

СНИЖЕНИЕ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ РАДИОКАНАЛА UMTS ПРИ УМЕНЬШЕНИИ РАЗНОСА ЧАСТОТ СОСЕДНИХ КАНАЛОВ

Р.С. Аверьянов, директор по производственной деятельности ООО «НСТТ», roman3178823@gmail.com;

А.О. Шорин, технический директор ООО «НСТТ», as@nirit.org

УДК 621.391

Аннотация. Выполнен анализ снижения производительности сети стандарта UMTS при уменьшении разноса частот соседних каналов. Установлено, что наибольшей чувствительностью к сокращению частотного разноса обладают соединения, использующие модуляцию QAM-64. Установлены конкретные показатели потерь производительности для соединений с модуляцией QPSK, QAM-16 и QAM-64. Показано, что речевые соединения (модуляция QPSK) не чувствительны к сближению соседних каналов UMTS до уровня 4,4 МГц, умеренными для них остаются потери при разноре 4,2 МГц, а для 4 МГц потери производительности могут превышать 10%.

Ключевые слова: сотовые сети UMTS; модуляция, QPSK; QAM; частотные каналы; частотный разнос каналов; производительность радиоканала.

PERFORMANCE DEGRADATION OF UMTS RADIO CHANNEL WITH DECREASING FREQUENCY SPACING OF ADJACENT CHANNELS

Roman Averyanov, production director of LLC "NXTT";

Alexander Shorin, technical director of LLC "NXTT"

Annotation. The analysis of performance for UMTS networks while reducing the frequency spacing of adjacent channels. It was found that the greatest sensitivity to a reduction in frequency separation have connections that use QAM-64 modulation. Specific indicators of performance for connections with modulation QPSK, QAM-16 and QAM-64 were set. It is shown that a speech connection (QPSK) is not sensitive to the convergence of the adjacent channels UMTS to the level of 4,4 MHz, reasonable for them to remain the loss in spacing of 4,2 MHz, and 4 MHz, performance loss can exceed 10%.

Keywords: UMTS cellular networks; modulation; QPSK; QAM; frequency channels; frequency channel spacing; radio channel performance.

Введение

Производительность сотовой сети связи является ключевым показателем эффективности ее работы и предопределяется непосредственно шириной полосы используемого радиоканала. Поэтому с повсеместным и массовым развитием сотовых сетей возникла острая конкуренция за спектральные ресурсы [1]. Все активнее прикладываются усилия по изысканию способов сокращения защитных спектральных полос, используемых для обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) как внутри систем [2-7], так и между различными системами [8-12]. Одновременно с этим, конечно, происходит поиск и разработка усовершенствованных методов использования ресурса и самого рабочего канала [5-7, 13-16].

В связи с этим, на современном этапе оформились два подхода к организации радиосвязи в сотовых сетях. Первый из них ориентируется на множественный доступ, построенный на базе сигналов с кодовым разделением, а второй – на множественный доступ, построенный на базе сигналов, состоящих из множества поднесущих. Первый подход послужил основой для стандарта UMTS, а второй – для серии стандартов LTE. У каждого из указанных подходов есть свои преимущества и свои недостатки.

Сети LTE более чувствительны к ошибкам синхронизации по частоте, требуют более значительных защитных интервалов по частоте [8-12], но зато более устойчивы к ошибкам синхронизации по задержке и к условиям многолучевого распространения.

Сети UMTS более устойчивы к ошибкам синхронизации по частоте и требуют меньших защитных полос между соседними частотными каналами. Поэтому вопрос о возможном сокращении защитных полос между соседними каналами UMTS важен еще и потому, что он, в определенном смысле, устанавливает потенциальные границы для современных технологий спектрального уплотнения при спектральном планировании.

В материале статьи «Особенности организации цифровой обработки сигналов в сети UMTS, препятствующие уменьшению разноса рабочих частот» авторами уже была подробно рассмотрена технология цифрового формирования сигналов сети UMTS и обозначены общие проблемы ЭМС на соседних каналах UMTS. Здесь более подробно будут рассмотрены вопросы цифровой обработки на приеме, конкретные аспекты, связанные с нагрузкой в каналах и то, как характеристики защитных полос в условиях одного и двух соседних каналов могут сказываться на предельной пропускной способности выделенного канала UMTS.

Обработка в цифровом приемнике

На рис. 1 показана блок-схема организации работы приемного тракта с цифровой обработкой сигнала для абонентской станции сети UMTS (линия Down). В линиях Up организация отличается лишь тем, что сигналы абонентов складываются в эфире, а прием на базовой станции может происходить в разнесенном по поляризации и пространству режиме. Но эти обстоятельства не изменяют частотно-селективные свойства каналов и, следовательно, не могут существенно изменить результаты оценки ЭМС для соседних частот.

На рис. 1 представлена организация приемного тракта на абонентской станции UMTS. Светло-голубым цветом на рис. 1 показаны те фрагменты обработки, которых мы будем касаться в изложении. Основное внимание при этом будет уделяться блоку согласованной фильтрации формирующих импульсов и схеме синхронизации по такту. Они помечены красным цветом шрифта и голубым фоном.

На рис. 2 представлено: а) спектры групповых сигналов соседних частот UMTS на передаче; б) спектр после фильтрации частотного канала на приеме.

В передающем тракте базовой станции после прохождения через сглаживающий аналоговый фильтр групповой сигнал переносится на поднесущую и складывается с групповыми сигналами других частотных каналов, поддерживаемых сотой UMTS. В результате общий спектр сигнала, поступающего на передачу, оказывается таким, как показано на рис. 2а. Здесь ΔF обозначает разнос соседних частот в сети UMTS.

На приеме совокупный сигнал нескольких частот переносится на промежуточную частоту, после чего, с помощью полосовых фильтров, с характеристиками подобными сглаживающему фильтру передатчика, выделяется та часть спектра, которая соответствует одному из частотных каналов. На рис. 2б показан результат такой обработки для «центрального» частотного канала. Для односторонней полосы пропускания полосовых фильтров будем использовать обозначение F_F . Следует заметить, что, так как частота дискретизации, а следовательно, и полоса аналогового фильтра, в несколько раз превышают ширину спектра отдельного частотного канала, то области взаимных перекрытий сохраняются практически без изменения. Борьба с помехами от соседних частот полностью возлагается на модуль цифровой согласованной фильтрации.

Прием

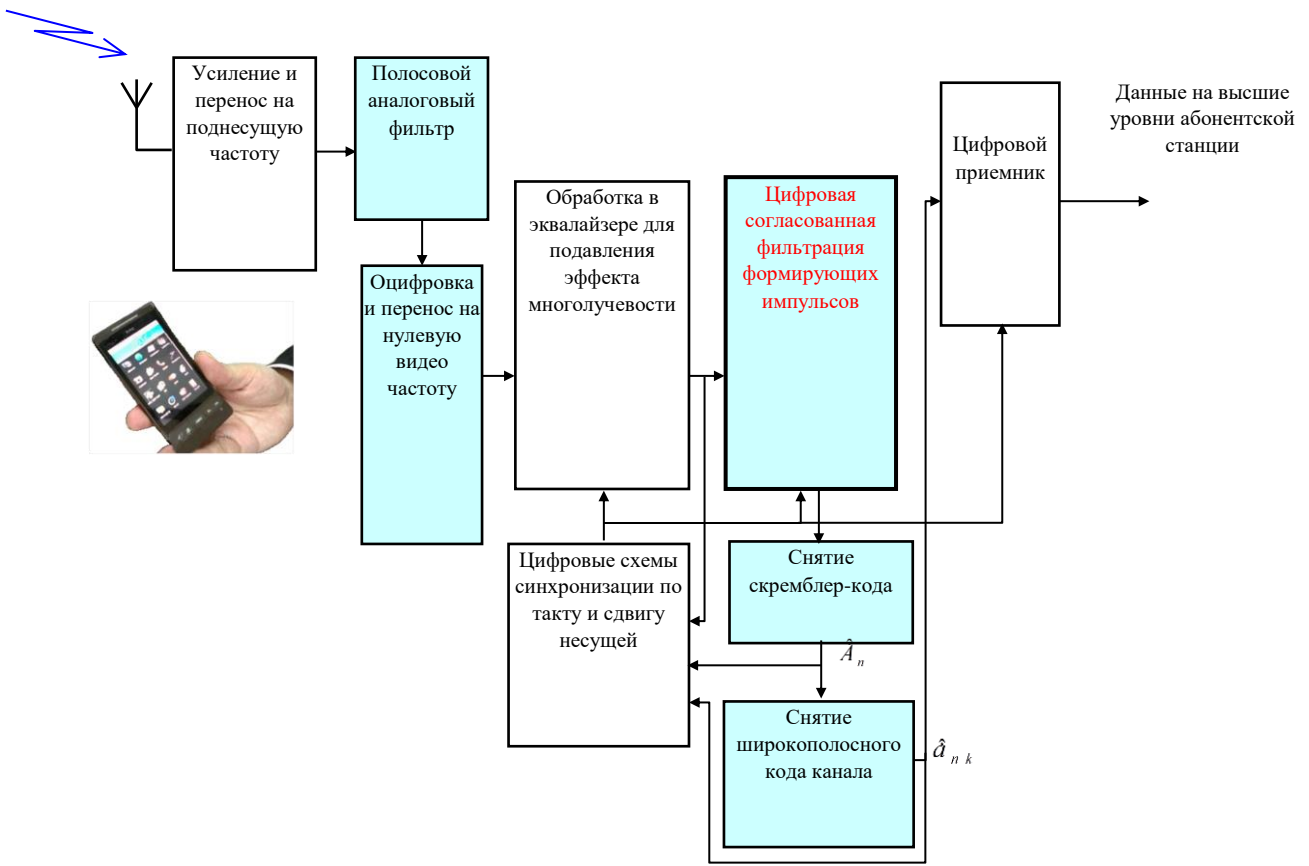


Рисунок 1.

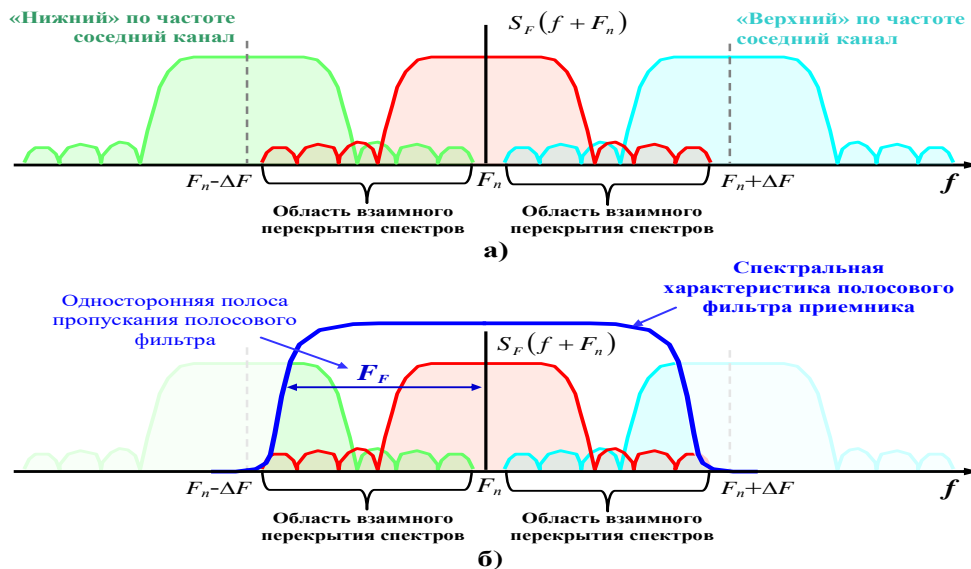


Рисунок 2.

После фильтрации принятый сигнал переносят на нулевую видеочастоту и оцифровывают. В результате спектр сигнала, представленный на рис. 2б, трансформируется в периодический с повторением формы в позициях со сдвигами кратными частоте стробирования

приемника F_{dR} .

На рис. 3 представлено: а) спектр группового сигнала UMTS после стробирования в цифровом приемнике; б) спектр цифрового согласованного фильтра.

Далее сигнал поступает на вход цифрового согласованного фильтра, спектральная характеристика которого показана на рис. 3б. Как можно видеть, периоды повторения спектра и характеристики цифрового фильтра совпадают. Объясняется это тем, что в приемнике используется одна и та же частота F_{dR} для оцифровки и в блоке согласованной фильтрации. Поэтому согласованный прием можно исследовать, выбрав только фрагмент, выделенный рамкой на рис. 3.

Полезная и мешающая компоненты на выходе блока цифровой согласованной фильтрации возникают при обработке сигналов основного (рис. 4а) и соседних (рис. 4б) частотных каналов.

Используя то, что при согласованной обработке спектры перемножаются, а также равенство Парсеваля, запишем соотношения для мощности полезного сигнала и уровней мешающих компонент, возникающих из-за проникновения соседних частотных каналов.

На рис 4. показано возникновение полезной и мешающих компонент после цифровой согласованной фильтрации в приемнике.

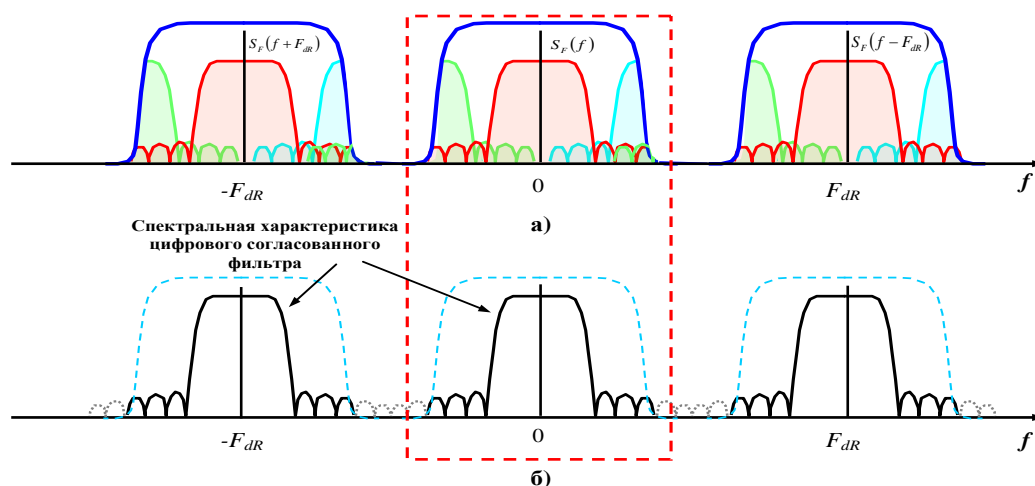


Рисунок 3.

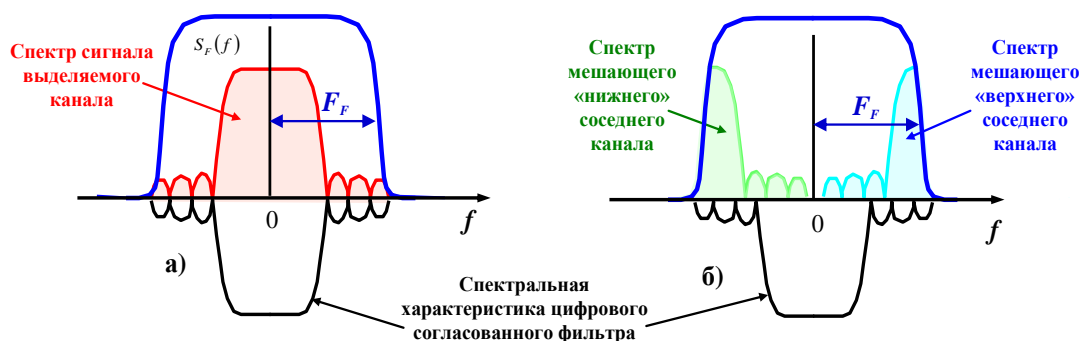


Рисунок 4.

В результате, с точностью до отбрасываемых компонент МСИ, для среднего уровня

полезной составляющей, наблюдаемой на выходе схемы согласованной фильтрации, получим:

$$P_s = \left\langle a_{nk}^2 \left| \int_{-F_F}^{F_F} |S_{pR}(f)|^2 df \right|^2 \right\rangle = P_{0k} \left(\int_{-F_F}^{F_F} |S_{pR}(f)|^2 df \right)^2, \quad (1)$$

где: F_F – односторонняя полоса пропускания аналогового полосового фильтра приемника, a_{nk} ($n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$) – комплексные символы квадратурной информационной последовательности k -го абонентского канала, рассматриваемого в качестве полезного, $S_{pR}(f)$ – спектр ограниченного по длительности формирующего импульса, $P_{0k} = \langle a_{nk}^2 \rangle$ – средний уровень сигнальных отсчетов, $\langle \cdot \rangle$ – обозначает операцию усреднения.

Соответственно, уровень помех, формируемых соседним «верхним» частотным каналом в тактовых отсчетах, будет:

$$\begin{aligned} P_J^U &= \left\langle \left| \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \dot{A}_n^U \int_{-F_F}^{F_F} S_{pR}(f) \cdot S_{pR}(f - \Delta F) e^{-j2\pi f nT} df \right|^2 \right\rangle = P_G^U \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left| \int_{-F_F}^{F_F} S_{pR}(f) \cdot S_{pR}(f - \Delta F) e^{-j2\pi f nT} df \right|^2 = \\ &= P_G^U \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_{pR}^2(nT) \approx P_G^U \cdot \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} J_{pR}^2(t) dt = P_G^U \cdot \frac{1}{T} \int_{-F_F}^{F_F} |S_{pR}(f) \cdot S_{pR}(f - \Delta F)|^2 df, \end{aligned} \quad (2)$$

где: \dot{A}_n^U ($n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$) – последовательность комплексных отсчетов группового сигнала в «верхнем» соседнем частотном канале, $P_G^U = \langle |\dot{A}_n^U|^2 \rangle$ – средний уровень группового сигнала в «верхнем» канале, $J_{pR}(t)$ – помеховая компонента со спектром $S_{pR}(f) \cdot S_{pR}(f - \Delta F)$, ΔF – отстройка соседних частотных каналов. Приближенное равенство, использованное на предпоследнем шаге в (2), записано на основании того, что помеха $J_{pR}(t)$, в общем случае, не обладает свойством структурной привязки к тактовым отсчетам последовательности широкополосной модуляции. Поэтому ее уровень в тактовых отсчетах можно рассчитать по значению средней мощности. Исключение возникает только в тех случаях, когда отстройка ΔF становится близкой к тактовой частоте $F=3,84$ МГц. Например, $\Delta F=3,8$ МГц (дополнительный анализ показал, что эффективный уровень помехи при этом возрастает на 2,3 дБ, при $T_w = 7T$) или $\Delta F=4$ МГц (дополнительный анализ показал, что при этом уровень возрастает на 1,1 дБ, при $T_w = 7T$). Для таких случаев в (2) следует ввести корректирующие множители α_{cr} .

Аналогичный расчет для «нижней» частоты, выполненный с учетом симметричности спектра $S_{pR}(f)$, показывает, что она формирует помеху уровня

$$P_J^D \approx P_G^D \cdot \frac{1}{T} \int_{-F_F}^{F_F} |S_{pR}(f) \cdot S_{pR}(f + \Delta F)|^2 df = P_G^D \cdot \frac{1}{T} \int_{-F_F}^{F_F} |S_{pR}(f) \cdot S_{pR}(f - \Delta F)|^2 df, \quad \text{где } P_G^D \text{ – уровень}$$

группового сигнала на этой частоте. Поэтому для случая двух соседних частотных каналов, с отстройками $\pm \Delta F$, общий уровень помехи будет:

$$P_J \approx (P_G^U + P_G^D) \cdot \frac{1}{T} \int_{-F_F}^{F_F} |S_{pR}(f) \cdot S_{pR}(f - \Delta F)|^2 df. \quad (3)$$

Наконец переходим к блокам «снятия скремблер кода» и «снятия широкополосного кода канала», показанным на рис. 1. Обработка в них приводит к тому, что уровень помехи (2) или (3) уменьшается в Sf_k раз. В результате, при предельных нагрузках, как уже отмечалось, достигаемый положительный эффект сводится к тому, что в (2-3) мощность группового сигнала

P_G^U и/или P_G^D заменяется на P_{0k} . Поэтому относительный уровень помех, формируемых при предельных нагрузках, в конечном представлении следует рассчитывать так:

$$IS_R(\Delta F) = \frac{\alpha_{cr}}{T} \int_{-F_F}^{F_F} |S_{pR}(f) \cdot S_{pR}(f - \Delta F)|^2 df \left/ \left(\int_{-F_F}^{F_F} |S_{pR}(f)|^2 df \right)^2 \right., \quad (4)$$

для одной соседней частоты, и

$$IS_R(\Delta F_U, \Delta F_D) = \frac{1}{T} \left(\alpha_{cr}^U \int_{-F_F}^{F_F} |S_{pR}(f) \cdot S_{pR}(f - \Delta F_U)|^2 df + \alpha_{cr}^D \int_{-F_F}^{F_F} |S_{pR}(f) \cdot S_{pR}(f - \Delta F_D)|^2 df \right) \left/ \left(\int_{-F_F}^{F_F} |S_{pR}(f)|^2 df \right)^2 \right. = \\ = \frac{2\alpha_{cr}}{T} \int_{-F_F}^{F_F} |S_{pR}(f) \cdot S_{pR}(f - \Delta F)|^2 df \left/ \left(\int_{-F_F}^{F_F} |S_{pR}(f)|^2 df \right)^2 \right., \text{ при } \Delta F_U = \Delta F_D = \Delta F, \quad (5)$$

для двух соседних частот. В (4-5) введены корректирующие множители α_{cr} , α_{cr}^U и α_{cr}^D , которые равны 1 кроме случаев, когда частотная отстройка равна 3,8 МГц ($\alpha_{cr}^* = 1,698$) или 4 МГц ($\alpha_{cr}^* = 1,288$).

Программа расчета взаимного влияния частот и оценка снижения емкости

Так как спектр $S_{pR}(f)$ имеет достаточно сложное аналитическое представление, анализ по (4-5) гораздо удобнее производить численно. Для этого была написана программа, которая при заданных: разnose частот (ΔF), длительности окна ограничения ($T_W/2T$) и полосе фильтра F_F , рассчитывает уровень помех, возникающих от соседних каналов UMTS. Ее рабочая форма показана на рис. 5.

На рис. 5 показана рабочая панель программы расчета взаимного влияния частотных каналов UMTS.

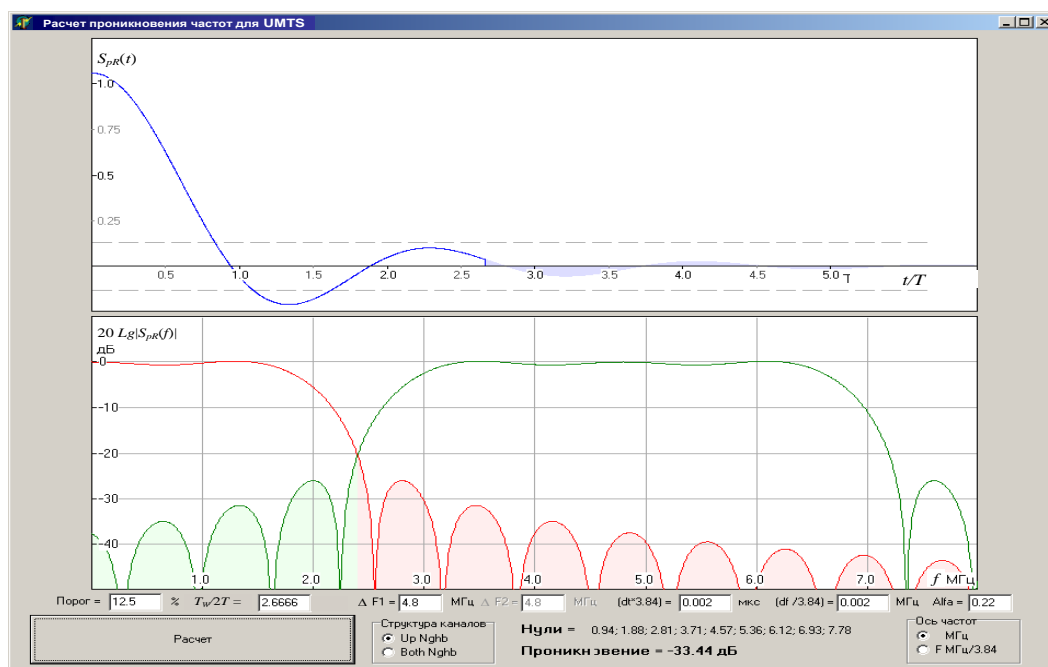


Рисунок 5.

Получаемых с помощью программы данных достаточно, чтобы определить относительную потерю емкости сети UMTS при сближении соседних частотных каналов. Для этого нужно только составить систему уравнений баланса мощностей и разрешить ее относительно неизвестных коэффициентов. Продемонстрируем методику на примере двух

частотных каналов. Прежде всего, выбираем в каждом из них линию, поддерживающую сервис с самой сложной модуляцией. Пусть на первой частоте это канал k_1 , а на второй – k_2 .

Тогда в условиях $\Delta F \rightarrow \infty$, при предельных нагрузках, уровень помех в канале k_1 должен достигать верхней допустимой границы $P_{I_1} = P_{s k1}/z_{k1}$, а в канале k_2 – границы $P_{I_2} = P_{s k2}/z_{k2}$. Здесь z_{k1}, z_{k2} – предельно допустимые уровни сигнал/шум для сервисов, поддерживаемых в каналах k_1, k_2 . При сближении частот возникнут взаимные помехи, что потребует снижения уровня групповых сигналов в β_1 и β_2 раз, соответственно. Уровень помех должен остаться прежним, только теперь с учетом взаимного влияния. Запишем уравнения баланса:

$$\begin{cases} P_{s k1}/z_{k1} = \beta_1 P_{s k1}/z_{k1} + P_{N_{k1}}(1 - \beta_1) + \beta_2 \frac{P_{G1}}{Sf_{k1}} \psi_{21} \cdot IS_R(\Delta F)_{21}, \\ P_{s k2}/z_{k2} = \beta_1 \frac{P_{G2}}{Sf_{k2}} \psi_{12} \cdot IS_R(\Delta F)_{12} + \beta_2 P_{s k2}/z_{k2} + P_{N_{k2}}(1 - \beta_2), \end{cases} \quad (6)$$

где: $IS_R(\Delta F)_{21}$ – уровень помехи, наводимой 2-й частотой в каналы 1-й, задаваемый г(5); аналогично, $IS_R(\Delta F)_{12}$ – наводимой 1-й частотой в каналы 2-й; $P_{G1, G2}$ – предельные мощности групповых сигналов на частоте 1, 2 при $\Delta F \rightarrow \infty$; $Sf_{k1, k2}$ – показатели расширения спектра в каналах k_1, k_2 ; $P_{N_{k1}, N_{k2}}$ – уровень собственных шумов в каналах k_1, k_2 ; $\psi_{21} = 1/\psi_{12} = P_{G2}/P_{G1}$ – отношение предельных мощностей трансляции, установленных для 2-й и 1-й частот. Учитывая, что при предельных нагрузках $\frac{P_{G1}}{Sf_{k1}} = P_{k1}$, $\frac{P_{G2}}{Sf_{k2}} = P_{k2}$, упрощаем (6):

$$\begin{cases} \beta_1 + \beta_2 \frac{z_{k1} \psi_{21}}{1 - \gamma_1} \cdot IS_R(\Delta F)_{21} = 1, \\ \beta_1 \frac{z_{k2} \psi_{12}}{1 - \gamma_2} \cdot IS_R(\Delta F)_{12} + \beta_2 = 1, \end{cases} \quad (7)$$

где: $\gamma_1 = P_{N_{k1}} z_{k1}/P_{s k1}$, $\gamma_2 = P_{N_{k2}} z_{k2}/P_{s k2}$ – отношение уровня собственных шумов к уровню внутриканальных помех на частоте 1 и 2. Параметры $\gamma_{1,2}$ фактически определяют уровень заданной недозагрузки емкости каналов. Поэтому, при правильном построении сети, они имеют малые ($\sim 0,05 \div 0,10$) значения. В нашем случае можно принять их равными 0. Решая систему (7), находим потери емкости на частотах 1 и 2:

$$\begin{cases} \Delta C_1 \equiv 1 - \beta_1 = z_{k1} \psi_{21} IS_R(\Delta F) (1 - z_{k2} \psi_{12} IS_R(\Delta F)) / D_2, \\ \Delta C_2 \equiv 1 - \beta_2 = z_{k2} \psi_{12} IS_R(\Delta F) (1 - z_{k1} \psi_{21} IS_R(\Delta F)) / D_2, \end{cases} \quad (8)$$

где: $D_2 = 1 - IS_R^2(\Delta F) \cdot z_{k1} z_{k2}$, а также использовано, что из-за идентичности формирующих импульсов $IS_R(\Delta F)_{12} = IS_R(\Delta F)_{21} = IS_R(\Delta F)$.

В случае одинаковых профилей сервисов в каналах и допустимых уровней трансляции получаем:

$$\Delta C_1 = \Delta C_2 = IS_R(\Delta F) \cdot z_k / (1 + IS_R(\Delta F) \cdot z_k). \quad (9)$$

Следуя изложенной методике, без труда можно составить систему баланса мощностей для случаев трех соседних частот и найти аналитические соотношения для расчета потерь емкости. Например, для трех соседних частот с отстройками ΔF_{12} , ΔF_{23} и граничными уровнями сигнал/шум z_{k1}, z_{k2}, z_{k3} потери емкости составят:

$$\begin{cases} \Delta C_1 = z_{k1} \psi_{21} IS_R(\Delta F_{12}) (1 - z_{k2} \cdot (\psi_{32} IS_R(\Delta F_{23}) + \psi_{12} IS_R(\Delta F_{12}))) / D_3, \\ \Delta C_2 = (z_{k2} \psi_{12} IS_R(\Delta F_{12}) \cdot (1 - z_{k1} \psi_{21} IS_R(\Delta F_{12})) + z_{k2} \psi_{32} IS_R(\Delta F_{23}) \cdot (1 - z_{k3} \psi_{23} IS_R(\Delta F_{23}))) / D_3, \\ \Delta C_3 = z_{k3} \psi_{23} IS_R(\Delta F_{23}) (1 - z_{k2} \cdot (\psi_{32} IS_R(\Delta F_{23}) + \psi_{12} IS_R(\Delta F_{12}))) / D_3, \end{cases} \quad (10)$$

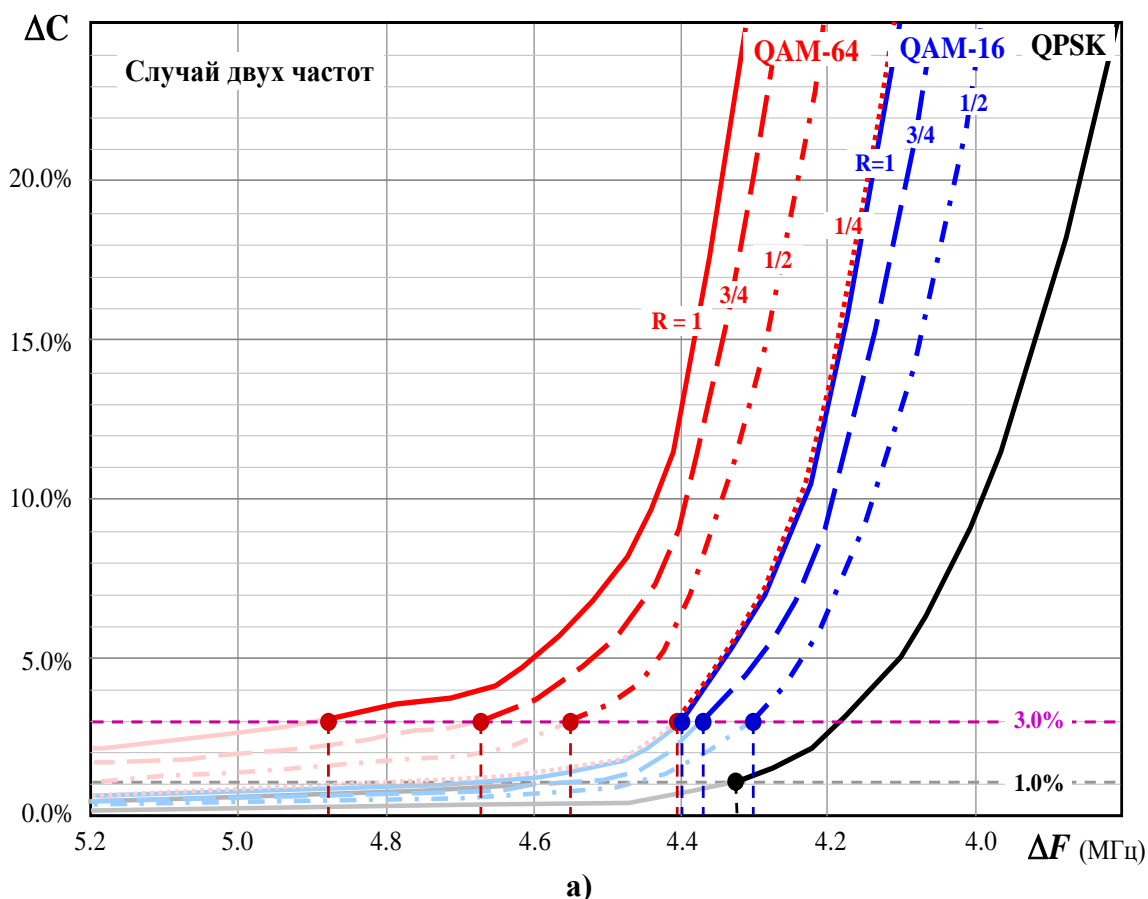
где: $D_3 = 1 - IS_R^2(\Delta F_{12}) \cdot z_{k1} z_{k2} - IS_R^2(\Delta F_{23}) \cdot z_{k2} z_{k3}$.

Когда отстройки и уровни трансляции на частотах одинаковы (10) упрощается:

$$\begin{cases} \Delta C_1 = z_{k1} \cdot IS_R(\Delta F) (1 - 2z_{k2} \cdot IS_R(\Delta F)) / D'_3, \\ \Delta C_2 = z_{k2} \cdot IS_R(\Delta F) (2 - IS_R(\Delta F) (z_{k1} + z_{k3})) / D'_3, \\ \Delta C_3 = z_{k3} \cdot IS_R(\Delta F) (1 - 2z_{k2} \cdot IS_R(\Delta F)) / (2 - IS_R(\Delta F) (z_{k1} + z_{k3})) / D'_3, \end{cases} \quad (11)$$

где: $\Delta F = \Delta F_{12} = \Delta F_{23}$, $D'_3 = 1 - IS_R^2(\Delta F) \cdot z_{k2} (z_{k1} + z_{k3})$.

Проведенный анализ показывает, что результат будет зависеть не только от разнесения соседних частотных каналов, но и от того, какого вида модуляция используется в каналах. Так, если во всех абонентских соединениях применяется модуляция QPSK (речь, видео-звонки, цифровой обмен по выделенным каналам, сервисы HSDPA с относительно небольшими скоростями) сеть UMTS будет обладать повышенной устойчивостью к сближению соседних частотных каналов. А в условиях, когда ряд пользователей будет задействовать высокоскоростные сервисы HSDPA с QAM-16 и QAM-64 (Rel'7), устойчивость к сближению частот будет ниже.

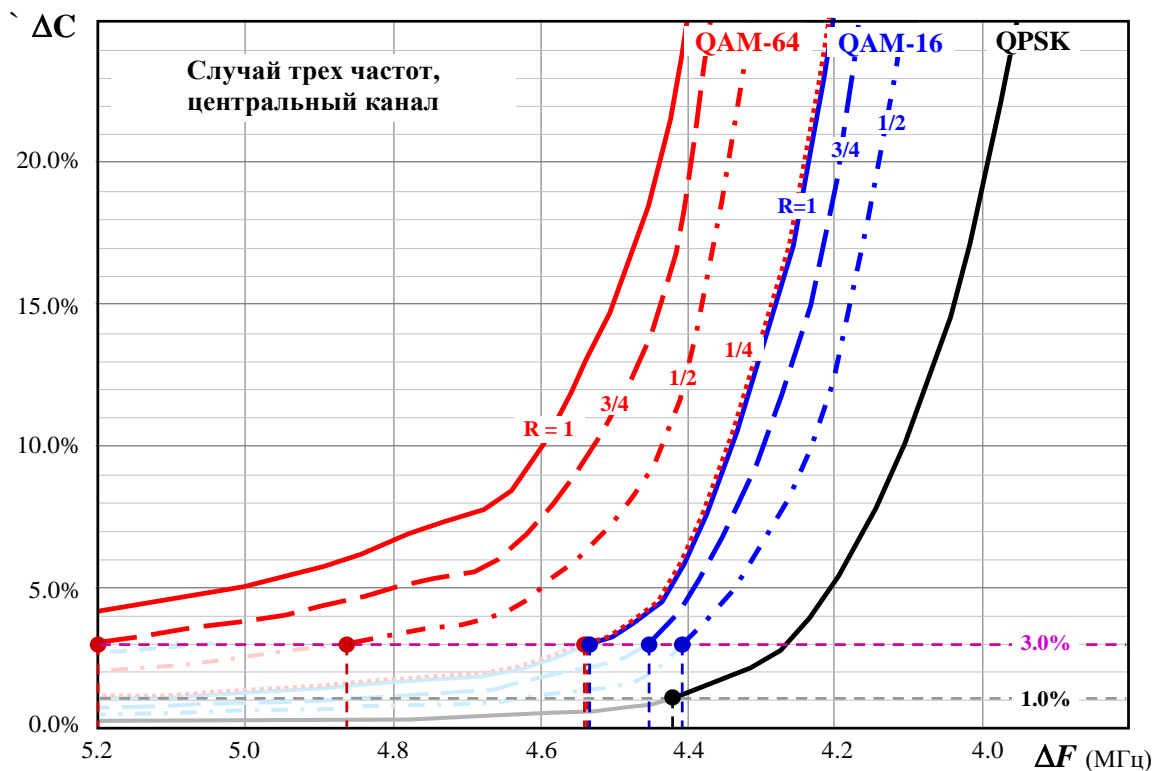


На рис. 6 показаны потери емкости каналов, рассчитанные по (9-10), в зависимости от разнесения. Рис. 6.а) соответствует случаю двух частот, рис. 6.б) – центральному каналу в группе из трех. Предполагалось, что на мешающих каналах поддерживаются только сервисы с QPSK. Потери представлены в процентах.

Кривые для сервисов HSDPA с модуляцией QAM-16 и QAM-64 показаны для различной информационной скорости ($R=1/4, 1/2, 3/4, 1$) сверточного кода. Сверточное кодирование снижает

границу допустимого уровня сигнал/шум в канале, что приводит к смягчению требований на развязку частот.

На рис. 6 также показаны уровни 1% и 3%. Потери емкости ниже этих значений не обнаруживаются в сети непосредственно в силу того, что число активных абонентов является целым. Для речевой связи со скоростью 12,2 кбит/с (модуляция QPSK), как показал опыт эксплуатации, на одной частоте в сети может реально обслуживаться до 30-40 абонентов.



б)
Рисунок 6.

Поэтому снижение емкости в пределах до 1% не может привести к потере более чем одного абонента, что на практике неощутимо. Такие потери могут сказываться только косвенно, через некоторое ухудшение качества, повышенное расходование энергии аккумуляторов и т.п. Для сервисов HSDPA кодовое канальное пространство ограничено значением 16 (15 полезных каналов +1 канал на служебные нужды). В результате, потеря одного канала соответствует снижению емкости на $1/16 * 100\% = 6,25\%$. Поэтому для таких сервисов потерю емкости до 3% явным образом обнаружить сложно. Кривые рассчитаны для равно разнесенных каналов с одинаковыми уровнями мощности трансляции.

Также следует отметить, что характер поведения зависимостей на рис. 6 показывает, что изменения защитного интервала ΔF в пределах ± 25 кГц незначительно сказываются на потерях емкости сети UMTS. Для сетей LTE подобные ошибки по частоте катастрофичны.

Выводы

Сервисы HSDPA, предполагающие использование модуляции QAM-16 и/или QAM-64, проявляют наибольшую чувствительность к помехам, наводимым соседними частотными каналами. Поэтому при сближении частот такие сервисы предпочтительнее организовывать на «крайних» каналах.

Речевой обмен и сервисы HSDPA, работающие в режиме с модуляцией QPSK, практически не чувствительны к сближению частот вплоть до 4,4 МГц. Умеренными для тех

же сервисов можно считать потери, возникающие при отстройке 4,2 МГц. При $\Delta F=4$ МГц потери становятся заметными (более 10%), хотя еще не превышают суммарный эффект от работы каналов, поэтому, в определенных ситуациях, такие частотные разносы могут применяться. При $\Delta=3,8$ МГц потери становятся катастрофическими.

Для сервисов HSDPA с модуляцией QAM-64 мало заметными потери остаются до $\Delta F = 4,6$ МГц, умеренными их можно считать при $\Delta F=4,4$ МГц, если только информационная скорость сверточного кода не выше $\frac{1}{2}$, а при $\Delta F=4,2$ МГц они всегда катастрофические. То есть, разнос частот на 4,4 МГц всегда будет ощутимо сказываться на предельно достижимых скоростях и/или на площадях покрытия сервисов HSDPA, относящихся к модификациям Rel'7 и выше.

Операторы сотовой связи на территории Москвы могут без потерь применять в частотных полосах, выделенных для сетей 3G, разнос каналов на 4,6 МГц, что с запасом обеспечит требования на увеличенные защитные интервалы на краях.

В представлении защитных полос полученные результаты показали, что в UMTS они могут составлять $(4,6-3,84)$ МГц $=0,76$ МГц. Это заметно ниже, чем в сетях 4G LTE и McWILL [7-11].

Литература

1. Володина Е.Е., Веерпалу В.Э., Девяткин Е.Е. Управление использованием радиочастотного спектра. Конверсия. Монография. – М.: 2011.
2. Шорин О.А., Бокк Г.О. Эквалайзер для коррекции мультитоплеровских искажений OFDM-сигналов в сетях LTE и McWILL // Электросвязь, – 2017. – № 1. – С. 28-34.
3. Шорин О.А., Бокк Г.О. Эквалайзер для коррекции мультитоплеровских искажений OFDM сигналов в сетях LTE и McWILL // Сборник материалов (тезисов) 38-й международной конференции РАЕН «Мобильный бизнес: перспективы развития и реализации систем радиосвязи в России и за рубежом». – Шри-Ланка, 2016. – С. 4.
4. Шорин О.А., Бокк Г.О. Влияние размера ресурсного блока сигнала OFDM на показатели качества работы сетей стандартов LTE и McWILL // Электросвязь, – 2017. – № 2. – С. 67-71.
5. Бокк Г.О. MIMO: Оптимизация управления числом логических каналов // Электросвязь, – 2017. – № 1. – С. 40-44.
6. Бокк Г.О. MIMO: Оптимизация управления числом логических каналов // Сборник материалов (тезисов) 38-й международной конференции РАЕН «Мобильный бизнес: перспективы развития и реализации систем радиосвязи в России и за рубежом». – Шри-Ланка, 2016. – С. 6.
7. Бокк Г.О. Оптимизация MIMO с введением управления числом логических каналов // Сборник трудов 30-й международной конференции РАЕН. Региональное отделение Российской Академии Естественных Наук «Экономика и качество систем связи» и ЗАО «НИРИТ». – Малайзия, 2011. – С. 97-109.
8. Шорин О.А., Бокк Г.О. Особенности планирования сети McWILL с учетом электромагнитной совместимости с сетями LTE в смежных диапазонах частот // Электросвязь, – 2017. – № 2. – С. 46-51.
9. Шорин О.А., Бокк Г.О., Сухацкий С.В. Методы улучшения межсистемной ЭМС для систем мобильной связи четвертого поколения // Электросвязь, – 2016. – № 2. – С. 35-41.
10. Шорин О., Бокк Г. Анализ электромагнитной совместимости стандартов четвертого поколения // Первая миля. – 2016. – № 1(54). – С. 44-53.
11. Шорин О.А., Бокк Г.О. К вопросу об электромагнитной совместимости стандартов четвертого поколения // Экономика и качество систем связи, – 2016. – № 2. – С. 51-59.
12. Шорин О.А., Бокк Г.О. К вопросу об электромагнитной совместимости стандартов четвертого поколения // Сборник материалов (тезисов) 37-й международной конференции РАЕН «Мобильный бизнес: перспективы развития и реализации систем радиосвязи в России и

за рубежом». – Италия, 2016. – С. 4-6.

13. Бокк Г.О. Повышение эффективности работы систем связи на основе пространственно-временной обработки и спектрального анализа сигналов: Диссертация на соискание ученой степени д.т.н.: 05.12.17. – Москва, 2000. – 396 с.

14. Аверьянов Р.С., Бокк Г.О., Шорин А.О. Оптимизация размера кольцевой антенны и правила формирования территориальных кластеров для сотовой сети McWILL // Электросвязь, – 2017. – № 1. – С. 22-27.

15. Шорин О.А., Бокк Г.О., Аверьянов Р.С., Шорин А.О. Оптимизация геометрии адаптивной антенны для сотовой сети с OFDM сигналами // Экономика и качество систем связи. – 2016. – № 2. – С. 60-67.

16. Шорин О.А., Бокк Г.О., Аверьянов Р.С., Шорин А.О. Оптимизация геометрии адаптивной антенны для сотовой сети с OFDM сигналами // Сборник материалов (тезисов) 37-й международной конференции РАЕН «Мобильный бизнес: перспективы развития и реализации систем радиосвязи в России и за рубежом». – Италия, 2016. – С. 7-8.