

УДК 621.396

МОДИФИЦИРОВАННЫЙ МЕТОД РЕЗЕРВИРОВАНИЯ ТОНА ДЛЯ OFDM СИГНАЛА С МАЛЫМ ЧИСЛОМ НЕСУЩИХ

А. С. Левченко¹, К. С. Митягин²

¹ Научно-исследовательский университет «Московский энергетический институт» (НИУ МЭИ), 111250, Москва, Красноказарменная, 14

² Московский физико-технический институт (государственный университет), 141701, г. Долгопрудный, Институтский переулок, 9

Статья поступила в редакцию 21 мая 2017 г., после доработки – 20 июня 2017 г.

Аннотация. Основным недостатком систем передачи данных, основанных на модуляции OFDM, является высокий пик-фактор OFDM-сигнала. В работе предложен модифицированный метод резервирования тона для OFDM сигнала, позволяющий обеспечить дополнительное снижение пик-фактора по сравнению с классическим методом. Дополнительное снижение пик-фактора достигается за счет внеполосного излучения, которое не выходит за пределы спектральной маски, установленной требованиями электромагнитной совместимости. Проведено сравнительное моделирование классического и модифицированного метода резервирования тона, примененных в передающей части системы РАВИС второго поколения. Результаты моделирования показывают, что модифицированный метод резервирования тона позволяет снизить пик-фактор относительно классического метода резервирования тона на дополнительные 1.50, 1.23, 0.77, 0.58, 0.29, 0.23 дБ при 2.5% несущих, выделенных для TR, и на 0.73, 0.64, 0.50, 0.65, 0.66, 0.63 дБ при 5% несущих, выделенных для TR, при ширине полосы сигнала 100, 200, 250, 500, 750 и 1000 кГц соответственно. Реально достигнутые уровни пик-фактора с $\gamma=0.999$ по всем режимам составляют от 7.56 до 7.74 дБ при 2.5% несущих, выделенных для TR, и от 6.65 до 7.38 дБ при 5% несущих, выделенных для TR. Предложенный модифицированный метод способен конкурировать с методом селективных отображений даже в канале с малым числом несущих. Таким образом, предложенный модифицированный метод резервирования тона позволяет

существенно снизить значение пик-фактора при неизменных затратах полосы на несущие TR.

Ключевые слова: OFDM, пик-фактор, метод резервирования тона, внеполосное излучение, РАВИС.

Abstract. The main disadvantage of data transmission systems based on OFDM is a high peak-to-average power ratio (PAPR) of OFDM signal. One of the most powerful methods of PAPR decrease is a tone reservation method. However it has low performance when signal bandwidth is narrow. Modified tone reservation method that allows reduction PAPR in comparison with classic TR method is proposed in the paper. Additional PAPR reduction is obtained using limited outband emission which doesn't violate requirements of electromagnetic compatibility. Comparative modeling of classic and modified tone reservation method was performed for transmission part of second generation Realtime Audiovisual Information System (RAVIS). Complementary cumulative distribution functions are given in the paper. Results of modeling shows that modified TR method allow to decrease peak-to-average power ratio by additional 1.50, 1.23, 0.77, 0.58, 0.29, 0.23 dB when 2.5% of carriers are used for TR and 0.73, 0.64, 0.50 0.65, 0.66, 0.63 dB when 5% of carriers are used for TR within signal bandwidth 100, 200, 250, 500, 750, 1000 kHz respectively. Achieved PAPR values with confidence level $\gamma=0,999$ are in range from 7.56 to 7.74 dB when 2.5% of carriers are used for TR and in range from 6.65 to 7.38 dB when 5% of carriers are used for TR. Proposed method is capable to compete with SeLective Mapping (SLM) method even within narrow signal bandwidth, where SLM have high efficiency. Thus proposed modified TR method provides significantly better decrease of PAPR within narrow and wide signal bandwidth than classic method with the same data transmission rate losses.

Key words: OFDM, peak-to-average power ratio, tone reservation method, outband emission, RAVIS.

Введение

Основной недостаток систем передачи данных, основанных на модуляции OFDM – высокий пик-фактор OFDM-сигнала. В отличие от сигнала с одночастотной модуляцией, OFDM сигнал, поступающий на усилитель

мощности (УМ), состоит одновременно из многих (от сотен для систем звукового вещания, таких как DRM+ [1] и РАВИС [2] до десятков тысяч для систем ТВ вещания, таких как DVB-T2 [3] и DTMB-A [4]) одночастотных сигналов, передаваемых на ортогональных на полезной длительности символа частотах. В результате этого мгновенная мощность OFDM-сигнала может в десятки раз превышать среднюю мощность сигнала, что приводит к требованию линейности усилителя мощности в широком динамическом диапазоне, а также возникновению интермодуляционных (в том числе и внеполосных) помех, которые снижают качество приёма и могут приводить к нарушению требований электромагнитной совместимости. Для борьбы с этими эффектами существует два пути: снижение средней мощности передатчика (и, как следствие, потеря его энергетической эффективности) или применение специальных методов, один из которых предлагается в данной работе.

В [5] были изложены основные положения и характеристики системы эфирного вещания РАВИС второго поколения. Одной из особенностей этой системы является наличие режимов передачи с 215, 439, 553, 1115, 1677, 2239 несущими. Таким образом, возникает необходимость обеспечить низкий пик-фактор OFDM-сигнала как при сравнительно большом числе несущих, так и при малом. В то же время широко применяемые методы резервирования тона [6] и активного расширения созвездия [7] малоэффективны при малом числе несущих.

Предлагаемый в данной работе метод снижения пик-фактора представляет собой модифицированный метод резервирования тона (Tone Reservation – TR), использованный для системы РАВИС второго поколения. Возможно его применение в любой системе передачи данных, основанной на модуляции OFDM. Суть модифицированного алгоритма заключается в том, что для повышения эффективности метода резервирования тона вводятся дополнительные TR-несущие вне основной полосы сигнала.

На рисунках 1-3 приведена спектральная плотность мощности сигнала РАВИС, построенная в соответствии с [8], до применения алгоритма TR и

маска огибающей внеполосных радиоколечаний согласно [9] при различной ширине полосы сигнала. Значения спектральной плотности, превышающие уровень 0 дБ, соответствуют пилотным несущим в спектре, значения ниже 0 дБ соответствуют несущим, зарезервированным для TR.

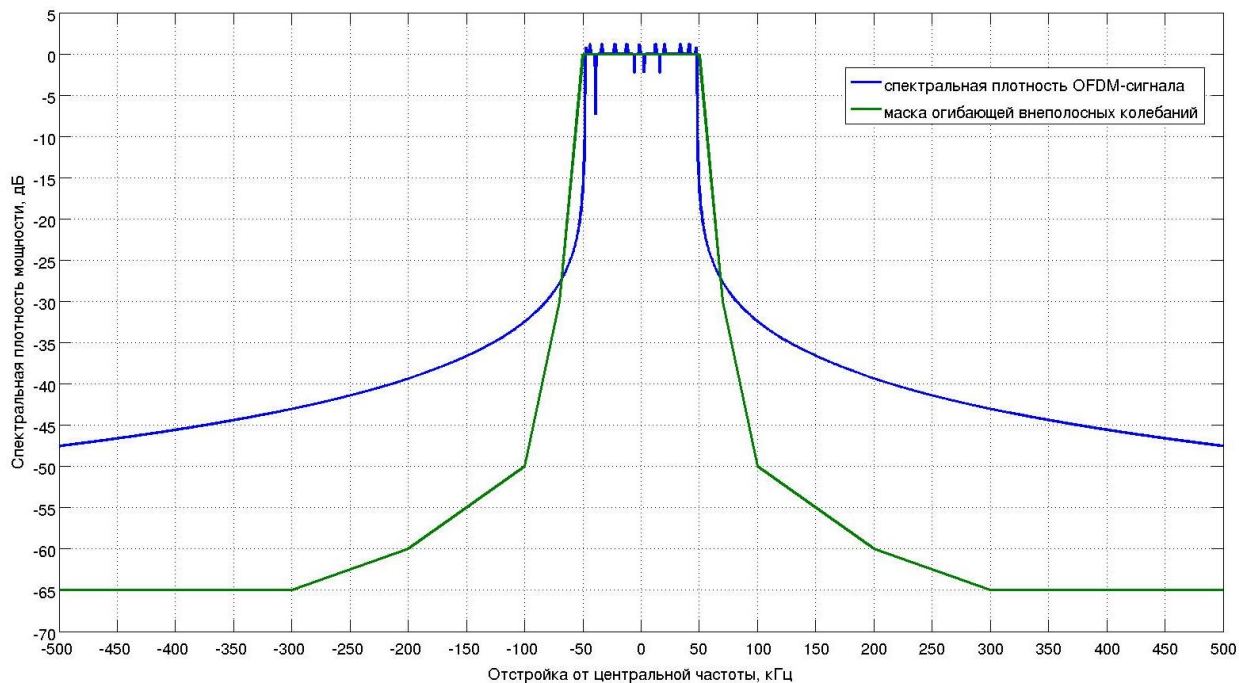


Рис. 1. Спектральная плотность мощности OFDM-сигнала и маска огибающей внеполосных излучений (полоса сигнала 100 кГц)

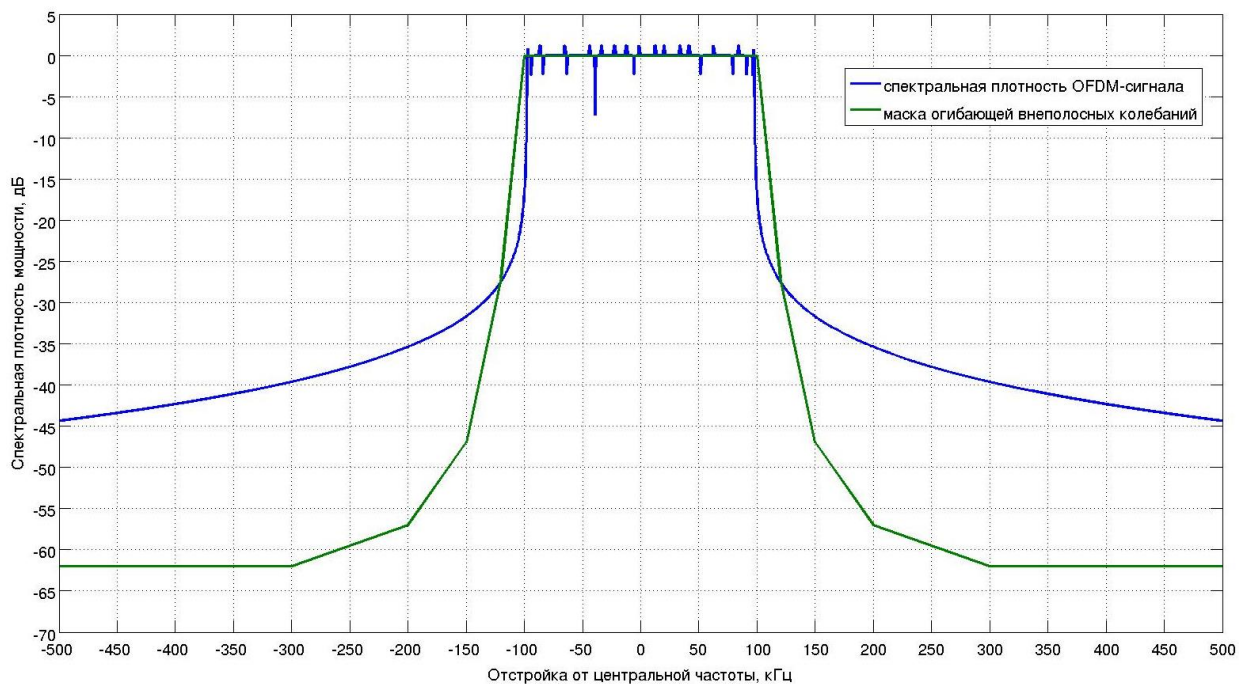


Рис. 2. Спектральная плотность мощности OFDM-сигнала и маска огибающей внеполосных излучений (полоса сигнала 200 кГц)

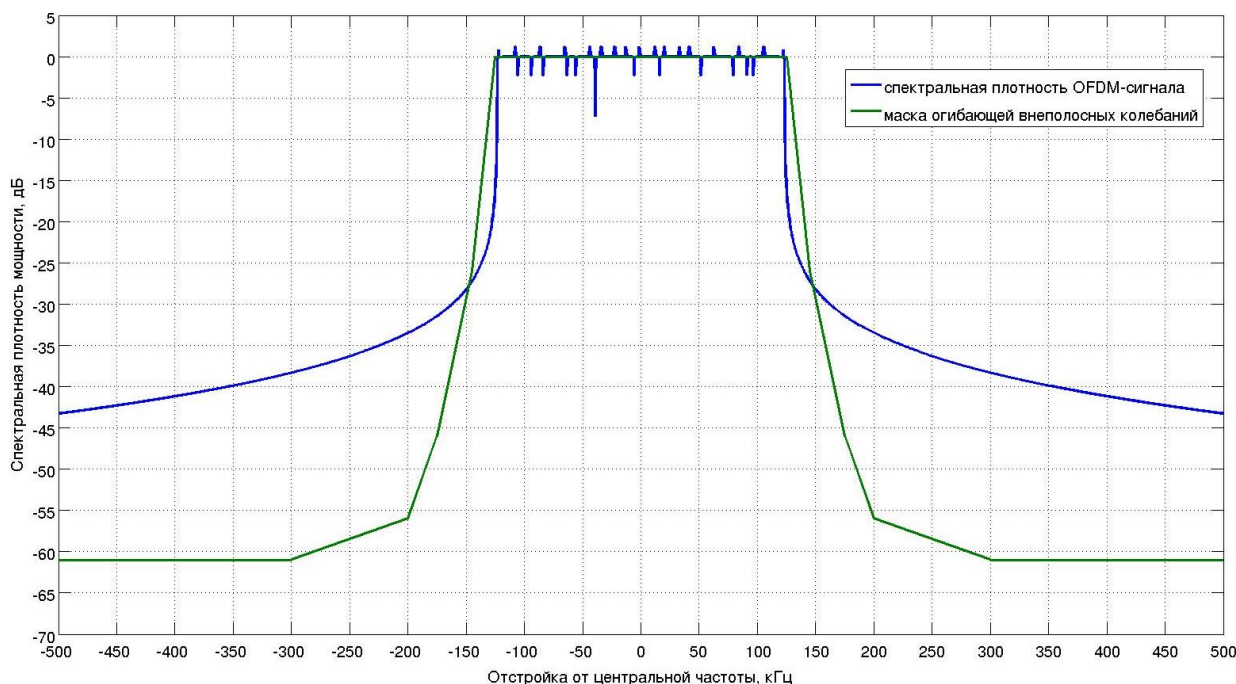


Рис. 3. Спектральная плотность мощности OFDM-сигнала и маска огибающей внеполосных излучений (полоса сигнала 250 кГц)

Требования, предъявляемые к маске огибающей внеполосных радиоколечаний при отстройке от центральной частоты спектра f_0 , приведены в таблице 1.

Таблица 1. Маски огибающей внеполосных излучений для системы РАВИС

| | | | | | | | |
|-------------------|----------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|
| Полоса 100 кГц | Частота, кГц | $f_0 \pm 50$ | $f_0 \pm 70$ | $f_0 \pm 100$ | $f_0 \pm 200$ | $f_0 \pm 300$ | $f_0 \pm 500$ |
| | Подавление, дБ | 0 | -30 | -50 | -60 | -65 | -65 |
| Полоса 200 кГц | Частота, кГц | $f_0 \pm 100$ | $f_0 \pm 120$ | $f_0 \pm 150$ | $f_0 \pm 200$ | $f_0 \pm 300$ | $f_0 \pm 500$ |
| | Подавление, дБ | 0 | -27 | -47 | -57 | -62 | -62 |
| Полоса 250 кГц | Частота, кГц | $f_0 \pm 125$ | $f_0 \pm 145$ | $f_0 \pm 175$ | $f_0 \pm 200$ | $f_0 \pm 300$ | $f_0 \pm 500$ |
| | Подавление, дБ | 0 | -26 | -46 | -56 | -61 | -61 |
| Полоса 500 кГц | Частота, кГц | $f_0 \pm 250$ | $f_0 \pm 270$ | $f_0 \pm 300$ | $f_0 \pm 325$ | $f_0 \pm 425$ | $f_0 \pm 525$ |
| | Подавление, дБ | 0 | -23 | -43 | -53 | -58 | -58 |
| Полоса 750 кГц | Частота, кГц | $f_0 \pm 375$ | $f_0 \pm 395$ | $f_0 \pm 425$ | $f_0 \pm 450$ | $f_0 \pm 550$ | $f_0 \pm 650$ |
| | Подавление, дБ | 0 | -22 | -42 | -52 | -57 | -57 |
| Полоса 1 МГц | Частота, кГц | $f_0 \pm 500$ | $f_0 \pm 520$ | $f_0 \pm 550$ | $f_0 \pm 575$ | $f_0 \pm 675$ | $f_0 \pm 700$ |
| | Подавление, дБ | 0 | -20 | -40 | -50 | -55 | -55 |

Из рисунков 1-3 видно, что при отстройке от края полосы сигнала меньше 20 кГц сигнал вписывается в маску с запасом. Это означает, что для алгоритма

TR возможно использовать дополнительно до $\frac{20 \text{ кГц}}{444.44 \text{ Гц}} = 45$ несущих по обоим

краям полосы сигнала, не нарушая при этом требования по электромагнитной совместимости. Следует заметить, что в этом случае максимально допустимые амплитуды на внеполосных TR-несущих будут отличаться для разных внеполосных несущих, и будут иметь значения меньше, чем амплитуды TR-несущих в полосе сигнала. Как следствие, потребуется модифицировать стандартный метод TR, который предполагает, что корректирующий сигнал (ядро TR), добавляемый к основному OFDM-сигналу при каждой итерации, в частотной области имеет одинаковые амплитуды на всех несущих TR.

Предлагаемый модифицированный метод TR

По результатам анализа зависимостей, приведенных на рисунках 1-3, был определен допустимый спад мощности внеполосных несущих, который составил от 0 дБ для ближайшей к полосе внеполосной поднесущей до -40 дБ для наиболее удаленной внеполосной поднесущей. Число внеполосных несущих с каждой стороны спектра – 35. Значения амплитуд внеполосных несущих $A_{outband}(j)$, где $j=1, \dots, 35$, приведены в таблице 2,.

Таблица 2. Максимальные значения амплитуды внеполосных несущих $A_{outband}$

| $A_{outband}(i+7k)$ | $i=1$ | $i=2$ | $i=3$ | $i=4$ | $i=5$ | $i=6$ | $i=7$ |
|---------------------|--------|--------|--------|--------|---------|--------|---------|
| $k=0$ | 1 | 0.8733 | 0.7626 | 0.6660 | 0.5817 | 0.5080 | 0.4436 |
| $k=1$ | 0.3874 | 0.3383 | 0.2955 | 0.2580 | 0.2253 | 0.1968 | 0.1719 |
| $k=2$ | 0.1501 | 0.1311 | 0.1145 | 0.1000 | 0.0873 | 0.0762 | 0.0666 |
| $k=3$ | 0.0581 | 0.0508 | 0.0443 | 0.0387 | 0.0338 | 0.0295 | 0.02580 |
| $k=4$ | 0.0225 | 0.0196 | 0.0171 | 0.0150 | 0.01311 | 0.0114 | 0.01 |

На рисунках 4-5 приведена нормированная амплитуда комплексной огибающей корректирующего сигнала (ядра) метода TR без применения внеполосных несущих (слева) и с применением внеполосных несущих (справа) для случая, когда несущие TR занимают 2.5 и 5 процентов от общего числа несущих соответственно.

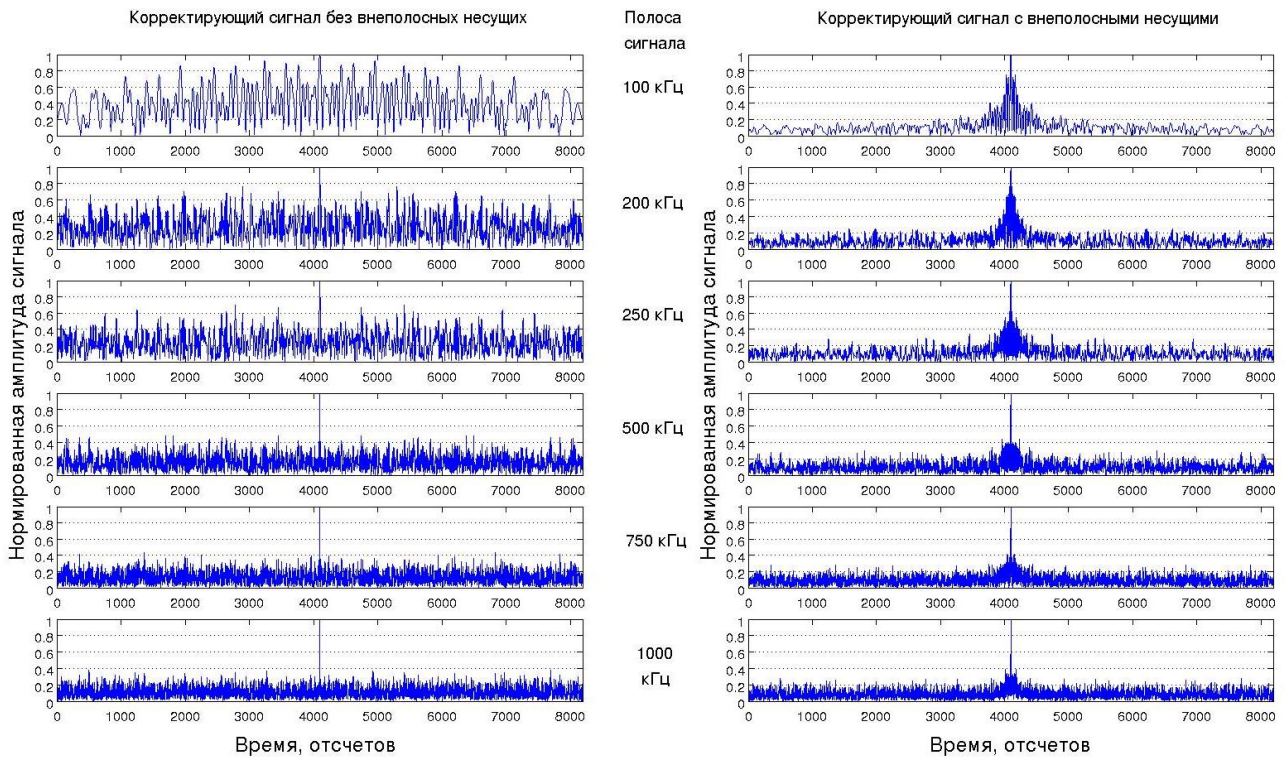


Рис. 4. Корректирующий сигнал TR 2.5% во временной области

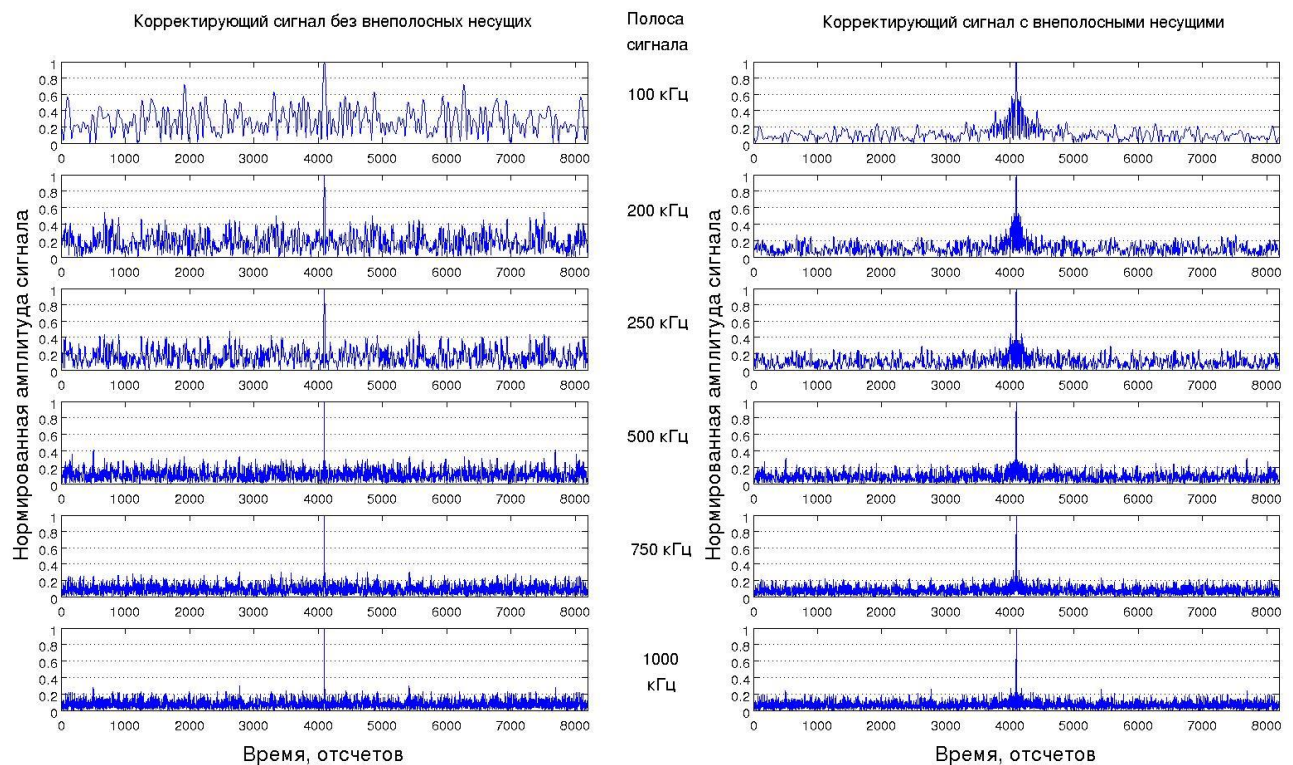


Рис. 5. Корректирующий сигнал TR 5% во временной области

Из рисунков видно, что за счет применения внеполосных несущих уровень боковых максимумов корректирующего сигнала (который в идеальном случае

представляет собой единичный импульс) существенно снижается в случае узкого канала (двукратное и более уменьшение амплитуды) и незначительно улучшается в широком канале (на 15%). Поскольку для эффективной работы метода TR необходимо, чтобы ядро имело минимальный уровень боковых максимумов, можно сделать вывод, что предлагаемый подход позволяет улучшить производительность алгоритма TR.

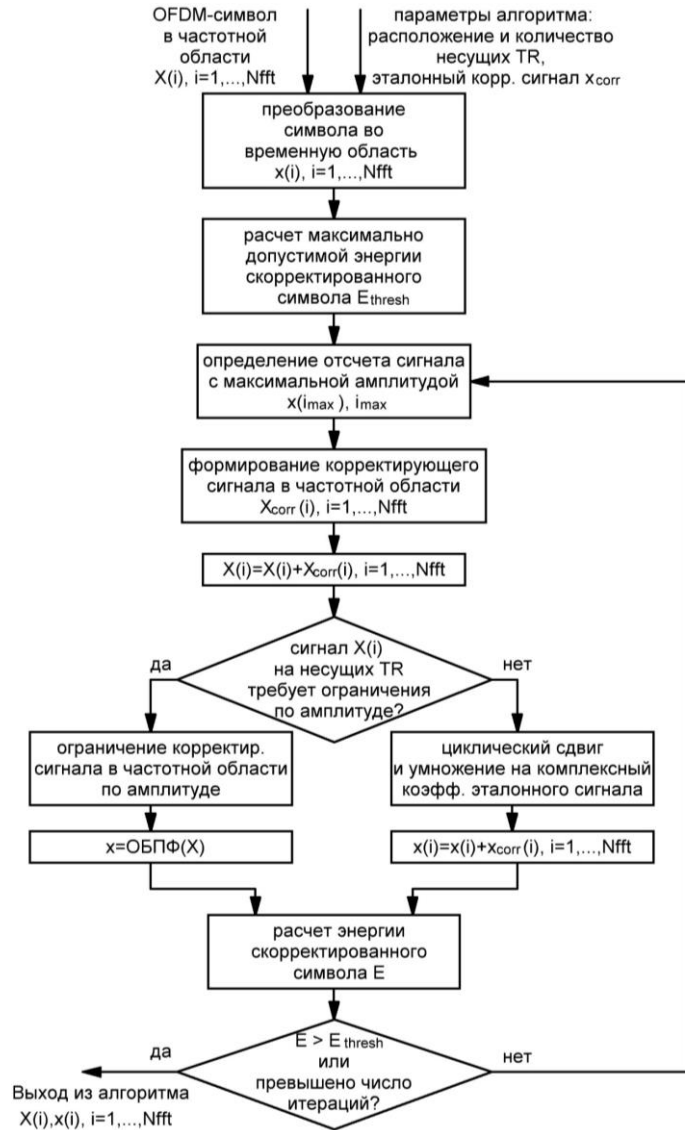


Рис. 6. Блок-схема модифицированного алгоритма TR

Блок схема алгоритма, реализующего модифицированный метод TR, приведена на рисунке 6. На вход алгоритма поступает OFDM-символ $X(k), k = 1, \dots, N_{FFT}$, в частотной области (в котором во все активные несущие,

кроме несущих TR, уже записаны необходимые значения) и необходимые параметры алгоритма TR: индексы несущих TR в полосе сигнала $ind_{TR_inband}^{(i)}$ и их количество N_{TR_inband} , где $i=1, \dots, N_{TR_inband}$,

индексы несущих TR вне полосы сигнала $ind_{TR_outband}^{(i)}$ где $i=1, \dots, 70$,

(первые 35 индексов внеполосных несущих соответствуют поднесущим слева от полосы сигнала, остальные – справа) и их количество $N_{TR_outband}$,

эталонный корректирующий сигнал x_{corr_etal} , представляющий собой ОБПФ

спектра X_{corr_etal} , определяемого как

$$X_{corr_etal} = \begin{cases} 1, & i \in ind_{TR_inband} \\ A_{outband}^{(36-i)} & i \in ind_{TR_outband}^{(k)}, k=1, \dots, 35 \\ A_{outband}^{(i-35)} & i \in ind_{TR_outband}^{(k)}, k=36, \dots, 70 \\ 0 & i \notin ind_{TR_inband}, i \notin ind_{TR_outband} \end{cases} \text{ при } (1)$$

Эталонный корректирующий сигнал при его использовании нормируется в частотной и временной области коэффициентом

$$K_{norm} = \max(|x_{corr}|), \quad (2)$$

чтобы обеспечить единичную амплитуду корректирующего сигнала во временной области.

При инициализации алгоритма осуществляется отображение OFDM-символа во временную область и производится расчет предельной энергии символа, при которой итерационный процесс должен быть прекращен:

$$E_{thresh} = E \frac{1.1}{1 - \frac{N_{TR_inband}}{N_A}}, \quad (3)$$

где E - энергия символа до применения алгоритма TR, $\frac{N_{TR_inband}}{N_A}$ - доля несущих TR в полосе сигнала от общего числа активных несущих. Таким

образом, энергия символа после применения модифицированного алгоритма TR не может превышать энергию исходного символа (при условии, что несущие TR в полосе сигнала используются как информационные) более, чем на 10%. Фактически, это означает, что реальный пик-фактор символа OFDM после применения TR будет на $10 \log(1.1)=0,41$ дБ хуже, чем рассчитанный напрямую из-за того, что энергия символа увеличилась, и, как следствие, ужесточились требования к линейности УМ. Это обстоятельство будет учтено при оценке достигнутого в результате использования метода уровня пик-фактора.

Далее начинается итерационный процесс. При каждой итерации осуществляются следующие операции:

1. Поиск отчета OFDM-сигнала с максимальной амплитудой. Определяется его индекс i_{\max} .

2. Формируется корректирующий сигнал в частотной области. Поскольку корректирующий сигнал во временной области должен иметь максимальное по амплитуде значение на отсчете i_{\max} , воспользуемся свойством дискретного

преобразования Фурье о связи сдвига сигнала на m отсчетов во временной области и его изменением в частотной области:

$$x(n-m) \Leftrightarrow X(k)e^{-j2\pi \frac{km}{N}}.$$

С учетом этого свойства корректирующий сигнал в частотной области запишем как

$$X_{corr}(k) = \begin{cases} -\frac{K_{iter}}{K_{norm}} \arg(x(i_{\max})) \cdot \exp\left[-j2\pi \frac{(k-1)(i_{\max}-1)}{N_{FFT}}\right], & k \in ind_{TR_inband} \\ -\frac{K_{iter}}{K_{norm}} A_{outband}(k) \cdot \arg(x(i_{\max})) \cdot \exp\left[-j2\pi \frac{(k-1)(i_{\max}-1)}{N_{FFT}}\right], & k \in ind_{TR_outband} \\ 0, & k \notin ind_{TR_inband}, k \notin ind_{TR_outband} \end{cases} \quad (4)$$

Коэффициент K_{iter} определяет скорость сходимости итерационного процесса. Если величина коэффициента K_{iter} выбрана слишком малой, то выполнение алгоритма занимает недопустимо большое время, если слишком большой – падает эффективность алгоритма. Поэтому K_{iter} выбирается для каждого режима исходя из условия, что среднее число итераций при отсутствии ограничения по количеству допустимых итераций не должно превышать 500. Экспериментально установлено, что дальнейшее снижение коэффициента не приводит к ощутимому выигрышу в уровне пик-фактора.

3. Осуществляется суммирование

$$X(k) = X(k) + X_{corr}(k), k = 1, \dots, N_{FFT}.$$

4. Если на несущих TR в пределах полосы сигнала X амплитуда превышает 3 максимальных по сигнальному созвездию амплитуды, осуществляется ограничение амплитуды до этого уровня, фаза не изменяется. Если на внеполосных несущих TR сигнала X амплитуда превышает значение $A_{outband}$, осуществляется ограничение амплитуды до уровня $A_{outband}$, фаза не изменяется.

5. Если хотя бы в одной предшествующей итерации было осуществлено ограничение, то использовать эталонный корректирующий сигнал нельзя, поэтому преобразование символа во временную область осуществляется посредством ОБПФ вектора X .

6. Если ограничение не осуществлялось, то сигнал переводится во временную область следующим образом:

$$x(k) = x(k) - \frac{K_{iter}}{K_{norm}} \arg(x(i_{\max})) \cdot x'_{corr_etal}(k), k = 1, \dots, N_{FFT}, \quad (5)$$

где x'_{corr_etal} представляет собой циклически сдвинутый на i_{\max} отсчетов сигнал x_{corr_etal} .

7. Осуществляется расчет энергии скорректированного сигнала E .
8. Если $E \leq E_{thresh}$ или превышено количество допустимых итераций, то итеративный процесс прекращается. В противном случае возвращаемся к пункту 1.

Результаты моделирования

Моделирование проведено на модели передатчика системы РАВИС второго поколения, разработанной в среде MATLAB. Результаты моделирования приведены в таблицах 3-5 при 2.5, 5 и 7.5 процентов резервированных несущих от общего числа активных несущих. Значения 2.5% и 5% выбраны по причине относительно узких полос сигнала по сравнению с DVB-T2, где выделяется не более 1.5% полосы для резервированных несущих. Моделирование для 7.5% процентов проведено скорее из исследовательских, чем практических соображений. Гамма-процентный пик-фактор ($\gamma=0,999$) определен на основании 20500 случайно сгенерированных OFDM-символов, полностью соответствующих стандарту РАВИС. K_{iter} изменяется динамически от символа к символу, обеспечивая среднее число итераций по символам, равное 500, в пределах символа не изменяется. Пик-фактор исходного сигнала для различных режимов принимает значения от 11 до 12.2 дБ.

Для сравнения в таблицы 3-5 включены результаты моделирования метода селективных отображений (SLM – SeLective Mapping) с 64, 512 и 1024 отображениями соответственно.

Таблица 3. Результаты моделирования алгоритма TR 2.5% применительно к системе РАВИС

| Ширина полосы сигнала, кГц | | 100 | 200 | 250 | 500 | 750 | 1000 |
|------------------------------------|----------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| Число несущих TR в полосе | | 5 | 10 | 13 | 27 | 40 | 54 |
| Пик-фактор при модуляции QPSK, дБ | TR | 9.13 | 8.57 | 8.34 | 8.14 | 7.78 | 7.82 |
| | модификация TR | 7.73 | 7.58 | 7.57 | 7.56 | 7.60 | 7.59 |
| | выигрыш | 1.40 | 0.99 | 0.77 | 0.58 | 0.18 | 0.23 |
| | SLM 64 | 7.46 | 7.96 | 8.14 | 8.59 | 8.81 | 8.95 |
| Пик-фактор при модуляции 16QAM, дБ | TR | 9.24 | 8.82 | 8.45 | 7.99 | 7.91 | 7.77 |
| | модификация TR | 7.74 | 7.59 | 8.00 | 7.57 | 7.62 | 7.60 |
| | выигрыш | 1.50 | 1.23 | 0.45 | 0.42 | 0.29 | 0.17 |
| | SLM 64 | 7.46 | 8.01 | 8.14 | 8.60 | 8.79 | 8.94 |
| Пик-фактор при модуляции 64QAM, дБ | TR | 9.11 | 8.76 | 8.25 | 7.94 | 7.90 | 7.78 |
| | модификация TR | 7.72 | 7.55 | 7.58 | 7.56 | 7.61 | 7.61 |
| | выигрыш | 1.39 | 1.21 | 0.67 | 0.38 | 0.29 | 0.17 |
| | SLM 64 | 7.46 | 7.96 | 8.12 | 8.63 | 8.78 | 8.93 |

Таблица 4. Результаты моделирования алгоритма TR 5% применительно к системе РАВИС

| Ширина полосы сигнала, кГц | | 100 | 200 | 250 | 500 | 750 | 1000 |
|------------------------------------|----------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| Число несущих TR в полосе | | 10 | 21 | 26 | 54 | 81 | 109 |
| Пик-фактор при модуляции QPSK, дБ | TR | 8.11 | 7.52 | 7.25 | 7.20 | 7.22 | 7.30 |
| | модификация TR | 7.38 | 6.91 | 6.82 | 6.65 | 6.69 | 6.70 |
| | выигрыш | 0.73 | 0.61 | 0.43 | 0.55 | 0.53 | 0.60 |
| | SLM 512 | 7.08 | 7.51 | 7.67 | 8.16 | 8.40 | 8.55 |
| Пик-фактор при модуляции 16QAM, дБ | TR | 7.91 | 7.52 | 7.30 | 7.20 | 7.33 | 7.30 |
| | модификация TR | 7.31 | 6.88 | 6.80 | 6.67 | 6.67 | 6.69 |
| | выигрыш | 0.60 | 0.64 | 0.50 | 0.53 | 0.66 | 0.61 |
| | SLM 512 | 7.10 | 7.52 | 7.68 | 8.15 | 8.38 | 8.55 |
| Пик-фактор при модуляции 64QAM, дБ | TR | 7.96 | 7.40 | 7.29 | 7.20 | 7.31 | 7.33 |
| | модификация TR | 7.31 | 6.89 | 6.80 | 6.65 | 6.67 | 6.70 |
| | выигрыш | 0.65 | 0.51 | 0.49 | 0.65 | 0.64 | 0.63 |
| | SLM 512 | 7.06 | 7.52 | 7.67 | 8.16 | 8.39 | 8.54 |

Таблица 5. Результаты моделирования алгоритма TR 7.5% применительно к системе РАВИС

| Ширина полосы сигнала, кГц | | 100 | 200 | 250 | 500 | 750 | 1000 |
|------------------------------------|----------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| Число несущих TR в полосе | | 10 | 21 | 26 | 54 | 81 | 109 |
| Пик-фактор при модуляции QPSK, дБ | TR | 7.11 | 6.91 | 6.89 | 7.19 | 7.31 | 7.52 |
| | модификация TR | 7.10 | 6.61 | 6.49 | 6.23 | 6.16 | 6.18 |
| | выигрыш | 0.01 | 0.30 | 0.40 | 0.96 | 1.15 | 1.34 |
| | SLM 1024 | 6.81 | 7.37 | 7.55 | 8.05 | 8.31 | 8.46 |
| Пик-фактор при модуляции 16QAM, дБ | TR | 7.12 | 6.93 | 6.94 | 7.23 | 7.32 | 7.55 |
| | модификация TR | 7.10 | 6.63 | 6.51 | 6.25 | 6.15 | 6.16 |
| | выигрыш | 0.02 | 0.30 | 0.43 | 0.98 | 1.17 | 1.39 |
| | SLM 1024 | 6.80 | 7.39 | 7.57 | 8.07 | 8.30 | 8.46 |
| Пик-фактор при модуляции 64QAM, дБ | TR | 7.12 | 6.90 | 6.91 | 7.22 | 7.30 | 7.53 |
| | модификация TR | 7.12 | 6.60 | 6.51 | 6.24 | 6.16 | 6.17 |
| | выигрыш | 0 | 0.30 | 0.40 | 0.98 | 1.14 | 1.36 |
| | SLM 1024 | 6.83 | 7.39 | 7.58 | 8.07 | 8.30 | 8.45 |

На рисунках 7-9 изображены комплементарные интегральные функции распределения (CCDF – complementary cumulative distribution function), показывающие, с какой вероятностью пик-фактор случайно взятого одного OFDM-символа превысит какое-либо значение. Эти функции позволяют наиболее полно описать статистические свойства OFDM-сигнала с точки зрения его пик-фактора.

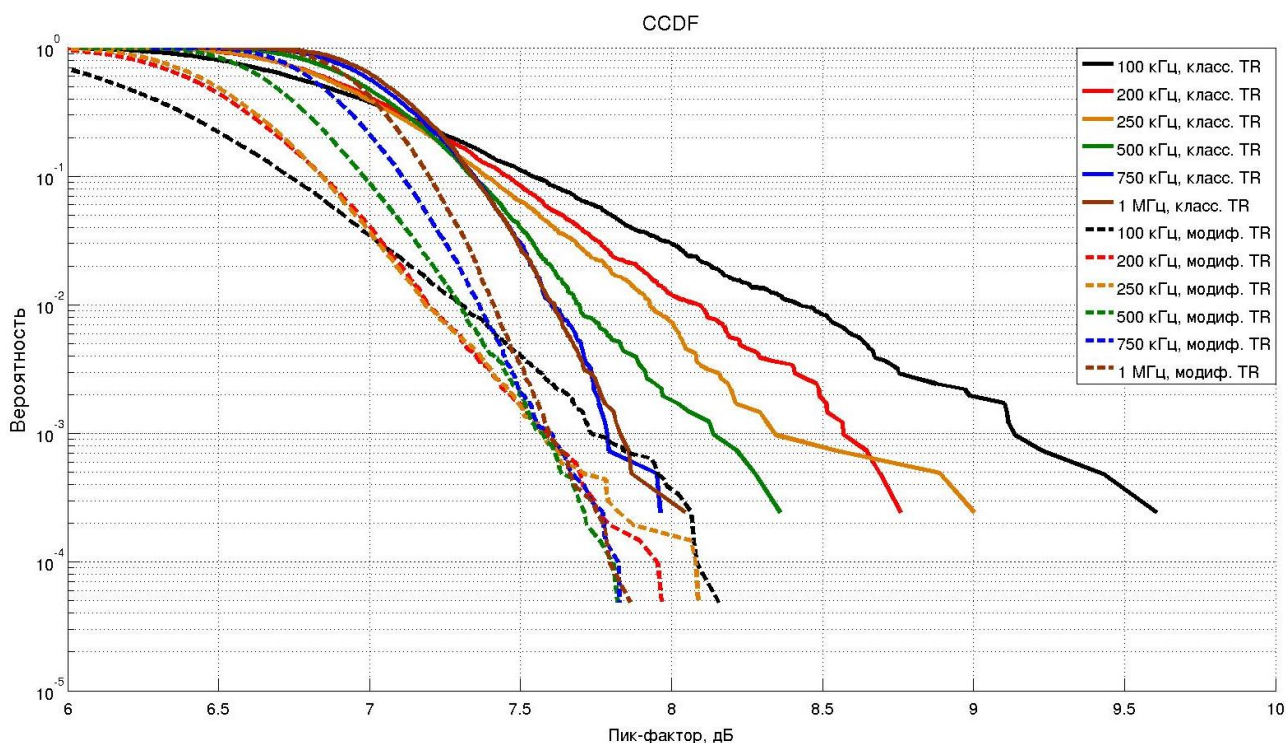


Рис. 7. CCDF сигнала РАВИС после применения классического и модифицированного метода TR 2.5 % (модуляция QPSK)

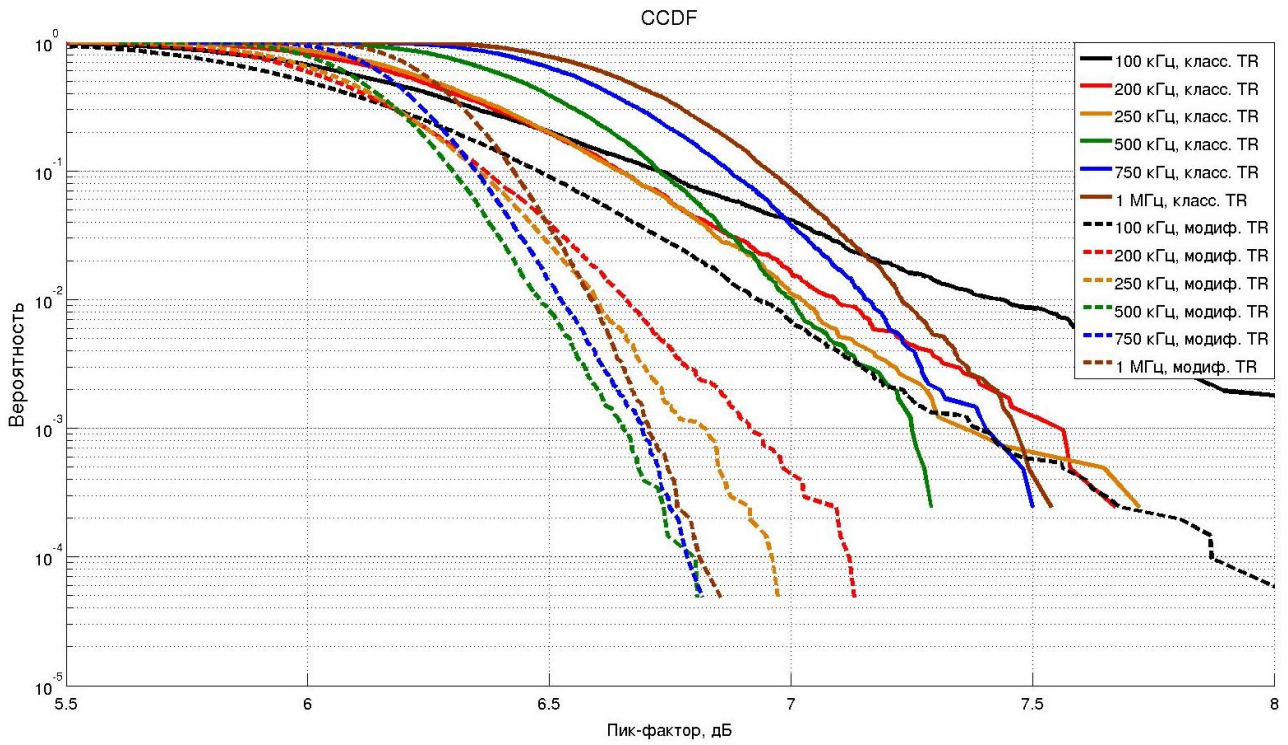


Рис. 8. CCDF сигнала РАВИС после применения классического и модифицированного метода TR 5 % (модуляция QPSK)

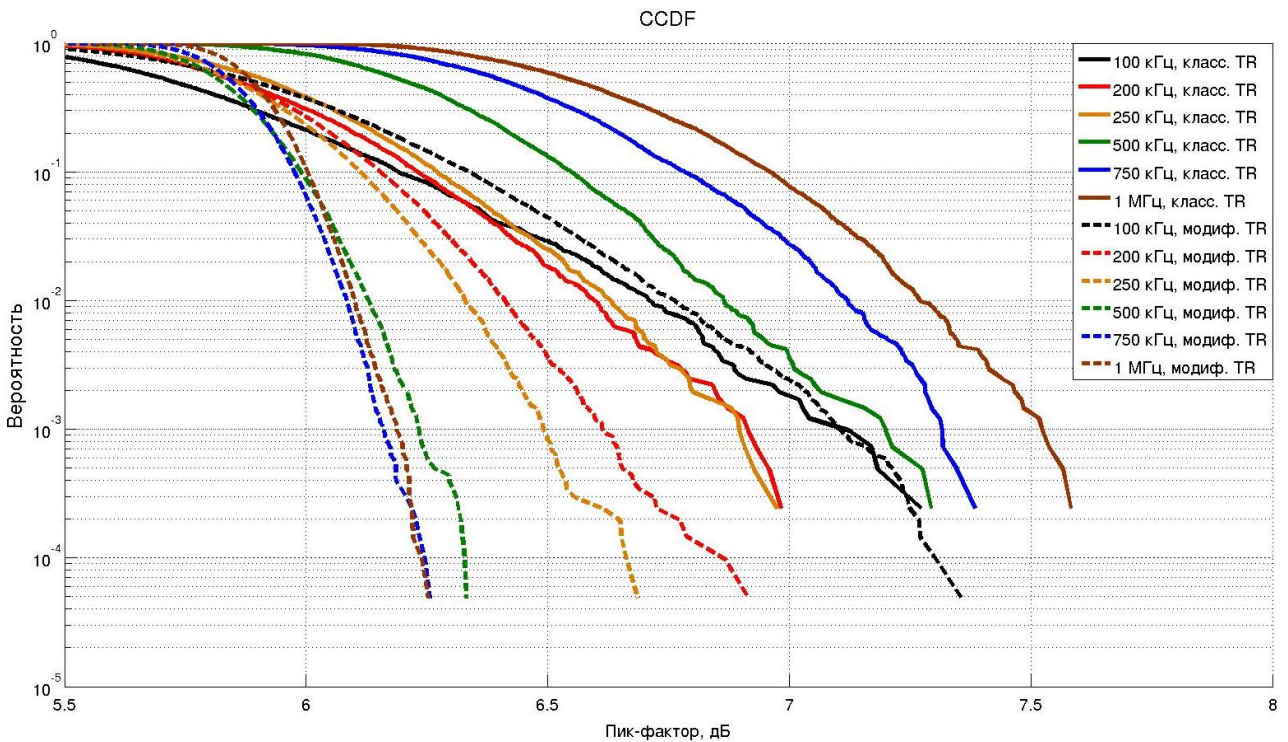


Рис. 9. CCDF сигнала РАВИС после применения классического и модифицированного метода TR 7.5 % (модуляция QPSK)

Для того, чтобы подтвердить соответствие требованиям электромагнитной совместимости, приведено сравнение спектральной плотности мощности с

применением классического метода резервирования тона (рис. 10 сверху) и с применением предложенного метода резервирования тона (рис. 10 снизу). Штриховой линией обозначена маска огибающей внеполосного излучения.

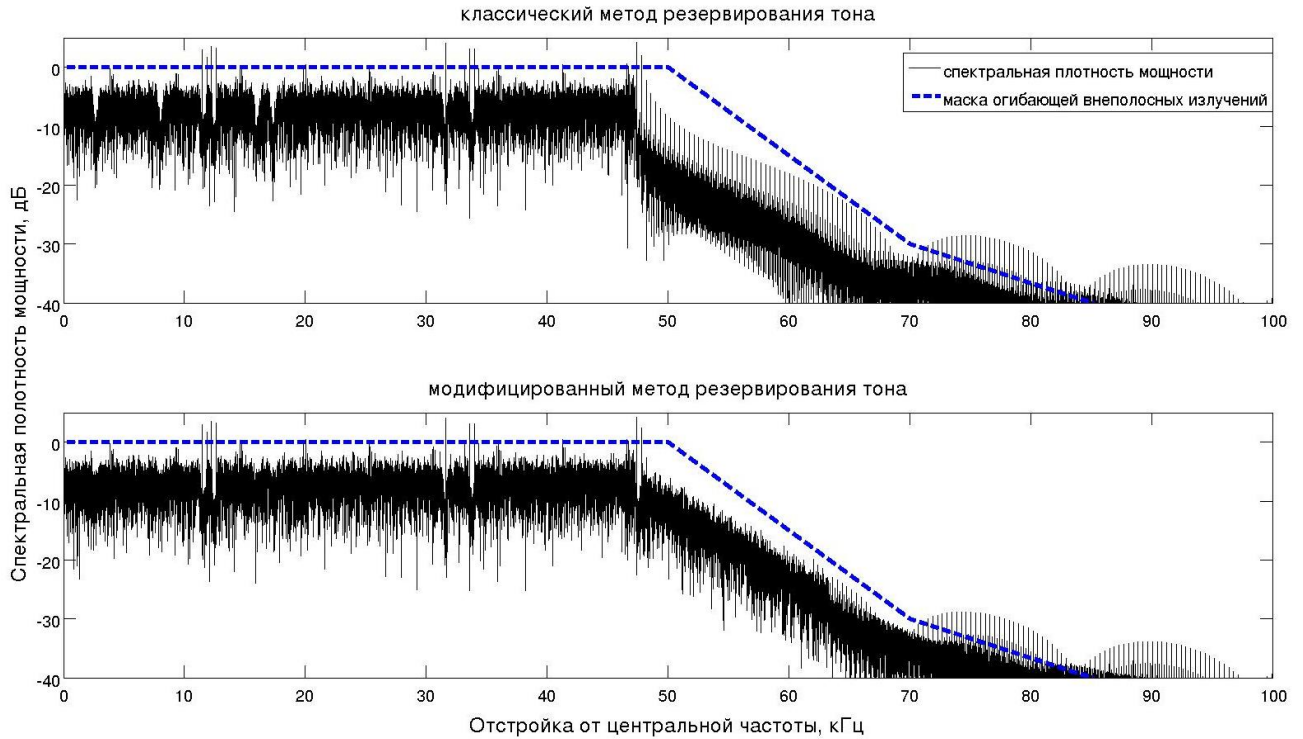


Рис. 10. Спектральная плотность мощности OFDM сигнала (полоса сигнала 100 кГц)

Спектральная плотность мощности построена следующим образом:

1. Формируется 41 реализация OFDM-сигнала длиной в 100 OFDM-символов.
2. Каждая реализация умножается на окно вида «приподнятый косинус», которое задается во временной области как

$$W(n) = \begin{cases} 1 - \cos\left[\frac{\pi(n-1)}{2N_w}\right] & n \in [1; N_w] \\ 1 & \text{при } n \in [N_w + 1; N - N_w] \\ \cos\left[\frac{\pi(n - N + N_w)}{2N_w}\right] & n \in [N - N_w + 1; N] \end{cases} \quad (6)$$

где $N = 100 \cdot N_{FFT}$, $N_w = \frac{N_{FFT}}{8}$, N_{FFT} – длительность

передискретизированного OFDM-символа в отсчетах, и осуществляется БПФ полученного произведения.

3. Спектральная плотность мощности OFDM сигнала строится по огибающей спектральных плотностей мощности для всех реализаций сигнала.

Из рисунка видно, что требования по электромагнитной совместимости вследствие применения предложенного метода не нарушаются.

Выводы

Результаты моделирования показывают, что модифицированный метод резервирования тона позволяет снизить пик-фактор относительно классического метода резервирования тона на дополнительные 1.50, 1.23, 0.77, 0.58, 0.29, 0.23 дБ при 2.5% несущих, выделенных для TR, и на 0.73, 0.64, 0.50, 0.65, 0.66, 0.63 дБ при 5% несущих, выделенных для TR, при ширине полосы сигнала 100, 200, 250, 500, 750 и 1000 кГц соответственно.

Если рассматривать только режимы с малой шириной полосы сигнала (для которых метод и был разработан), фактический выигрыш по пик-фактору от использования предложенного метода составит от 0.99 до 1.50 дБ при 2.5% несущих, выделенных для TR, и от 0.51 до 0.73 дБ при 5% несущих, выделенных для TR.

Реально достигнутые уровни пик-фактора с $\gamma=0.999$ по всем режимам составляют от 7.56 до 7.74 дБ при 2.5% несущих, выделенных для TR, и от 6.65 до 7.38 дБ при 5% несущих, выделенных для TR.

Как видно из таблиц 3-5, предложенный модифицированный метод способен конкурировать в узком канале даже с методом селективных отображений. Так, при 100 кГц канале он дает пик-фактор в среднем на 0.3 дБ хуже, чем SLM, однако при 200 кГц канале он лучше на 0.4-0.9 дБ в зависимости от процента резервированных несущих. При более широкой полосе сигнала модифицированный TR показывает существенно лучшие результаты, чем SLM.

Сравнивать предложенный метод с методом активного расширения созвездия нецелесообразно, поскольку тот дает существенно худшие результаты при использовании сигнальных созвездий высоких порядков (16QAM, 64 QAM).

Таким образом, предложенный модифицированный метод резервирования тона позволяет существенно снизить значение пик-фактора при неизменных затратах полосы на несущие TR. Единственным недостатком данного метода являются более жесткие требования к усилителю мощности в части внеполосных излучений, поскольку запас по спектральной плотности мощности относительно маски огибающей внеполосных излучений, имеющийся в пределах 20 кГц слева и справа от основной части OFDM спектра частично израсходован на внеполосные несущие TR. Данный недостаток нивелируется тем фактом, что реальные усилители даже при отсутствии внеполосных несущих TR требуют ограничения внеполосного излучения вещательными фильтрами высокой мощности, а так же тем фактом, что в результате того, что пик-фактор сигнала снижается, снижается и уровень интермодуляционных помех (в том числе и внеполосных).

Литература

1. ETSI ES 201 980 V3.2.1. Digital Radio Mondiale (DRM); System Specification. 2009-08.
2. ГОСТ Р 54309-2011. Аудиовизуальная информационная система реального времени (РАВИС). Процессы формирования кадровой структуры, канального кодирования и модуляции для системы цифрового наземного узкополосного радиовещания в ОВЧ диапазоне. Технические условия.
3. ETSI EN 302 755 V1.4.1. Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2). 2015-07.
4. Jian Song, Chao Zhang. Technical Review on DTMB-Advanced (DTMB-A) Standard. // International Conference on Engineering and Telecommunication. 2016. 29-30 Nov. P.128 – 133.
5. Дворкович А.В., Дворкович В.П., Иртюга В.А., Митягин К.С. Стандарт цифрового мультимедийного вещания РАВИС 2.0 // Цифровая обработка сигналов и ее применение.: Докл. 19 Междун. конф. (DSPA-2017, Москва, 29-31 марта 2017 г.). – М.: 2017. – Выпуск XIX-1. – С. 222-225.

6. J. Tellado, “Peak to average power reduction for multicarrier modulation”, Ph.D. Thesis, Stanford University, Stanford, USA, 2000.
7. B. S. Krongold and D. L. Jones. PAR reduction in OFDM via active constellation extension. // IEEE Trans. Broadcast. Vol. 3. 2003. Sept. P.258–268
8. Федоров В. К.. Стандарты цифрового телевидения первого поколения – М.: ДМК Пресс, 2015. – С. 76.
9. ГОСТ Р 55686-2013. Аудиовизуальная информационная система реального времени (РАВИС). Цифровой модулятор. Основные параметры и технические требования.

Ссылка на статью:

А. С. Левченко, К. С. Митягин. Модифицированный метод резервирования тона для OFDM сигнала с малым числом несущих. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2017. №6. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jun17/9/text.pdf>