$\hat{H}_{m_0, n_0} = \frac{r_{m_0, n_0}}{a_{m_0, n_0}} = H_{m_0, n_0} + \frac{\eta_{m_0, n_0}}{a_{m_0, n_0}}. \quad (7)$$

Проблема заключается в том, что в системе FBMC/OQAM ортогональность сохраняется только в реальной части между всеми поднесущими. Принятый сигнал может быть выражен следующим образом:

$$\begin{aligned} r_{m_0, n_0} &= H_{m_0, n_0} \left(a_{m_0, n_0} + \sum_{(m,n) \neq (m_0, n_0)} a_{m,n} g_{m,n} | g_{m_0, n_0} \right) + \eta_{m_0, n_0} = \\ &= H_{m_0, n_0} (a_{m_0, n_0} + I_{m_0, n_0}) + \eta_{m_0, n_0}, \end{aligned} \quad (8)$$

где I_{m_0, n_0} – это интерференция в мнимой части в FBMC/OQAM. Если использовать классический метод наименьших квадратов, как в OFDM, то коэффициент передачи в канале будет выглядеть следующим образом:

$$H_{m_0, n_0} = \frac{r_{m_0, n_0}}{a_{m_0, n_0}} = \frac{H_{m_0, n_0} a_{m_0, n_0} + H_{m_0, n_0} I_{m_0, n_0} + \eta_{m_0, n_0}}{a_{m_0, n_0}}. \quad (9)$$

4. Формирование сигнала FBMC/OQAM

Пусть позиционность модуляции равна 4 и на вход модулятора OQAM поступают нормированные символы QAM. В табл. 1 индексы $n, n+1, \dots$ определяют номер символа FBMC, а $m, m+1, \dots$ – номер символа QAM, соответствующий определенному подканалу.

Таблица 1. Символы QAM в частотно-временной сетке

	n	$n+1$
m	$0.707 - 0.707i$	$0.707 - 0.707i$
$m+1$	$0.707 + 0.707i$	$-0.707 + 0.707i$
$m+2$	$0.707 + 0.707i$	$-0.707 - 0.707i$
$\dots$	$\dots$	$\dots$

Затем каждый комплексный символ QAM делится на два символа OQAM, при этом в первый записывается реальная часть, во второй – мнимая (табл. 2). В следующем символе FBMC порядок меняется, то есть в первом символе остается мнимая часть, во втором – реальная.

Таблица 2. Символы OQAM в частотно-временной сетке

	n	$n+1$
$m-1$	$0.707 + 0i$	$0 - 0.707i$
m	$0 - 0.707i$	$0.707 + 0i$
$m+1$	$0.707 + 0i$	$0 + 0.707i$
$\dots$	$\dots$	$\dots$

Далее символы передискретизируются в K раз, то есть между символами OQAM добавляется $K-1$ нулевых отсчетов. Для наглядности в следующей таблице нумерация символов OQAM ($m-1, m, \dots$) сохранена.

Таблица 3. Передискретизация в K раз

	n	$n+1$
m	$0.707 + 0i$	$0 - 0.707i$
	$0 + 0i$	$0 + 0i$
	$0 + 0i$	$0 + 0i$
	$0 + 0i$	$0 + 0i$
$m+1$	$0 - 0.707i$	$0.707 + 0i$
	$0 + 0i$	$0 + 0i$
	$0 + 0i$	$0 + 0i$
	$0 + 0i$	$0 + 0i$
$m+2$	$0.707 + 0i$	$0 + 0.707i$
	$\dots$	$\dots$

Затем сигнал проходит через фильтр. В табл. 4 представлена часть импульсной характеристики фильтра PHYDYAS с коэффициентом перекрытия $K = 4$ в частотно-временной сетке. Нетрудно заметить, что данные можно располагать следующим образом: в m -м подканале символа с индексом $n-4$ передавать реальную часть, в следующем символе – мнимую, и так

далее. В подканалах $m-1/m+1$ символа $n-4$ можно передавать мнимую часть, а в символе $n-3$ – реальную, и так далее.

Таблица 4. Импульсная характеристика фильтра

	$n-4$	$n-3$	$n-2$	$n-1$	n	$n+1$	$n+2$	$n+3$	$n+4$
$m-1$	0.0054	$j0.0429$	-0.1250	$j0.2058$	0.2393	$j0.2058$	-0.1250	$-j0.0429$	0.0054
m	0	-0.0668	0.0002	0.5644	1	0.5644	0.0002	0.0668	0
$m+1$	0.0054	$-j0.0429$	-0.1250	$-j0.2058$	0.2393	$j0.2058$	-0.1250	$j0.0429$	0.0054

Таблица 5. Сигнал в частотно-временной сетке после фильтрации

	n	$n+1$
	$0.166 + 0i$	$0 - 0.166i$
	$0.5 + 0i$	$0 - 0.5i$
	$0.687 + 0i$	$0 - 0.687i$
m	$0.707 + 0i$	$0 - 0.707i$
	$0.687 - 0.166i$	$0.166 - 0.687i$
	$0.5 - 0.5i$	$0.5 - 0.5i$
	$0.166 - 0.687i$	$0.687 - 0.166i$
$m+1$	$0 - 0.707i$	$0.707 + 0i$
	$0.166 - 0.687i$	$0.687 + 0.166i$
	$0.5 - 0.5i$	$0.5 + 0.5i$
	$0.687 - 0.166i$	$0.166 + 0.687i$
$m+2$	$0.707 + 0i$	$0 + 0.707i$
	$0.687 + 0.166i$	$-0.166 + 0.687i$
	$0.5 + 0.5i$	$-0.5 + 0.5i$
	$0.166 + 0.687i$	$-0.687 + 0.166i$

В табл. 6 представлено влияние внутренней интерференции на сигнал OQAM в частотно-временной сетке при факторе перекрытия $K = 4$.

Таблица 6. Символы QAM в частотно-временной сетке

	n	$n+1$	$n+2$	$n+...$
m	$0.707 + \mathbf{0.480i}$	$-\mathbf{0.696} - 0.707i$	$0.707 - \mathbf{0.802i}$	$-\mathbf{1.687} + 0.707i$
	$1.012 + 0.337i$	$-0.439 - 0.759i$	$0.5 - 1.127i$	$-1.662 + 0.806i$
	$1.099 - 0.113i$	$0.093 - 0.902i$	$0.04 - 1.126i$	$-1.476 + 0.689i$
	$0.94 - 0.507i$	$0.56 - 1.014i$	$-0.468 - 0.902i$	$-1.224 + 0.165i$
$m+1$	$\mathbf{0.869} - 0.707i$	$0.707 - \mathbf{0.813i}$	$-\mathbf{0.845} - 0.707i$	$-0.707 - \mathbf{0.158i}$
	$0.898 - 0.836i$	$0.553 - 0.418i$	$-0.832 - 0.664i$	$-0.221 - 0.085i$
	$0.918 - 0.869i$	$0.128 - 0.102i$	$-0.466 - 0.637i$	$-0.006 - 0.158i$
	$0.873 - 0.794i$	$-0.45 + 0.273i$	$0.049 - 0.528i$	$0.174 - 0.487i$
$m+2$	$0.707 - \mathbf{0.571i}$	$-\mathbf{0.731} + 0.707i$	$0.707 - \mathbf{0.346i}$	$\mathbf{0.229} - 0.707i$

Таким образом, из-за наличия I_{m_0, n_0} оцениваемый коэффициент передачи в канале $\hat{H}_{m,n}$ будет содержать значительную ошибку, что делает невозможным получение корректной оценки канала и эквалайзирования. Данная проблема решается путем использования дополнительной обработки. В настоящее время описано множество методов оценки канала, при этом в англоязычных источниках под методами оценки канала на самом деле подразумевается использование определенного алгоритма компенсации внутренней интерференции, затем применяются общеизвестные методы оценки, используемые в OFDM (метод наименьших квадратов, метод минимального среднеквадратического отклонения и др.). Методы компенсации основаны на использовании импульсной характеристики фильтра.

Литература

1. Yunzheng T. et al. A survey: Several technologies of non-orthogonal transmission for 5G // China communications. 2015. V. 12, №. 10. P. 1–15.
2. Schaich F., Wild T. Waveform contenders for 5G–OFDM vs. FBMC vs. UFMC // IEEE International Symposium on Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP). 2014. P. 457–460.
3. Покаместов Д. А. и др. Концепция физического уровня систем связи пятого поколения // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2017. Т. 60, №. 7.
4. Покаместов Д. А., Демидов А. Я., Крюков Я. В. Влияние формирующих матриц на помехозащищенность каналов связи с множественным доступом на основе разреженных кодов // Доклады ТУСУР. 2016. Т. 19, № 3. С. 65–69.
5. Bolcskei H., Duhamel P., Hleiss R. Design of pulse shaping OFDM/OQAM systems for high data-rate transmission over wireless channels // IEEE International Conference on Communications. 1999. V. 1. P. 559–564.
6. Siohan P., Siclet C., Lacaille N. Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory // IEEE Transactions on Signal Processing. 2002. V. 50, №. 5. P. 1170–1183.
7. Du J., Signell S. Classic OFDM systems and pulse shaping OFDM/OQAM systems. 2007.
8. Bellanger M. et al. FBMC physical layer: a primer // PHYDYAS, January. 2010. V. 25, №. 4. P. 7–10.
9. Абенов Р. Р. и др. Исследование методов эквалайзирования для систем связи с использованием OFDM-сигналов // Вестник СибГУТИ. 2013. №. 1. С. 50–56.
10. Siohan P., Roche C. Cosine-modulated filterbanks based on extended Gaussian functions // IEEE Transactions on Signal Processing. 2000. V. 48, №. 11. P. 3052–3061.
11. Siohan P., Siclet C., Lacaille N. Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory // IEEE Transactions on Signal Processing. 2002. V. 50, №. 5. P. 1170–1183.
12. Javardin J. P., Lacroix D., Rouxel A. Pilot-aided channel estimation for OFDM/OQAM // Vehicular Technology Conference (VTC). 2003. V. 3. P. 1581–1585.
13. He X., Zhao Z., Zhang H. A pilot-aided channel estimation method for FBMC/OQAM communications system // IEEE International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT). 2012. P. 175–180.

Статья поступила в редакцию 20.10.2017;
переработанный вариант – 25.12.2017.

Абенов Ренат Рамазанович

аспирант кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) (634045, Томск, ул. Вершинина, 47), e-mail: abenov.rr@gmail.com.

Рогожников Евгений Васильевич

к.т.н., доцент кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники ТУСУР.

Покаместов Дмитрий Алексеевич

аспирант кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники ТУСУР.

Крюков Яков Владимирович

аспирант кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники ТУСУР.

Демидов Анатолий Яковлевич

к.ф.-м.н., доцент кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники ТУСУР.

Channel estimation problems in FBMC systems

R. Abenov, E. Rogozhnikov, D. Pokamestov, Ya. Kryukov, A. Demidov

An orthogonal multiplexing technique using a filter bank is considered. A mathematical model of FBMC signal is also considered. Reasons of intrinsic interference interrupting the channel estimation are presented. The influence of the intrinsic interference during a process of forming the signal along with the use of the offset QAM is shown.

Keywords: 5G, filter bank, FBMC, frequency-division multiplexing using filter bank, channel estimation.