

**УЛУЧШЕННЫЕ СИГНАЛЬНЫЕ СТРУКТУРЫ FBMC (5G) ДЛЯ СИСТЕМ  
КРИТИЧЕСКИХ КОММУНИКАЦИЙ:  
ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ В УСЛОВИЯХ  
МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ**

*О.А. Шорин, д.т.н., профессор, Московский технический университет связи и информатики, oshorin@nxtt.org;*

*Г.О. Бокк, д.т.н., директор по науке ООО «НСТТ», bgo@nxtt.org;*

*В.О. Шорин, Московский технический университет связи и информатики, shvo@nxtt.org.*

**УДК 621.396**

**Аннотация.** Для условий многолучевого распространения проведен синтез сигнальных структур *FBMC (Filter-Bank Multicarrier)*, обеспечивающих наилучшие показатели по устойчивости к воздействию помех высокого уровня, сосредоточенных в спектральной области, близкой к рабочему радиочастотному диапазону. Рассмотрены и сопоставлены варианты модификации *FBMC* при длительности сигнального символа  $L=4$  (максимальное значение, регламентированное в технической документации) и с увеличенной длительностью сигнального символа  $L=5$ . Показано, что в условиях многолучевого распространения вариант с  $L=5$  проигрывает варианту с  $L=4$  по уровню *ISI+ICI (inter symbol interference + inter carrier interference)* от 0,4 dB до 0,8 dB. Но по уровню подавления помех, сосредоточенных в близкой спектральной области, вариант с  $L=5$  превосходит традиционный вариант *FBMC* с  $L=4$  более чем на 12dB. Последнее обстоятельство позволило установить потенциальную возможность использования на поднесущих модифицированных сигнальных структур *FBMC* модуляции *OQAM256* или даже *OQAM1024* при сосредоточенных помехах с уровнем на 30 dB выше уровня полезного сигнала.

**Ключевые слова:** *FBMC; ISI; ICI; модифицированный сигнал; многолучевое распространение; помехозащищенность; амплитудно-частотная характеристика.*

**IMPROVED FBMC (5G) SIGNALING STRUCTURES FOR CRITICAL  
COMMUNICATION SYSTEMS:  
IMPROVEMENT OF NOISE IMMUNITY UNDER MULTIPATH  
PROPAGATION CONDITIONS**

*Oleg Shorin, Doctor of Technical Sciences, Professor, Moscow technical university of communications and informatics;*

*German Bokk, Doctor of Technical Sciences, doctor of technical sciences, LLC «NIRIT – XINWEY Telecom technologies»;*

*Vasily Shorin, Moscow technical university of communications and informatics.*

**Annotation.** For multipath propagation conditions, the synthesis of *FBMC (Filter-Bank Multicarrier)* signal structures was carried out, providing the best performance in terms of resistance to high-level interference concentrated in the spectral region close to the operating radio frequency range. The options for modifying the *FBMC* with the duration of the signal symbol  $L=4$  (the maximum value regulated in the technical documentation) and with the increased duration of the signal symbol  $L=5$  are considered and compared. It is shown that under conditions of multipath propagation, the variant with  $L=5$  loses to the variant with  $L=4$  in terms of *ISI + ICI (inter symbol interference + inter carrier interference)* from 0,4 dB to 0,8 dB. But in terms of suppression of

interference concentrated in a close spectral region, the  $L=5$  variant outperforms the traditional *FBMC* variant with  $L=4$  by more than 12dB. The latter circumstance made it possible to establish the potential possibility of using *OQAM256* or even *OQAM1024* modulation on subcarriers of modified *FBMC* signal structures with concentrated interference with a level 30 dB higher than the level of the useful signal.

**Keywords:** *FBMC*; *ISI*; *ICI*; modified signal; multipath propagation; noise immunity; amplitude-frequency characteristic.

## Введение

Проблема селективных свойств сигналов обозначилась как ключевая для широкого перечня вопросов, связанных с дальнейшим развитием сетей сотовой связи и систем критических коммуникаций. Без ее решения оказалось невозможным выйти на новые показатели информационной производительности.

На этапе проектирования систем поколения *5G* это привело к задаче поиска методов преодоления недостатков, связанных с селективными свойствами *OFDM* сигналов, используемых в системах *4G*. Был выполнен большой объем работ по поиску новых видов *OFDM*-подобных сигналов (а также алгоритмов обработки), позволяющих улучшить характеристики и выйти на новые показатели информационной производительности радиоканала. Если в *4G* отдельный символ *OFDM*, составляющий элементарный ресурсный элемент на частотно-временной плоскости, по умолчанию формировался так, чтобы обеспечивалось предельная концентрация энергии в локальной прямоугольной зоне одного такта (по оси времени) и одного шага сетки поднесущих (по оси частот), то в *5G* класс формирующих сигналов отдельного символа был расширен до множества с сильными перекрытиями импульсных реакций на соседних тактах, и обладающих спектрами с сильным перекрытием для соседних поднесущих. Указанный класс в литературе получил общее название модуляции *OTFS (orthogonal time-frequency-space)* [1, 2]. В рамках указанного класса с помощью методов теории аналитических функций осуществлялся поиск формы импульса, обеспечивающего наилучшие показатели по уровню межсимвольных (*Inter-symbol interference (ISI)*) и межподнесущих (*Inter-Carrier interference (ICI)*) искажений.

Сильным результатом, открывшем путь к решению, оказалось выявленное свойство ортогональности у однотипных квадратурных компонент (ортогональная-ортогональная или синфазная-синфазная), располагающихся на соседних (или сдвинутых на нечетное число позиций сетки) поднесущих, при относительном сдвиге тактовых интервалов на  $1/2$  такта. На этой основе была предложена структура с использованием модуляции со сдвигом (*OQAM*) и «кирпичной укладкой» тактовых интервалов на поднесущих. В результате оказалось возможным существенно сократить перечень ограничивающих условий для задачи синтеза сигнала, обладающего минимальными уровнями *ISI+ICI*, исключив из корреляционных уравнений позиции соседних поднесущих. Сигналы вышеуказанной структуры, принадлежащие к параметрическому классу с формирующими импульсами поднесущих:

$$a(t) = 1_{LT_s}(t) \left\{ 1 + 2 \sum_{l=1}^{L-1} A_l \cos \left( 2\pi \frac{l}{LT_s} t \right) \right\}, \quad (1)$$

где:  $1_{LT_s}(t) = \begin{cases} 1, & \text{если } |t| < LT_s/2, \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}$  – функция прямоугольного окна длительностью  $LT_s$ ;

$L$  – параметр, задающий уровень перекрытия соседних тактов импульсом формирующего сигнала;  $T_s$  – тактовый интервал;  $A_l$  ( $l=1,2,\dots, L-1$ ) – произвольные коэффициенты, настраиваемые для достижения минимума  $ISI+ICI$ , в литературе получили общее название *FBMC* [3, 4].

Однако результаты решения задачи синтеза сигналов *FBMC*, которые можно найти в открытых источниках и технической документации (см., например, [3, 5-11]), получены для идеальных условий без учета эффекта многолучевого распространения и возможного воздействия мощных помех, сосредоточенных в спектральных областях близких к диапазону частот сигнала. Отмеченное упущение представляется очень важным с точки зрения систем критических коммуникаций, одним из основных требований, для которых является высокая помехозащищенность и эффективная работа при отсутствии прямой видимости на трассах. Настоящий материал посвящен преодолению указанного недостатка и предлагает решение задачи синтеза сигналов структуры *FBMC*, дающее повышенные показатели помехозащищенности при условии сохранения искажений  $ISI+ICI$  на уровнях, практически совпадающих с показателями известных вариантов *FBMC*, демонстрируемыми при многолучевом распространении радиосигнала.

### Помехозащищенность известных *FBMC* сигналов

#### *А. Известные сигнальные структуры FBMC.*

Известные из литературы и технической документации сигнальные структуры *FBMC* Мираббаси-Мартина [9] охватывают случаи с длительностями сигнальных символов  $L=2, 3$  и 4. Отвечающие им значения весов  $A_l$  ( $l = 1, 2, \dots, (L-1)$ ), приведены в табл. 1 [3, 7-9].

Таблица 1. Коэффициенты сигналов *FBMC*

$L$	Коэффициенты <i>FBMC</i>		
	$A_1$	$A_2$	$A_3$
2	0,707107	-	-
3	0,911438	0,411438	-
4	0,971960	0,707107	0,235147

Случай с  $L=2$  представляет чисто академический вариант, поскольку из-за разрыва сигнала (1) на границе в спектре возникает внеполосное излучение недопустимо большого уровня. При  $L=3$  – разрыва сигнала (1) на границе нет, но уровень боковых лепестков (*background noise*) спектра в ближней зоне заградительной полосы сохраняется в пределах от  $-32dB$  до  $-52dB$  [6, 9, 10], что не обеспечивает высокую помехоустойчивость корреляционных алгоритмов приема и делает данный вариант непригодным для систем критических коммуникаций. Только вариант *FBMC* с  $L=4$ , обеспечивающий уровень боковых лепестков в пределах от  $-39dB$  до  $-68dB$  [6, 9, 10], оказывается практически приемлемым для критических коммуникаций.

На рис. 1 показаны амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) фильтров-прототипов сигналов *FBMC* Мираббаси-Мартина [9] для случаев  $L=3$  (синяя кривая) и  $L=4$  (красная кривая).

Как можно видеть, случай с  $L=4$  обеспечивает преимущество над  $L=3$  по уровню подавления боковых лепестков спектра от  $8 dB$  до  $18 dB$ .

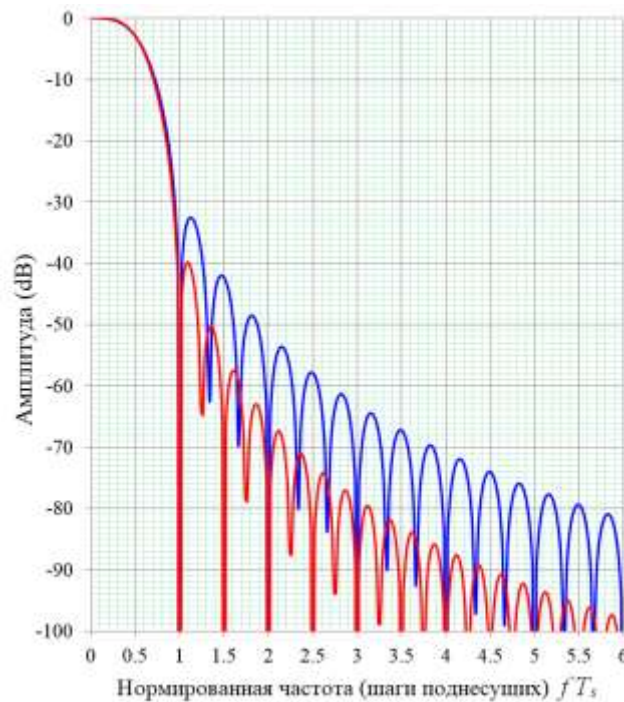


Рисунок 1

Будем ориентироваться на известные из практики минимально необходимые уровни  $SINR$  для использования на поднесущих модуляций  $OQAM256$  ( $SINR \geq 30$  dB) и  $OQAM1024$  ( $SINR \geq 37$  dB). Указанные типы модуляции служат только для задания уровня сложности обработки. Реально  $FBMC$  допускает применение и других видов дискретной [12-15] или даже непрерывной [16-17] модуляций со сдвигом интервалов квадратур на  $1/2$  такта. Приведенные  $SINR$  вполне достижимы с учетом того, что в системах  $5G$  планируется режим сопровождения абонентов лучами диаграмм направленности антенн, работающих на основе алгоритмов со сверхразрешением, например, [18, 19].

Из рис. 1 можно заметить, что даже при полном отсутствии  $ISI+ICI$  и собственных шумов запас по помехоустойчивости при отстройке помехи на  $1,5$  шага сетки поднесущих составляет порядка:

для  $FBMC$  с  $L=3$ :

- 1.1) 12 dB (для модуляции  $OQAM256$ );
- 1.2) 5 dB (для модуляции  $OQAM1024$ )

для  $FBMC$  с  $L=4$ :

- 2.1) 28 dB (для модуляции  $OQAM256$ );
- 2.2) 21 dB (для модуляции  $OQAM1024$ )

В условиях, характерных для РФ, с интенсивным использованием спектрального ресурса радиоканала, указанных запасов (особенно для систем критических коммуникаций) недостаточно. Обычно приемлемым считают уровень помехозащищенности, при котором работоспособность сохраняется в условиях воздействия помех, превосходящих сигнал на 30 dB.

Приведенные выше оценочные результаты являются грубыми. Чтобы точно оценить требования по помехозащищенности нужно также учесть  $ISI+ICI$  и задаться допустимым показателем эффективных энергетических потерь (или, что эквивалентно, показателем допустимого эффективного увеличения уровня шума). Ниже будем полагать, что режим сохраняет работоспособность, если эффективные энергетические потери не превосходят 3 dB. Это эквивалентно ситуациям, когда

уровень  $ISI+ICI$  плюс остаточный уровень помехи составляет  $-33$  dB (для модуляции  $OQAM256$ ) и  $-40$  dB (для  $OQAM1024$ ).

### В. $ISI+ICI$ для FBMC при отсутствии многолучевого распространения

В литературе суммарный уровень искажений  $ISI+ICI$  получил название *Total Interference (TOI)* [10]. При отсутствии многолучевого распространения можно из (1) вычислить уровни компонент  $ISI$  и  $ICI$  аналитически. Так амплитуда  $ISI$ , порождаемой от символа, сдвинутого на  $k$  тактов ( $k=1,2,\dots,(L-1)$ ), будет:

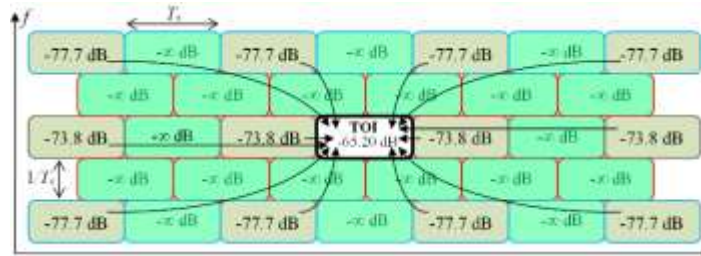


Рисунок 2

$$ISI(k; L) = \int_{-LT/2}^{LT/2} a(t)a(t-kT_s)dt. \quad (2)$$

Подставляя (1) в (2) и выполняя интегрирование находим:

$$ISI(k; L) = T \left\{ L - k - 4k \sum_{l=1}^{L-1} (-1)^l A_l \operatorname{sinc} \left( \frac{2\pi}{L} kl \right) - \right. \\ \left. - 2k \sum_{l,l'=1}^{L-1} (-1)^{l+l'} A_l A_{l'} \left[ \operatorname{sinc} \left( \frac{\pi k}{L} (l+l') \right) \cos \left( \frac{\pi k}{L} (l-l') \right) + \psi(k, l, l'; L) \cos \left( \frac{\pi k}{L} (l+l') \right) \right] \right\}, \quad (3)$$

где:  $\operatorname{sinc}(x) = \sin x/x$ ,  $\psi(k, l, l'; L) = \begin{cases} \operatorname{sinc}(\pi k(l-l')/L), & \text{если } l \neq l', \\ -(L-k)/k, & \text{в других случаях.} \end{cases}$

Сразу хочется отметить, что известное соотношение  $A_3 = \sqrt{1-A_1^2}$  для FBMC с  $L=4$  [9, 10], получается из (3), как решение уравнения  $ISI(2;4)=0$ . Далее  $A_1$  вычисляется из условия  $a(t) \xrightarrow{t \rightarrow LT_s/2} 0$ . Это дает:

$$A_1 = \frac{1 + \sqrt{2} + \sqrt{5 - 2\sqrt{2}}}{4} \approx 0,971960, \quad A_3 = \frac{\sqrt{8 - 2\sqrt{7 + 4\sqrt{2}}}}{4} \approx 0,235147.$$

Аналогично, для амплитуды  $ICI$ , порождаемой от символа, сдвинутого по частоте на 2 шага сетки поднесущих и сдвинутого по времени на  $k$  ( $k=1,2,\dots,(L-1)$ ) тактов, можно получить:

$$ICI(k; L) = \int_{-LT/2}^{LT/2} a(t)a(t-kT_s) \cos \left( 2 \frac{2\pi}{T_s} (t-kT_s) \right) dt = 2Tk \left\{ 2 \sum_{l=1}^{L-1} (-1)^l A_l \frac{(l/L)^2}{4 - (l/L)^2} \operatorname{sinc} \left( \frac{2\pi k}{L} l \right) + \right. \\ \left. + \sum_{l,l'=1}^{L-1} (-1)^{l+l'} A_l A_{l'} \left[ \frac{((l+l')/L)^2}{4 - ((l+l')/L)^2} \operatorname{sinc} \left( \frac{\pi k}{L} (l+l') \right) \cos \left( \frac{\pi k}{L} (l-l') \right) + \frac{((l-l')/L)^2}{4 - ((l-l')/L)^2} \operatorname{sinc} \left( \frac{\pi k}{L} (l-l') \right) \cos \left( \frac{\pi k}{L} (l+l') \right) \right] \right\}. \quad (4)$$

На рис. 2 показаны расчетные значения  $ISI(k; L)$  и  $ICI(k; L)$  для случая FBMC с  $L=4$ . В центре рис. 2 показана ячейка элементарного ресурса FBMC, для которой вычисляются  $ISI$ ,  $ICI$ , а также  $TOI = 2 \sum_{k=1}^{L-1} ISI^2(k; L) + 4 \sum_{k=1}^{L-1} ICI^2(k; L)$ .

Множитель 2 при *ISI* появился потому, что *ISI* возникают как от предшествующих, так и от последующих символов, расположенных на рабочей поднесущей. Множитель 4 при *ICI* появился потому, что *ICI* возникают как от предшествующих, так и последующих символов, расположенных на поднесущих сдвинутых на 2 шага сетки частот вверх и вниз.

Вклад в *TOI* от символов, сдвинутых на  $\pm 1$  шаг (или нечетное число) сетки поднесущих не рассматривается. Причиной тому известный факт [3-11] о том, что на рассматриваемом ресурсном элементе не возникают *ICI* от ресурсных элементов соседних поднесущих, если на указанных поднесущих используется модуляция *OQAM* со сменой состояний квадратур, производимой со сдвигом на  $1/2$  такта.

Зеленым на рис. 2 выделены ресурсные элементы, для которых производимыми *ISI* и *ICI* можно пренебречь, болотным – с очень низким уровнем *ISI*, *ICI*.

### *С. ISI+ICI для FBMC при многолучевом распространении.*

В условиях многолучевого распространения уровни *ISI* и *ICI* также можно рассчитывать с помощью соотношений (3), (4), используя в них задержки и сдвиги частот с учетом поправок по соответствующим характеристикам лучей. Будем при этом ориентироваться на модели многолучевого распространения, принятые в *3GPP* [20].

Вычислительные результаты показали, что *ISI* и *ICI* обладают высокой зависимостью от разброса задержек и доплеровских сдвигов частот, наблюдаемых в отдельных лучах. Поэтому в дальнейшем будем ориентироваться на два основных случая многолучевого распространения, согласующихся с регламентированными моделями:

Случай 1. Слабое проявление многолучевости с малыми разбросами задержек (в пределах  $\pm 0,15$  мкс) и малыми доплеровскими сдвигами, возникающими при скоростях абонентов до 10 м/с (для диапазонов до 3 ГГц). Отвечает моделям *EVA* (низкоскоростная), *EPA* [20].

Случай 2. Умеренно сильное проявление многолучевости с разбросами задержек (в пределах  $\pm 0,25$  мкс) и доплеровскими сдвигами, возникающими при скоростях абонентов до 25 м/с (для диапазонов до 3 ГГц), отвечает модели *ETU* [20].

На рис. 3 показаны расчетные значения *ISI* ( $k; L$ ) и *ICI* ( $k; L$ ) для *FBMC* с  $L=4$ , для «Случая 1», при шаге сетки частот  $f_s = 1/T_s = 15$  kHz.

На рис. 3 дополнительно показаны гистограммы уровней *ISI*, *ICI*, порождаемых лучами символов с самым большим влиянием. Гистограммы построены для различных задержек ( $\Delta\tau/T_s$ ) и доплеровских сдвигов ( $\Delta f_d/f_s$ ). Можно видеть, что многолучевое распространение сильнее всего увеличивает *ICI*, формируемые символами соседних поднесущих при временных сдвигах  $\pm 1/2T_s$  и  $\pm 3/2T_s$ . Они становятся доминирующими, и даже в «Случае 1» поднимают уровень *TOI* до  $-43,90$  dB.

Зеленым на рис. 3 выделены ресурсные элементы, для которых производимыми *ISI* и *ICI* можно пренебречь для всех практических задач, болотным – с очень низким уровнем производимых *ISI*, *ICI*, розовым – с уровнями *ICI*, которые приведут к определенным энергетическим потерям (в оговоренных выше допустимых пределах) в режиме с использованием на поднесущих модуляции *OQAM1024*.

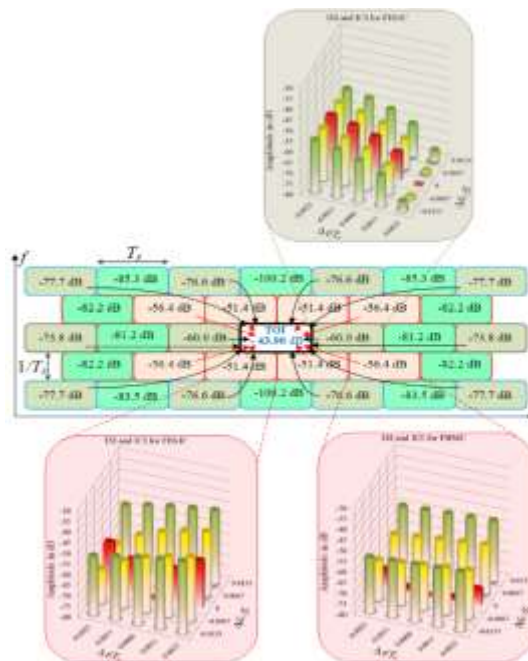


Рисунок 3

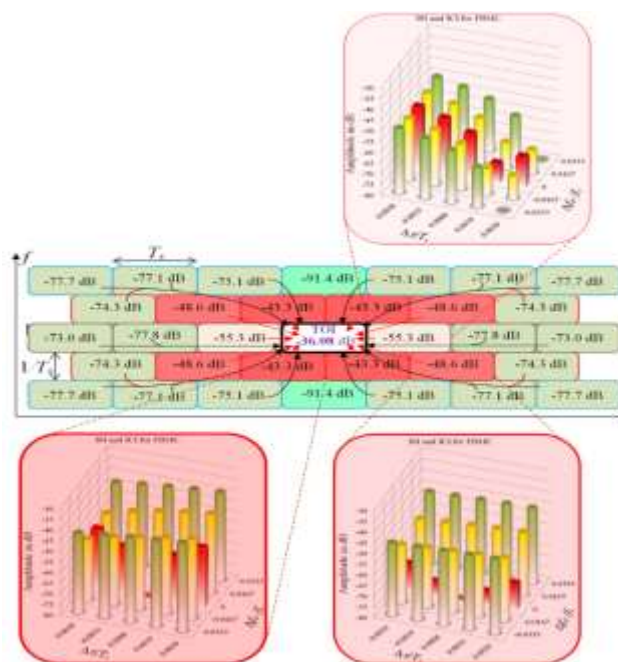


Рисунок 4

На рис. 4 показаны расчетные значения  $ISI(k; L)$  и  $ICI(k; L)$  для  $FBMC L=4$ , «Случай 2». Красным на рис. 4 выделены ресурсные элементы, уровни  $ICI$  которых блокируют возможность применения модуляции  $OQAM1024$ .  $TOI$  в «Случае 2» достигает  $-36,08 \text{ dB}$ .

#### *D. Помехоустойчивость FBMC при многолучевом распространении*

Структура  $FBMC$  ориентирована на достижение частотной селекции с помехами, отстроенными от центра крайней рабочей поднесущей, начиная от 2-х шагов сетки ( $2f_s$ ). Поэтому при оценке помехоустойчивости  $FBMC$  будет корректно использовать критерий, связанный с расчетом уровня подавления в фильтре-прототипе спектральных составляющих в диапазоне  $[1,5 f_s, 2,5 f_s]$ . На рис. 5 показан



результат расчета указанного уровня подавления по АЧХ фильтра прототипа, соответствующего *FBMC* [9] с показателем  $L=4$ . Как можно видеть, он составляет  $65,02 \text{ dB}$ .

Также на рис. 5 приведены допустимые остаточные уровни помех, при которых сохраняется возможность работы с модуляциями *OQAM1024* при многолучевости в условиях «Случай 1», и *OQAM256*, при многолучевости в условиях «Случай 2». В соответствии с принятым нами выше условием допустимых энергетических потерь до  $3 \text{ dB}$ , минимально допустимыми значениями  $SINR$   $37 \text{ dB}$  (для *OQAM1024*) и  $30 \text{ dB}$  (для *OQAM256*) и полученными значениями  $TOI$   $-43,9 \text{ dB}$  (для «Случая 1») и  $-36,08 \text{ dB}$  (для «Случая 2») получаем, что предельный уровень остаточной помехи по отношению к сигналу должен составлять:

$$10 \lg(10^{0,1(-37-3)} - 10^{0,1(-43,9)}) = -42,27 \text{ dB} \quad (\text{«Случай 1», } OQAM1024),$$

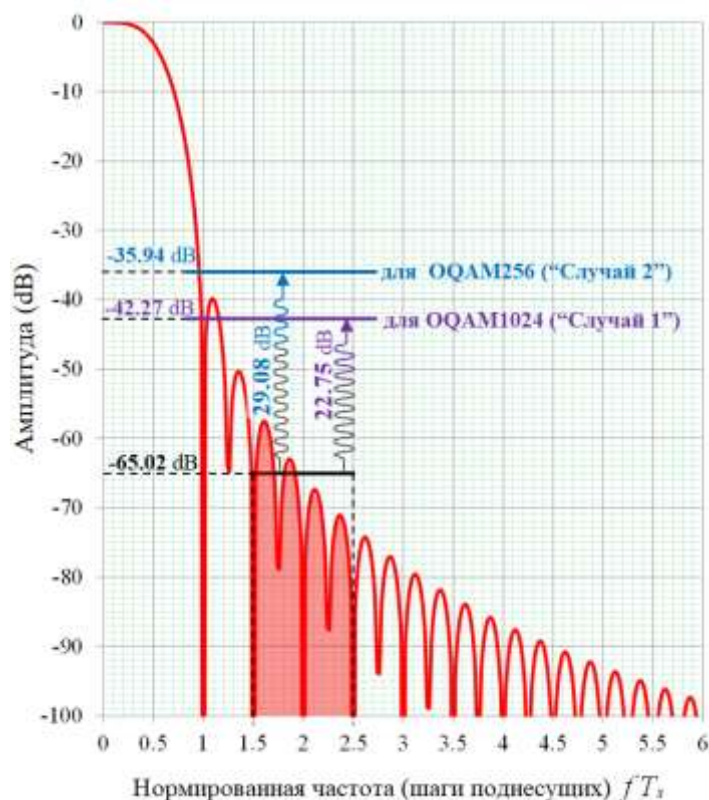


Рисунок 5

$$10 \lg(10^{0,1(-30-3)} - 10^{0,1(-36,08)}) = -35,94 \text{ dB} \quad (\text{«Случай 2», } OQAM256).$$

Поэтому уровень помехоустойчивости для *FBMC* [9] составляет:

- 1) для режима *OQAM256*  
 $-35,94 \text{ dB} + 65,02 \text{ dB} = 29,08 \text{ dB}$  над уровнем сигнала;
- 2) для режима *OQAM1024*  
 $-42,27 \text{ dB} + 65,02 \text{ dB} = 22,75 \text{ dB}$  над уровнем сигнала.

Полученные результаты оказались достаточно близкими к грубым оценкам запаса по помехоустойчивости, выполненным по максимальному уровню бокового лепестка спектра и приведенным в подпункте «А» данного раздела. Следовательно, вывод о недостаточности указанного запаса для работы в условиях интенсивной эксплуатации спектрального ресурса радиоканала, подтвердился и точным расчетом. Поэтому для реализации потенциальных положительных качеств, связываемых с сигналами *FBMC*, в системах критических коммуникаций



необходимо выполнить их модификацию, направленную на увеличение помехоустойчивости.

### Модифицированные FBMC сигналы с повышенной помехозащищенностью

Вычислительными методами с использованием соотношений (3) и (4) при подстановке в них лучей с параметрами моделей EPA, EVA и ETU, прописанных в международных рекомендациях 3GPP (Appendix B) [20], удалось установить:

1) решения  $A_l$  ( $l=1, 2, \dots, L-1$ ), полученные в соответствии с критерием минимума TOI при отсутствии многолучевости, демонстрируют показатель TOI в условиях многолучевого распространения («Случай 1» и «Случай 2»), отличающийся от минимально достижимого не более чем на 0,1 dB - 0,2 dB;

2) в условиях многолучевого распространения возникают целые диапазоны значений  $A_l$  ( $l=1, 2, \dots, L-1$ ), для которых в условиях многолучевого распространения TOI отличается от минимально достижимого не более чем на 0,5 dB.

Поэтому модификацию FBMC с целью повышения помехоустойчивости можно сформулировать как задачу условной оптимизации:

$$\left\{ \hat{A}_l \right\}_1^{L-1} = \arg \min_{\{A_l\}_1^{L-1}} \left( \int_{1.5f_s}^{2.5f_s} |F(f)|^2 df \right), \text{ при ограничении: } TOI \leq H, \quad (5)$$

где:  $F(f) = \int_{-LT_s/2}^{LT_s/2} a(t) \exp(-j2\pi ft) dt$  – АЧХ фильтра прототипа для импульса  $a(t)$  (1),

$$TOI = 2 \sum_{k=1}^{L-1} \sum_{m=1}^{M_b} ISI^2(k, m; L) + 4 \sum_{k=1}^{L-1} \sum_{m=1}^{M_b} ICI^2(k, m; L), \quad ISI(k, m; L), \quad ICI(k, m; L) - ISI \text{ и } ICI \text{ луча}$$

$m$ , рассчитываемые по (3) и (4),  $M_b$  – число лучей в модели 3GPP [20],  $H$  – порог допустимых уровней TOI, составляющий -43 dB для ситуаций «Случай 1» и -36 dB для ситуаций «Случай 2».

#### А. Модифицированный FBMC для $L=4$ .

Решение оптимизационной задачи (5) для случая FBMC с  $L=4$  было выполнено численно с помощью алгоритма крутого восхождения Бокса-Уилсона [21]. При этом жесткое условие  $a(t) \xrightarrow{t \rightarrow LT_s/2} 0$  было заменено на более мягкое:

$$\int_{\Delta f}^{\Delta f + f_s} |F(f)|^2 df \leq -80 \text{ dB}, \text{ при } \Delta f \geq 2,5 f_s. \quad (6)$$

Условие (6) является достаточным, чтобы при отстройках помех более чем на  $2,5f_s$  и, имеющих уровень на 30 dB выше полезного сигнала, возникающие дополнительные эффективные энергетические потери (даже для режима с OQAM1024) не превышали 0,5 dB.

В табл. 2 в первой значащей строке приведены полученные значения параметров  $A_l$  ( $l=1, 2, \dots, 3$ ).

Таблица 2. Коэффициенты модифицированных сигналов FBMC.

$L$	Коэффициенты модифицированных FBMC			
	$A_1$	$A_2$	$A_3$	$A_4$
4 mod	0,976790	0,705147	0,224147	-
5	0,996758	0,881532	0,472409	0,0886348

На рис. 6 показаны АЧХ фильтров прототипов известного [9] и модифицированного *FBMC* с  $L=4$ .

Как можно видеть, модифицированный вариант *FBMC* обладает повышенным на  $7,32\text{ dB}$  показателем помехозащищенности. При этом, допустимый уровень помех (над сигналом) для режима модуляции *OQAM1024* в «Случае 1» достигает  $-43,02\text{ dB} + 72,34\text{ dB} = 29,32\text{ dB}$ . Это обеспечивает условия для работы в ситуациях малых проявлений многолучевости при воздействиях помех, превышающих полезный сигнал на  $29,3\text{ dB}$ . Последнее вплотную приближает к уровню  $30\text{ dB}$ , открывающему возможности применения *FBMC* с модуляцией *OQAM1024* в системах критических коммуникаций, работающих в условиях интенсивной эксплуатации ресурсов радиочастотного спектра.

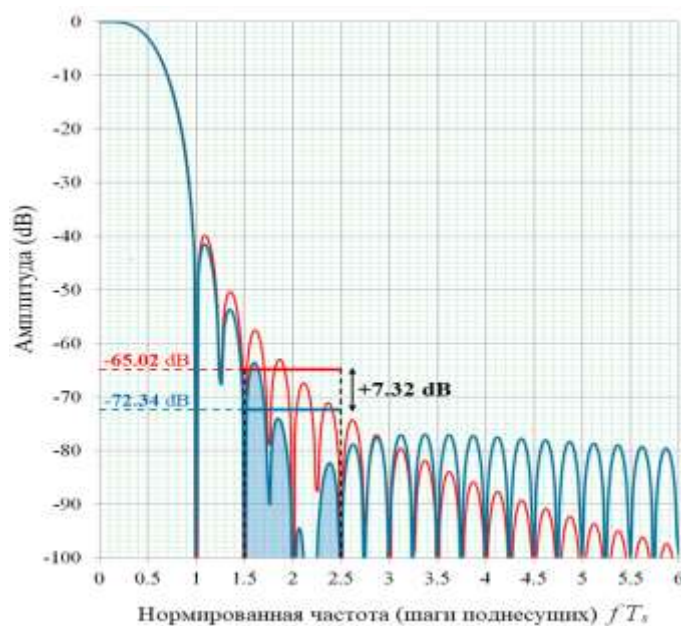


Рисунок 6

Приведенные в табл. 2 коэффициенты модифицированного сигнала *FBMC* с  $L=4$ , получены для ситуаций слабой многолучевости «Случай 1». Проверка такого *FBMC* в ситуациях с умеренно сильным проявлением многолучевости «Случай 2» показала, что:

1) условие на *TOI*, указанное в (5), выполняется;

2) обеспечиваемый уровень подавления помех фильтром-прототипом в полосе  $[1,5 f_s, 2,5 f_s]$  практически не отличается от максимально достижимого.

Поэтому указанные в первой строке табл. 2 коэффициенты можно использовать для повышения помехозащищенности *FBMC* в ситуациях всего спектра случаев проявления многолучевости: от «Случая 1» до «Случая 2».

На рис. 7 и рис. 8 показаны расчетные значения *ISI* ( $k; L$ ) и *ICI* ( $k; L$ ) для модифицированного *FBMC* с  $L=4$ , в «Случае 1» и «Случае 2», соответственно.

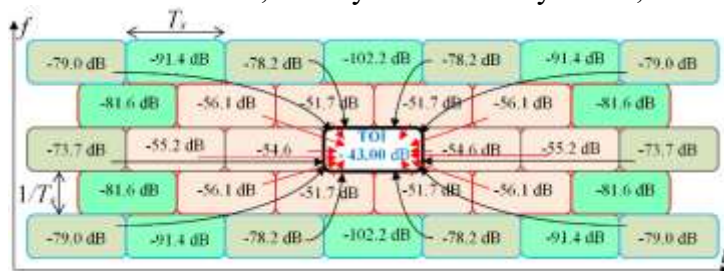


Рисунок 7

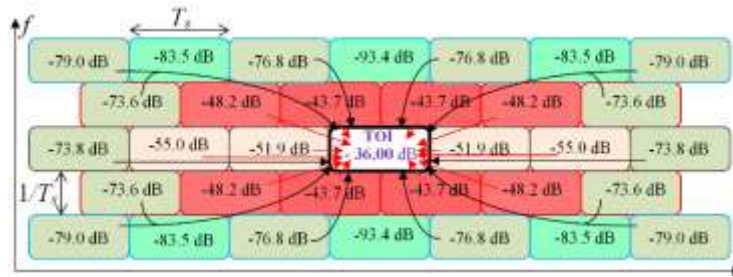


Рисунок 8

Раскраска ресурсных элементов на рис. 7, 8 выполнена по тем же самым правилам, что и на рис. 3, 4.

В «Случае 2» для модифицированного *FBMC* допустимый уровень помех для режимов с модуляцией *OQAM256* составляет  $-36,02\text{dB} + 72,34\text{dB} = 36,32\text{dB}$ . Это на 6 *dB* превышает пороговый уровень  $30\text{dB}$ , открывающий возможности применения *FBMC* в системах критических коммуникаций, работающих в условиях интенсивной эксплуатации ресурсов радиочастотного спектра.

### В. Модифицированный *FBMC* для $L=5$ .

Поскольку модифицированный сигнал *FBMC* с  $L=4$ , хоть и позволил вплотную приблизиться к требуемому уровню помехозащищенности  $30\text{dB}$ , но не достиг его, то была предпринята попытка найти решение при  $L=5$ .

Так как в доступных источниках найти описание *FBMC* с  $L=5$  не удалось, то для указанного варианта также было использовано определение «модифицированный *FBMC*».

Аналогично ситуации с  $L=4$ , решение оптимизационной задачи (5) для случая *FBMC* с  $L=5$  было выполнено численно с помощью алгоритма крутого восхождения Бокса-Уилсона [21]. При этом жесткое условие  $a(t) \rightarrow 0$  было заменено на более мягкое:

$$\int_{\Delta f}^{\Delta f + f_s} |F(f)|^2 df \leq -90\text{dB}, \text{ если } \Delta f \geq 2.5f_s. \quad (7)$$

Полученное решение для искомым параметров  $A_l$  ( $l=1,2,\dots, 4$ ) приведено в табл. 2 в последней строке.

При проверке, параметры  $A_l$  ( $l=1,2,\dots, 4$ ), оптимальные при малом проявлении эффектов многолучевости «Случай 1», показали результаты, практически совпадающие с оптимальными при умеренно сильных проявлениях эффектов многолучевости «Случай 2». Поэтому и для  $L=5$  коэффициенты  $A_l$  ( $l=1,2,\dots, 4$ ) из последней строки табл. 2, можно использовать для повышения помехозащищенности *FBMC* в ситуациях всего спектра случаев многолучевости: от «Случая 1» до «Случая 2».

На рис. 9 и 10 показаны расчетные значения  $ISI(k; L)$  и  $ICI(k; L)$  для модифицированного *FBMC* с  $L=5$ , в «Случае 1» и «Случае 2».

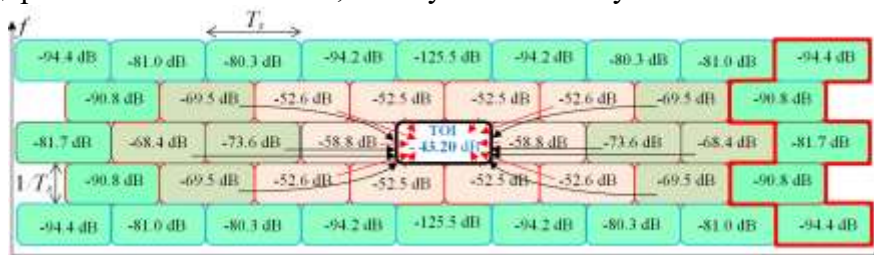


Рисунок 9

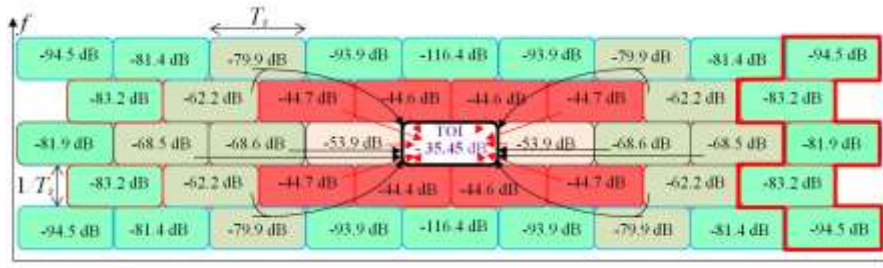


Рисунок 10

Раскраска ресурсных элементов на рис. 9, 10 выполнена по тем же самым правилам, что и на рис. 3, 4.

На рис. 11 показаны АЧХ фильтров прототипов известного [9] с  $L=4$  и модифицированного  $FBMC$  с  $L=5$ .

Как можно видеть, модифицированный вариант  $FBMC$  с  $L=5$  обладает повышенным на  $12,31\text{ dB}$  показателем помехозащищенности.

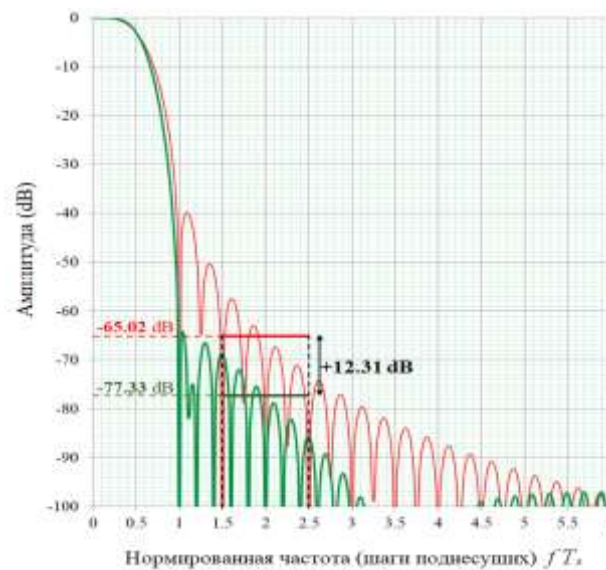


Рисунок 11

В соответствии с принятым нами выше условием допустимых энергетических потерь до  $3\text{ dB}$ , минимально допустимыми значениями  $SINR$   $37\text{ dB}$  (для  $OQAM1024$ ) и  $30\text{ dB}$  (для  $OQAM256$ ) и полученными значениями  $TOI$   $-43,20\text{ dB}$  (для «Случая 1») и  $-35,45\text{ dB}$  (для «Случая 2») получаем, что предельный уровень остаточной помехи по отношению к сигналу должен составлять:

$$10 \lg(10^{0,1(-37-3)} - 10^{0,1(-43,2)}) = -42,83\text{ dB} \quad (\text{«Случай 1», } OQAM1024),$$

$$10 \lg(10^{0,1(-30-3)} - 10^{0,1(-35,45)}) = -36,65\text{ dB} \quad (\text{«Случай 2», } OQAM256).$$

Уровень помехозащищенности при этом составит:

$$-42,83\text{ dB} + 77,33\text{ dB} = 34,50\text{ dB} \quad (\text{«Случай 1», } OQAM1024),$$

$$-36,65\text{ dB} + 77,33\text{ dB} = 40,68\text{ dB} \quad (\text{«Случай 2», } OQAM256).$$

Таким образом, условие уровня помехозащищенности не ниже  $30\text{ dB}$  для модифицированного сигнала  $FBMC$  с  $L=5$  оказывается выполненным с запасом не менее  $4,5\text{ dB}$ .

Поэтому данный вариант сигнала  $FBMC$  позволяет создать условия для работы в системах критических коммуникаций с модуляциями сложности

*OQAM1024* (при малых проявлениях эффектов многолучевости) и с модуляциями сложности *OQAM256* (при умеренно сильных проявлениях многолучевости).

*С. Сокращение защитного интервала задержки для модифицированного FBMC с  $L=5$ .*

Общепризнанным недостатком сигналов *FBMC* является требование значительного защитного временного интервала (размером  $LT_s$ ) для обеспечения гарантированной развязки между сигналами сеансов разных абонентов, использующих общий спектральный ресурс [22, 23]. Действительно, например, в системах *LTE* и *МАКВИЛ* защитный интервал составляет порядка 7%-8%. Поэтому, чтобы достигнуть того же уровня, сеть с *FBMC* должна использовать посылки длительностью порядка  $L/0,08 = 12,5L$ , что дает 50 символов для  $L=4$  и примерно 62 символа для  $L=5$ . Попытки сократить защитный интервал методом создания специальных конструкций сигнальных импульсов *FBMC* на краях посылок [22, 23] показали, что это приводит к существенным ухудшениям частотно-селективных свойств и, как следствие, потере помехозащищенности.

Для предложенного варианта, модифицированного *FBMC* с  $L=5$  просматривается возможность частичного устранения отмеченного недостатка путем сокращения защитного интервала до значений, соответствующих *FBMC*  $L=4$ . Если обратиться к рис. 9, 10, то можно заметить, что на крайних по шкале времени позициях ресурсных элементов (выделены красными рамками) наблюдаются очень низкие показатели уровней *ISI* и *ICI*. Это позволяет надеяться, что увеличение показателя *TOI*, возникающее при сокращении защитного интервала до  $4T_s$ , не приведет к существенным потерям в помехозащищенности.

Напрямую воспользоваться полученными выше результатами для *ISI* и *ICI* для оценки потерь при сокращении защитного интервала нельзя. Объясняется это тем, что они были получены для задержек на трассах многолучевого распространения, а для переходов между сеансами нужно рассматривать существенно большие задержки, которые возникают на трассах от абонента до соседних базовых станций. То есть, при расчетах *ISI*, *ICI* нужно использовать диапазон разброса задержек  $\pm ISD/2c$ , где *ISD* (*Inter Site Distance*) – показатель расстояния между соседними базовыми станциями, *c* – скорость света. Будем ориентироваться на стандартное ограничение *ISD* для городских и пригородных зон  $ISD \leq 6$  км. При этом в расчетах *ISI*, *ICI* следует использовать диапазон задержек в границах  $\pm 10$  мкс. На рис. 12а) и б) показаны расчеты *ISI*, *ICI*, возникающие при переключении сеансов для модифицированного *FBMC* с  $L=5$  в «Случае 1» и «Случае 2», соответственно. Данные в позициях крайних сдвигов соответствуют варианту сокращения защитного интервала до  $4T_s$ , а для совокупности крайних и предкрайних позиций – сокращению до  $3T_s$ .

При расчетах использовалось стандартное для территорий с интенсивным использованием радиочастотного ресурса предположение, что в сеансах контрастность сигналов может достигать до 30 *dB*.

Результаты рис. 12 показывают, что сокращение защитного интервала до  $3T_s$  может приводить к дополнительному увеличению *TOI* на величину порядка -18 *dB*. Это делает невозможным использование сигналов *OQAM* любого вида. Если же защитный интервал сокращается до  $4T_s$ , то в *TOI* появляется дополнительная составляющая с уровнем порядка -42,97 *dB* («Случай 1») и -41,87 *dB* («Случай 2»).



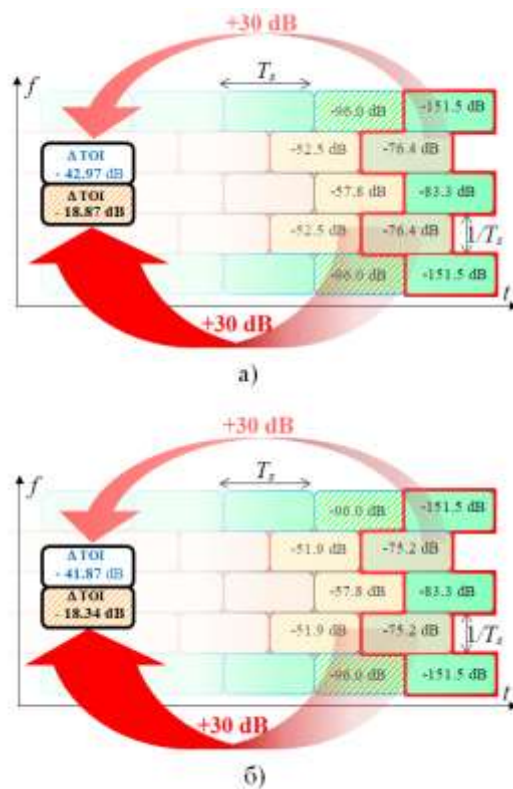


Рисунок 12

Расчет остаточного уровня помехи при коррекции  $TOI$  дает:

$$10 \lg(10^{0,1(-37-3)} - 10^{0,1(-43,2)} - 10^{0,1(-42,97)}) = -57,77 \text{ dB} \quad (\text{«Случай 1», } OQAM1024),$$

$$10 \lg(10^{0,1(-30-3)} - 10^{0,1(-35,45)} - 10^{0,1(-41,87)}) = -38,21 \text{ dB} \quad (\text{«Случай 2», } OQAM256).$$

Уровень помехозащищенности при этом составит:

$$-57,77 \text{ dB} + 77,33 \text{ dB} = 19,56 \text{ dB} \quad (\text{«Случай 1», } OQAM1024),$$

$$-38,21 \text{ dB} + 77,33 \text{ dB} = 39,12 \text{ dB} \quad (\text{«Случай 2», } OQAM256).$$

То есть, для работы с  $OQAM256$  вполне допустимо использовать укороченные до  $4T_s$  защитные интервалы. А для  $OQAM1024$  этого делать нельзя. Однако, если задаться уровнем возможных энергетических потерь до  $4$  dB (вместо  $3$  dB), то остаточный уровень помехи для «Случая 1» будет  $-46,62$  dB и помехозащищенность составит  $30,71$  dB, что уже удовлетворяет требованиям критических коммуникаций.

### Заключение

Предложенные варианты модифицированных  $FBMC$  сигналов показали доступность применения указанной технологии  $5G$  в системах критических коммуникаций при многолучевом распространении радиосигналов. Показана возможность при использовании модифицированных  $FBMC$  работать с модуляциями уровня сложности  $OQAM1024$  в условиях малых разбросов параметров в лучах, что соответствует моделям  $EVA$  (низкоскоростная) и  $EPA$  международных рекомендаций  $3GPP$  [20]. В условиях умеренно сильных разбросов параметров в лучах, соответствующих модели  $ETU$  [20], подтверждена возможность работы с модуляциями уровня сложности  $OQAM256$ .

Для варианта модифицированного сигнала  $FBMC$  с длительностью посылки  $L=5$  показана возможность сокращения защитного интервала между посылками сеансов абонентов до четырех символов при условии наличия энергетического запаса  $4$  dB.



Выявлено, что наиболее сильно негативные эффекты многолучевого распространения проявляются в сигналах *FBMC* через *ICI*, производимые соседними поднесущими.

### Литература

1. Raviteja P., Phan K.T., Hong Yi, and Viterbo E. «Interference Cancellation and Iterative Detection for Orthogonal Time Frequency Space Modulation», *IEEE Transaction on Wireless Communications*, – vol. 17, – NO 10, – pp. 6501-6515, October 2018.
2. Boyuan Xu, Zhiping Xia, Runnan Liu, Yu Zhang, Jun Hu, and Wei Xie, «Research on OTFS Modulation Applied in LTE – based 5G Terrestrial Broadcast» *IEEE 2020 International Wireless Communications and Mobile Computing (IWCMC)*, – pp. 514-519, June 2020.
3. Нгуен Ван Фе. Повышение скорости передачи информации при использовании многочастотных сигналов путем использования оптимальных спектральных импульсов: дис. ... кандидата технических наук: 05.12.04 / Нгуен Ван Фе; [Место защиты: С.-Петерб. политехн. ун-т Петра Великого]. – Санкт-Петербург, 2018. – 112 с.
4. Vakilian V., Wild T., Schaich T., Brink S., and Frigon J-F. «Universal-Filtered Multi-Carrier Technique for Wireless Systems Beyond LTE» *IEEE Globecom 2013 Workshop – Broadband Wireless Access*, 2013. – pp. 223-228.
5. Viholainen A., Bellanger M., and Huchard M. «Prototype filter and structure optimization», *Tech. Rep., PHYDYAS*, 2008.
6. Bellanger M. «FBMC physical layer: a primer» *Tech. Rep., PHYDYAS*, 2010.
7. Bellanger M., «Efficiency of filter bank multicarrier techniques in burst radio transmission», *Global T-telecommunications Conference*, – pp. 1-4, Dec, 2010.
8. Schaich F. and Wild T. «Waveform contenders for 5G – OFDM vs FBMC vs UFMС», *IEEE, 6th Int. Symp. Commun. Cont. Sig. Proc. (ISCCSP)*, 2014. – pp. 457-460.
9. Mirabbasi S. and Martin K. «Overlapped complex-modulated transmultiplexer filters with simplified design and superior stopbands» *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 50, – pp. 456-469, Aug. 2003.
10. Viholainen A., Ihalainen T., Stitz T.H., Renfors M. and Bellanger M. «Prototype filter design for filter bank based multicarrier transmissions», *17th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2009)*, – pp. 1359-1363, Aug. 2009.
11. Jiang T., Chen D., Ch. Ni, and Qu D. *OQAM/FBMC for Future Wireless Communications. Principles, Technologies and Applications*. Academic Press, London, 2018.
12. Shorin O.A., Bokk G.O. Maximum information capacity modulation for peak power limiting // «2018 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems», *WECONF*, 2018. – P. 8604310.
13. Shorin O.A., Shorin A.O., Bokk G.O. Constellations of discrete modulation laws that have the maximum information capacity per symbol under peak power limitation // «2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications», *Conference Proceedings*, 2021. – P. 9416121.
14. Шорин О.А., Бокк Г.О. Оптимальная структура дискретной QAM-модуляции, обеспечивающая максимум информационной производительности радиоканала // *Экономика и качество систем связи*, 2018. – № 3 (9). – С. 9-17.
15. Shorin O.A., Shorin A.O., Bokk G.O. Constellations of discrete modulation laws that have the maximum information capacity per symbol under peak power limitation // «2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications», *Conference Proceedings*, 2021. – P. 9416121.
16. Шорин О.А., Бокк Г.О. Аналитическое решение вариационной задачи Шеннона по определению оптимальной структуры сигнала в условиях ограничения

- пиковой мощности // Экономика и качество систем связи, 2018. – № 1 (7). – С. 30-39.
17. Шорин О.А., Бокк Г.О. Численные результаты решения вариационной задачи Шеннона определения оптимальной структуры сигнала в условиях ограничения пиковой мощности // Экономика и качество систем связи, 2018. – № 1 (7). – С. 39-47.
18. Аджемов С.С., Бокк Г.О., Зайцев А.Г. Исследование алгоритмов сверхразрешения в адаптивных антенных решетках // Радиотехника, 2000. – № 11. – С. 66-71.
19. Аджемов С.С., Бокк Г.О., Зайцев А.Г., Миненко П.В., Струев А.В. Модифицированный алгоритм пространственного разрешения источников радиоизлучения SDS-MUSIC, работающий при многолучевом распространении сигналов // Радиотехника, 2003. – № 11. – С. 80.
20. «LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception» 3GPP TS 36.104 version 9.4.0 Release 9 (2010-07), – 98 p.
21. Горгадзе С.Ф., Бокк Г.О. Планирование и обработка результатов эксперимента в радиотехнике и инфокоммуникационных системах. – М.: Горячая линия – Телеком, 2020.
22. Wang F., Qu D., Jiang T. and Farhang-Boroujeny B. «Tail shortening by virtual symbols in FBMC-OQAM signals», Conference: IEEE Signal Processing and Signal Processing Education Workshop, IEEE, 2015.
23. Qu D., Wang F., Wang Y., Jiang T. and Farhang-Boroujeny B. «Improving spectral efficiency of FBMC-OQAM through virtual symbols» IEEE Transactions on Wireless Communications, – Vol. 16, Issue: 7, – pp. 4204-4215, July 2017.