

ОСОБЕННОСТИ ОРГАНИЗАЦИИ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В СЕТИ UMTS, ПРЕПЯТСТВУЮЩИЕ УМЕНЬШЕНИЮ РАЗНОСА РАБОЧИХ ЧАСТОТ

Р.С. Аверьянов, директор по производственной деятельности ООО «НСТТ»;
А.О. Шорин, технический директор ООО «НСТТ», as@nirit.org

УДК 621.396

Аннотация. Выполнена оценка уровня интерференции между частотными каналами сотовой сети стандарта UMTS, возникающей из-за ограничений, накладываемых на длительность формирующего импульса. Установлено, что границу ограничения длительности лучше всего устанавливать по точкам нулевых значений исходного формирующего импульса. Приведены расчетные значения межканальной интерференции в UMTS, возникающей при различных значениях частотного разноса соседних каналов.

Ключевые слова: сотовые сети UMTS; частотный разнос каналов; формирующий импульс передачи; импульс вида «root raised cos»; уровень межканальных помех; спектр импульса.

PECULIARITIES OF ORGANIZATION OF DIGITAL SIGNAL PROCESSING IN A UMTS NETWORK PREVENTING THE DECREASE OF SPACING OF THE OPERATING FREQUENCIES

Roman Averyanov, production director of LLC “NXTT”;
Alexander Shorin, technical director of LLC “NXTT”

Annotation. The level of interference between the frequency channels of the UMTS standard cellular network resulting from the limitations imposed on the duration of the shaping pulse has been estimated. It is established that the limit of the duration limit is best determined from the points of zero values of the initial shaping pulse. Calculated values of inter-channel interference in UMTS, which occurs at different values of the frequency separation of neighboring channels, are given.

Keywords: UMTS cellular networks; frequency channel spacing; forming the impulse of transmission; impulse of the form "root raised cos"; level of inter-channel interference; pulse spectrum.

Введение

Вопрос эффективного использования ресурса радиоканала является ключевым на современном этапе развития систем связи. Острый дефицит заставляет предпринимать активные усилия по изысканию вариантов решения указанной проблемы как на уровне межсистемного [1-5], так и на уровне внутрисистемного [6-11] воздействий. Также для этого все шире пытаются использовать методы пространственной обработки в адаптивных антенных системах [12-15]. Однако зачастую оказывается, что определенный ресурс радиоканала остается неиспользованным из-за простой причины, состоящей в неэффективной организации обработки [16]. Указанная ситуация, обычно, возникает из-за того, что решения аналоговых технологий воспроизводятся без должного усовершенствования в системах с цифровой обработкой сигналов. Учет же специфических возможностей, связанных с цифровой обработкой в конкретных условиях, позволяет путем чисто алгоритмических преобразований, добиться возвращения потерянной части ресурса в активное состояние.

Именно такая ситуация сложилась в настоящее время в сотовых сетях связи стандарта UMTS. При их развертывании у операторов часто возникает потребность уплотнить частотные каналы, но стандартный разнос, согласно рекомендациям 3GPP [17], составляет 5 МГц. Этим гарантируются условия, при которых взаимным влиянием соседних частот можно пренебрегать. Однако, при уменьшении разноса указанное свойство деградирует и в определенный момент полностью теряет силу. В рекомендациях по этому поводу никаких

данных не приводится. Одновременно в них отмечено, что технологически применимы любые отстройки кратные 0,2 МГц, но вопрос эффективности при выборе разноса полностью возлагается на оператора.

Задача уплотнения также появляется при развертывании сетей UMTS, поддерживающей несколько частот, в диапазонах, совмещенных с сетями других стандартов. Возникает естественное желание занять под UMTS минимально необходимую полосу, чтобы больше ресурсов сохранить за другими сетями. Для этого требуется уметь точно определять, какие потери могут возникнуть в сети UMTS при сближении частот.

Цифровая обработка сигналов в сети UMTS

На рис. 1 показана организация цифровой связи в сетях UMTS (линии Down). В линиях Up организация отличается лишь тем, что сигналы абонентов складываются в эфире, а прием 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 взаимного влияния соседних частот.

Светло-голубым цветом на рис. 1 показаны те фрагменты обработки, которых мы будем касаться в изложении. Основное внимание при этом будем уделять цифровому фильтру формирующего импульса и блоку согласованной фильтрации формирующих импульсов, выступающими главными средствами частотной селекции. Они дополнительно отмечены красным цветом шрифта.

Элементы без подкраски в данной работе специально не исследуются. Их влияние на частотную селекцию каналов считается незначительным. Таким образом, мы не рассматриваем влияние ошибок синхронизации так, как переход от аналоговых дискриминаторов к реализациям на базе цифровых интерполяционных схем позволил достигнуть такой высокой точности, что на уровне частотной селекции их можно считать отсутствующими. Не рассматриваем работу эквалайзера, поскольку его основная задача – борьба с отрицательными последствиями многолучевого распространения, которое не обладает частотно-селективными свойствами и, следовательно, не может непосредственно повлиять на уровень взаимного влияния частотных каналов.

На рис. 1 показаны основные шаги цифрового обмена при организации связи в сети UMTS.

Итак, задачу внутрисистемной ЭМС для сети UMTS при сближении частот будем решать, принимая во внимание последовательность преобразований сигнала, выполняемых в соответствии с рис. 1, уделяя особое внимание возникающим изменениям спектрально-временной структуры. В случае необходимости, будем привлекать отдельные общие результаты из теории цифровой обработки сигналов, на базе которой построены сети UMTS.

На входе диаграммы на рис. 1 мы имеем квадратурную информационную последовательность абонентской линии. Она формируется путем кодирования источника информации с последующей программной трансформацией потока в отдельные символы квадратурной модуляции.

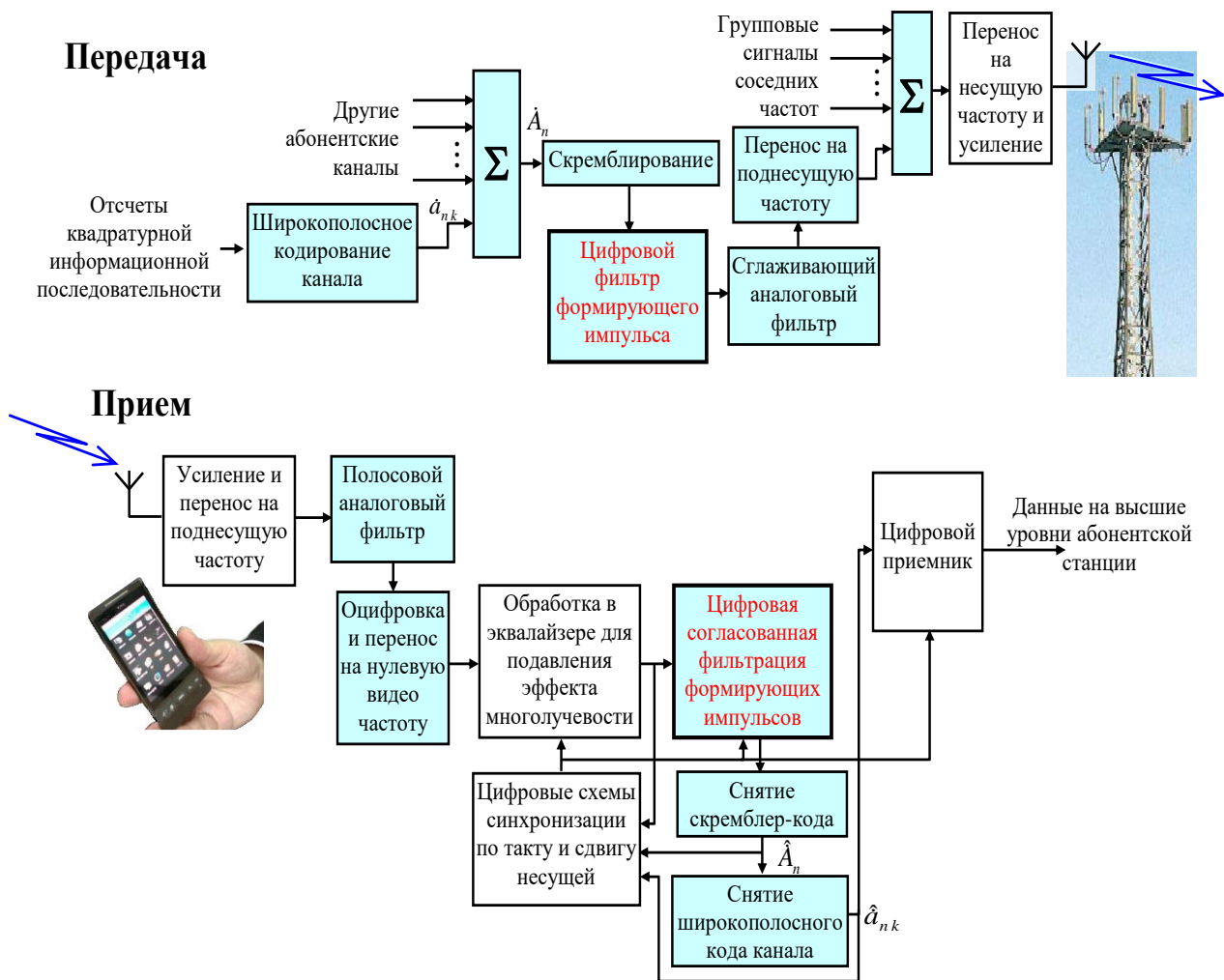


Рисунок 1.

Тактовый интервал квадратурной информационной последовательности равен $T_I = S f_k \cdot T$, где $T = 1/F \approx 0,260417 \mu s$, $F = 3,84$ МГц – тактовый интервал и тактовая частота широкополосной модуляции, заданные в рекомендациях 3GPP [16], $S f_k$ – так называемый «Spreading Factor», или показатель расширения спектра для выделенного абонентского канала. Индекс k введен специально, чтобы подчеркнуть, что $S f_k$ зависит от типа абонентского соединения. Например, для речевых соединений 12,2 кбит/с $S f_k = 128$, для линий цифрового обмена 384 кбит/с $S f_k = 10$, а для сервисов HSDPA $S f_k = 16$. Основным видом квадратурной модуляции, применяемый в сетях UMTS, это QPSK. Поэтому каждые два бита закодированной абонентской информации в программном модуляторе преобразуются в одну из четырех позиций на фазовой плоскости $\frac{A}{\sqrt{2}} \cdot \{(\pm 1 \pm j)\}$, где j – мнимая единица. В сервисах HSDPA, начиная с модификации 3GPP Rel'5, может применяться модуляция QAM-16. При этом каждые 4 бита закодированной абонентской информации в модуляторе переводятся в одну из 16 позиций фазовой плоскости $\frac{A}{\sqrt{10}} \cdot \{(\pm 1 \pm j), (\pm 1 \pm 3j), (\pm 3 \pm j), (\pm 3 \pm 3j)\}$. А, начиная с модификации Rel'7, используется модуляция QAM-64. Для нее каждые 6 бит абонентской информации будут переводиться в одну из 64 позиций на фазовой плоскости. При этом в

рекомендациях специально оговорено, что в сервисах HSDPA непосредственно перед модуляцией дополнительно используется сверточное кодирование с возможными информационными скоростями $R = 1/4, 1/3, 1/2, 3/4$ и 1.

Квадратурная информационная последовательность абонентского канала подается на вход программного модуля (рис. 1), в котором происходит широкополосное кодирование, обеспечивающее полную развязку с другими абонентскими каналами, передаваемыми на той же самой частоте. Достигается это за счет использования для расширения спектра дискретных бинарных последовательностей из ортогонального базиса Уолша-Адамара. В теории дискретных бинарных функций установлено, что размерность ортогонального базиса равна длительности рабочего интервала, выраженного в тактах дискретизации. Иными словами, если все абонентские каналы, организуемые на выделенной частоте, одного класса и, следовательно, имеют одинаковые значения показателя Sf_k , то и максимально возможное число таких каналов – Sf_k . Следовательно, мощность группового сигнала в пределе может превышать уровень сигнала отдельной абонентской линии в Sf_k раз. Это очень важное для нас свойство, к которому мы еще будем обращаться в дальнейшем.

С выходов модулей широкополосного кодирования канала дискретные квадратурные сигналы подаются на входы цифровой схемы сложения. На ее выходе формируются тактовые отсчеты квадратур группового сигнала.

Далее групповой сигнал подвергается скремблированию. В результате чего каждая из его квадратур перемножается на псевдослучайную бинарную последовательность большого периода. Это обеспечивает кодовую развязку между групповыми сигналами разных сот, сайтов и частотных каналов. Правда, такая развязка не идеальна, так как скремблер-коды не являются строго ортогональными. Зато они составляют очень большой ансамбль, что делает их удобными для решения задач развязки на практике. Свойство квази-ортогональности скремблер-кодов приводит к тому, что в любой абонентской линии с показателем расширения спектра Sf_k после снятия широкополосной модуляции уровень мешающих групповых сигналов других сот/сайтов/частот не становится нулевым, а снижается, в среднем, в Sf_k раз [18]. Это означает, что при максимальных нагрузках положительный эффект от широкополосной обработки фактически компенсируется повышенной мощностью групповых сигналов, производящих помехи в абонентских линиях. Поэтому задачу оценки развязки частот можно решать, пользуясь моделью равномошных сигналов без широкополосной модуляции.

С выхода схемы скремблирования квадратурные отсчеты группового сигнала поступают на вход цифрового фильтра формирующего импульса. Технически в этом фильтре каждый квадратурный отсчет преобразуется во множество отсчетов «импульсной реакции», следующих с частотой дискретизации $F_d = 1/\tau$, которая, обычно в 3÷4 раза превосходит тактовую частоту $F = 3,84$ МГц. В каждой позиции последовательности дискретизации происходит суперпозиция импульсных реакций, порожденных сигнальными отсчетами. Цифровой фильтр формирующего импульса является основным средством, обеспечивающим частотную селекцию. Кроме того, на него возлагается задача подавления межсимвольной интерференции (МСИ). Поэтому он, а также блок цифровой согласованной фильтрации формирующих импульсов (рис. 1, ветвь приема) являются главными изучаемыми нами объектами. Что бы лучше понять их устройство, обратимся к теории цифровой обработки.

Согласно основополагающей теореме В.А. Котельникова об отсчетах, для передачи через канал с ограниченной полосой $[-F/2, +F/2]$, предпочтительно использовать последовательность импульсов формы $\text{sinc}(Ft) \equiv \sin(\pi Ft)/\pi Ft$. В этом случае будет достигаться максимально возможная частота следования передаваемых отсчетов. На рис. 2 представлен пример такой последовательности. Как можно видеть, импульсы $\text{sinc}(Ft)$ обеспечивают идеальную развязку между собой в моменты $0, \pm 1/F, \pm 2/F, \dots, \pm k/F, \dots$. Поэтому,

выполняя в них измерения, мы можем оценить амплитуду каждого отдельного импульса, а значит и определить переданный отсчет, не решая задачу выделения из смеси. Это экономит вычислительные ресурсы, что для современных систем, испытывающих острый дефицит в скорости обработки, очень важно.

Кроме этого, каждый импульс, представленный на рис. 2, имеет прямоугольную форму спектра в диапазоне $[-F/2, +F/2]$. Поэтому в эфир транслируется сигнал только в ограниченной полосе размером F . Согласованный прием приводит к тому, что прямоугольный спектр каждого импульса перемножается на прямоугольный спектр фильтра. В результате спектр, а значит и сам сигнал, своей формы не меняют. Идеальная развязка между импульсами в тактовые моменты на выходе согласованного фильтра сохраняется.

На рис. 2 показана последовательность импульсов $\text{sinc}(Ft)$, обладающих «идеальной развязкой».

Но хорошо известно, что импульсы $\text{sinc}(Ft)$ достаточно медленно убывают, и для их передачи требуется формировать очень длинные реакции. В цифровых приемниках требуется проводить очень длинные операции свертки. Весь положительный эффект от экономии ресурсов за счет идеальной развязки пропадет. Чтобы избежать этого используют то, что идеальная развязка имеет место для любых импульсов вида $G(t) \frac{\sin(\pi Ft)}{\pi Ft}$, где $G(t)$ – некоторая симметричная относительно нуля сглаживающая функция, обладающая свойством $G(t) \rightarrow 0$ при $|t| \rightarrow \infty$.

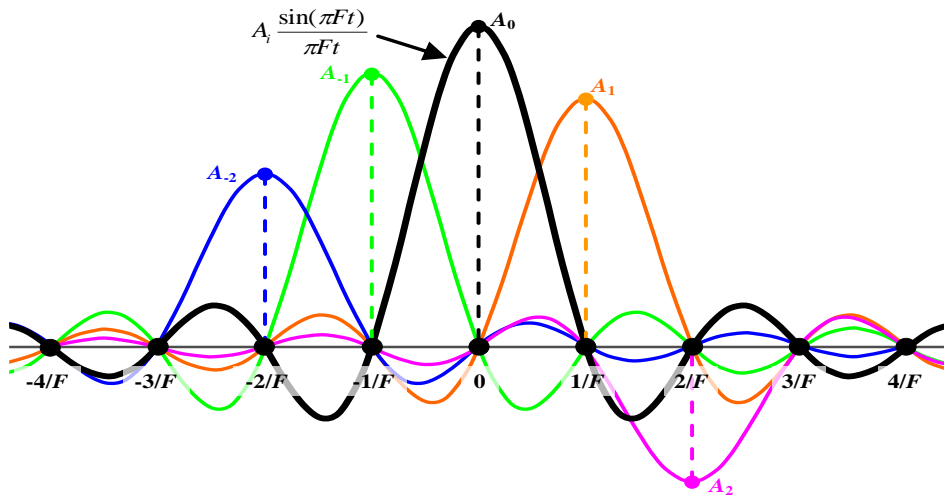


Рисунок 2.

При этом скорость убывания каждого отдельного импульса возрастает, и отпадает необходимость передачи длительных затухающих «хвостов». Однако спектр элементарного импульса на выходе согласованного приемника несколько расширяется и становится:

$$P(f) = \int_{-F/2}^{F/2} G_F(f - f_1) df_1, \text{ где } G_F(f) \text{ – спектр сглаживающей функции } G(t). \quad (1)$$

Стандарт 3GPP [16] в качестве сглаживающей определяет функцию со спектром в виде лепестка косинуса:

$$G_F(f) = \begin{cases} \frac{\pi}{2F\alpha} \cos\left(\frac{\pi}{\alpha F} f\right), & \text{при } |f| \leq 1/2 \cdot F\alpha, \\ 0, & \text{при } |f| > 1/2 \cdot F\alpha, \end{cases} \quad (2)$$

где: $\alpha = 0,22$ – «roll off factor», или коэффициент, определяющий эффективное «уширение» полосы сигнала (на 22%), $F = 3,84$ МГц.

Подставляя (2) в (1), находим:

$$P(f) = \begin{cases} 1, & \text{при } |f| \leq 1/2 F \cdot (1 - \alpha) \\ 1/2 \cdot \left(1 + \cos\left(\frac{\pi}{\alpha F} \left(|f| - \frac{F}{2}(1 - \alpha) \right) \right) \right), & \text{при } 1/2 F \cdot (1 - \alpha) < |f| \leq 1/2 F \cdot (1 + \alpha), \\ 0, & \text{при } |f| > 1/2 F \cdot (1 + \alpha). \end{cases} \quad (3)$$

Так как импульсы со спектром (3) должны наблюдаться на выходе согласованного фильтра приемника, то при передаче должны использоваться импульсные сигналы со спектром:

$$S_p(f) = \sqrt{P(f)} = \begin{cases} 1, & \text{при } |f| \leq 1/2 F \cdot (1 - \alpha) \\ \cos\left(\frac{\pi}{2\alpha F} \left(|f| - \frac{F}{2}(1 - \alpha) \right) \right), & \text{при } 1/2 F \cdot (1 - \alpha) < |f| \leq 1/2 F \cdot (1 + \alpha), \\ 0, & \text{при } |f| > 1/2 F \cdot (1 + \alpha). \end{cases} \quad (4)$$

Обратное преобразование Фурье от (4) дает вид **формирующего импульса передачи**, который можно найти в [16]:

$$S_p(t) = A \frac{\sin(\pi F(1 - \alpha)t) + 4\alpha F t \cdot \cos(\pi F(1 + \alpha)t)}{\pi F t \cdot (1 - (4\alpha F t)^2)}, \quad (5)$$

здесь, A – некоторый масштабный множитель, не играющий особой роли.

В общем случае могут использоваться различные формы сглаживающей функции $G(t)$ например, с прямоугольной или треугольной формой спектра. Во всех таких случаях мы бы обеспечили за счет некоторого расширения полосы более быстрое затухание во времени базового импульса $\text{sinc}(Ft)$ и сохранили бы МСИ полностью подавленной. Класс импульсов, синтезируемых по указанному принципу, принято называть «импульсами Найквиста». Конкретно для импульсов (5) с произвольным α в литературе утвердилось собственное название «root raised cos» («приподнятый косинус» – в сложившемся русском переводе).

С учетом описанных выше этапов преобразований, последовательность квадратурных отсчетов группового сигнала, наблюдаемого на выходе цифрового фильтра формирующего импульса, можно представить так:

$$S_a(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \dot{A}_n S_p(t - nT) \cdot L_t(t), \quad (6)$$

где: $\dot{A}_n = \sum_{k=1}^K \dot{a}_{nk}$, ($n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$) – последовательность комплексных отсчетов группового

сигнала, \dot{a}_{nk} – комплексные символы квадратурной информационной последовательности на выходе блока широкополосного кодирования k -го канала, соответствующие модуляции QPSK, QAM-16 или QAM-64, K – число абонентских каналов, составляющих групповой,

$L_t(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta(t - m\tau)$ – «решетчатая» функция дискретных моментов, в которые генерируются

отсчеты на выходе цифрового фильтра формирующего импульса, τ – интервал дискретизации группового сигнала.

Шумы квантования мы рассматривать не будем, так как их уровень составляет $P_q = -10 \lg(4^{n-1} \cdot 12)$, где n – разрядность АЦП. Если взять даже заурядную схему АЦП с $n=6$, то получим $P_q \approx -41$ дБ, что существенно ниже уровня остальных помех, рассматриваемых в данной статье.

Реально (6) нужно дополнить еще одним важным, с точки зрения рассматриваемого вопроса, преобразованием, выполняемым в цифровом фильтре формирующего импульса. Несмотря на то, что функция (5) значительно быстрее, чем $\text{sinc}(Ft)$ сходится к нулю, но все равно ее длительность приходится ограничивать. В противном случае вычислительные затраты, а также требуемая емкость памяти возрастали бы бесконечно. Аналитически

указанную операцию можно представить, как умножение (5) на функцию окна:

$$S_{pR}(t) = S_p(t) \cdot W_R(t, T_W), \quad (7)$$

$$\text{где: } W_R(t, T_W) = \begin{cases} 1, & \text{если } |t| \leq T_W/2, \\ 0, & \text{если } |t| > T_W/2, \end{cases} \quad (8)$$

T_W – интервал ограничения.

Поэтому, чтобы учесть ограничение длительности, нужно просто в (6) $S_p(t)$ заменить на: $S_{pR}(t)$

$$S_{aR}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \dot{A}_n S_{pR}(t - nT) \cdot L_t(t). \quad (9)$$

Такое преобразование делает спектр неограниченным. В результате взаимное влияние частотных каналов в UMTS проявляется при любых отстройках. Чтобы уметь его рассчитывать, нужно найти спектр сигнала (9). Для этого воспользуемся известными приемами вычисления Фурье-преобразований от задержанных сигналов, их произведений и сумм, а также тем, что функция $L_t(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta(t - m\tau)$ имеет спектр:

$$L_f(f) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f - \frac{m}{\tau}\right) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta(f - mF_d). \quad (10)$$

В результате получим:

$$S_{FR}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_F(f - x) \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta(x - mF_d) dx = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} S_F(f - mF_d), \quad (11)$$

где:

$$S_F(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \dot{A}_n \int_{-\infty}^{+\infty} S_{pR}(t - nT) e^{-j2\pi f t} dt = S_{pR}(f) \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \dot{A}_n e^{-j2\pi f nT}, \quad (12)$$

$$S_{pR}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_p(f - x) \cdot T_W \text{sinc}(T_W x) dx, \quad (13)$$

$S_p(f)$ – спектр неограниченного формирующего импульса (4), $T_W \text{sinc}(T_W x)$ – спектр ограничивающего окна (8).

Из (11) следует, что спектр группового сигнала на выходе цифрового фильтра формирующего импульса представляет суперпозицию функций (12). На рис. 3а показан его пример. Возникновение копий в позициях кратных F_d происходит из-за дискретизации. Транслировать такой сигнал в эфир нельзя, поэтому его предварительно пропускают через сглаживающий аналоговый фильтр. В результате, как показано на рис. 3б, остается только одна копия спектральной функции (12). Идеальным, согласно теореме Котельникова, был бы сглаживающий аналоговый фильтр прямоугольной формы на $[-F_d/2, F_d/2]$. Однако реально его форма несколько отличается. Но из-за невысокого уровня боковых лепестков спектра это не приводит к заметным потерям качества связи.

Указанные боковые лепестки возникают из-за ограничения длительности формирующего импульса и могут быть рассчитаны с помощью (13). Их уровень тем меньше, чем больше интервал ограничения T_W . На практике, для сокращения вычислительных затрат, обычно используют T_W , не превосходящие $6T \div 9T$, где $T=1/F=(1/3,84)$ мкс – тактовый интервал модуляции. На рис. 3 показано спектральное преобразование дискретного сигнала при ограниченном формирующем импульсе после прохождения через аналоговый сглаживающий фильтр.

Программа расчета взаимного влияния частот и оценка снижения емкости

Так как спектр $S_{pR}(f)$ имеет достаточно сложное аналитическое представление, то анализ ЭМС гораздо удобнее производить численно. Для этого была написана программа, которая при заданных: разносе 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. 4.

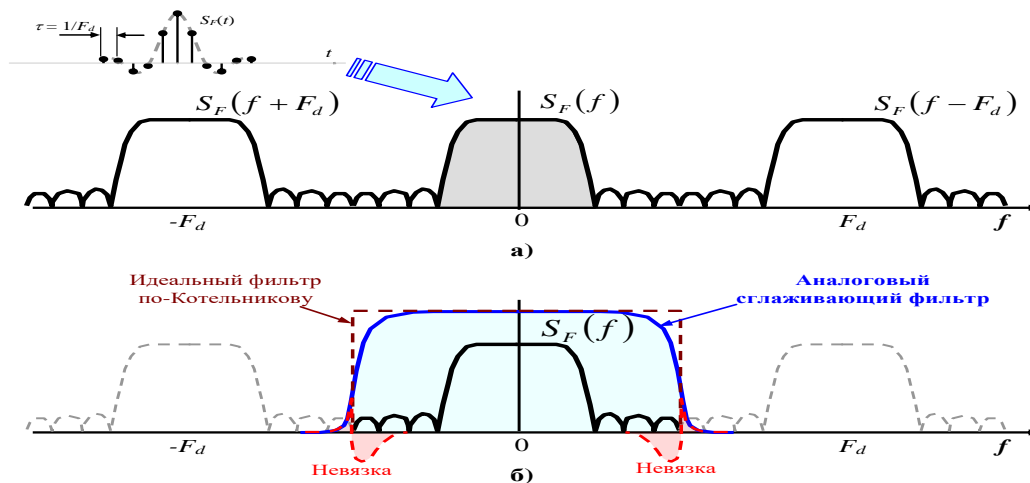


Рисунок 3.

Получаемых с помощью программы данных достаточно, чтобы определить уровень внутрисистемных помех при сближении соседних частотных каналов UMTS.

Анализ уровня развязки соседних каналов UMTS показал, что он зависит не только от величины разнosa указанных каналов по частоте, но и от длительности окна ограничения ($T_w/2T$). При этом показатели ЭМС оказывались значительно лучше в случаях, когда границы окна ограничения по времени приходились на координаты нулевых значений формирующего импульса передачи (5): $T_w/2T = 0,94; 1,88; 2,81; 3,71; 4,57; 5,36; 6,12; 6,93; 7,78$. И чем выше был номер нуля формирующего импульса, задающего окно ограничения, тем лучше становились показатели развязки.

На рис. 5 показаны полученные с помощью программы зависимости показателя развязки δ соседних каналов UMTS от размера окна ограничения $T_w/2T$ при различных значениях частотного разнosa соседних каналов ΔF .

Результаты позволяют в первом приближении оценить, какие потери могут возникнуть при использовании разнosa соседних каналов UMTS менее чем на 5 МГц. Также можно видеть на сколько может оказаться критичным сокращение размера окна ограничения при попытке снизить вычислительную сложность цифровой обработки. Так, если ориентироваться на уровень развязки порядка 40 дБ, что, в первом приближении достаточно для поддержки самых сложных сервисов, использующих сигналы с модуляцией QAM-64, то оказывается возможным применять частотный разнос каналов UMTS 4,6 МГц, но при этом длительность окна ограничения формирующего импульса должна быть не менее $T_w/2T = 4,57$, что предполагает определенное повышение вычислительной нагрузки на модуль цифровой обработки.

Для более простых сервисов (с более простыми видами модуляции) требования по разносу каналов по частоте и по длительности окна ограничения оказываются менее жесткими. Но точно определить их можно только на основе более детальной проработки, учитывающей такие параметры как: нагрузки соседних каналов, число соседних каналов и частотные отстройки соседних каналов от рассматриваемого.

На рис. 4 представлена рабочая панель программы расчета взаимного влияния частотных каналов UMTS.

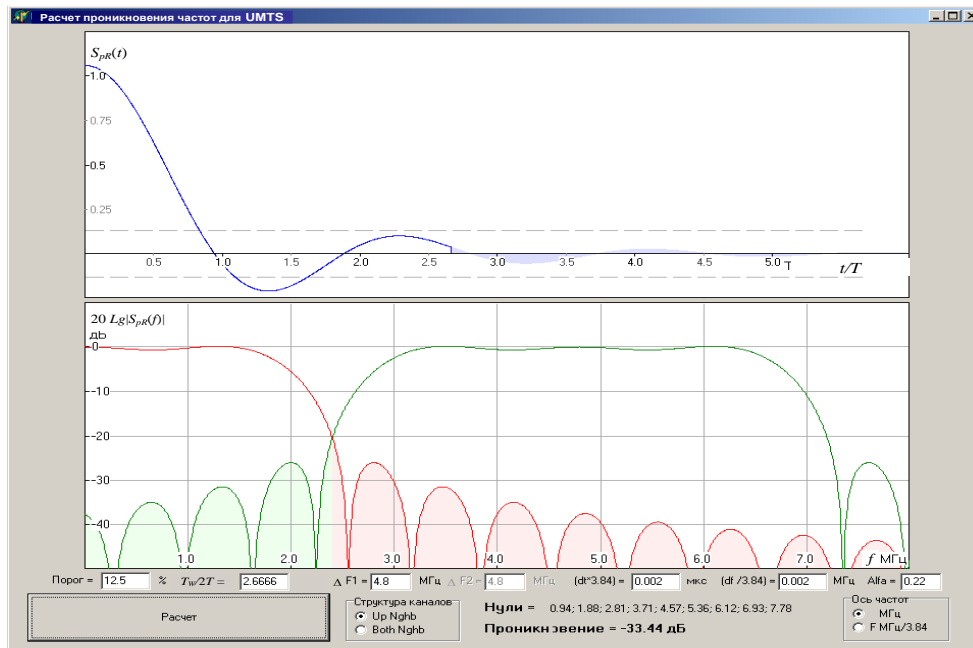


Рисунок 4.

На рис. 5 показаны зависимости уровня развязки соседних каналов UMTS от длительности окна ограничения формирующего импульса.

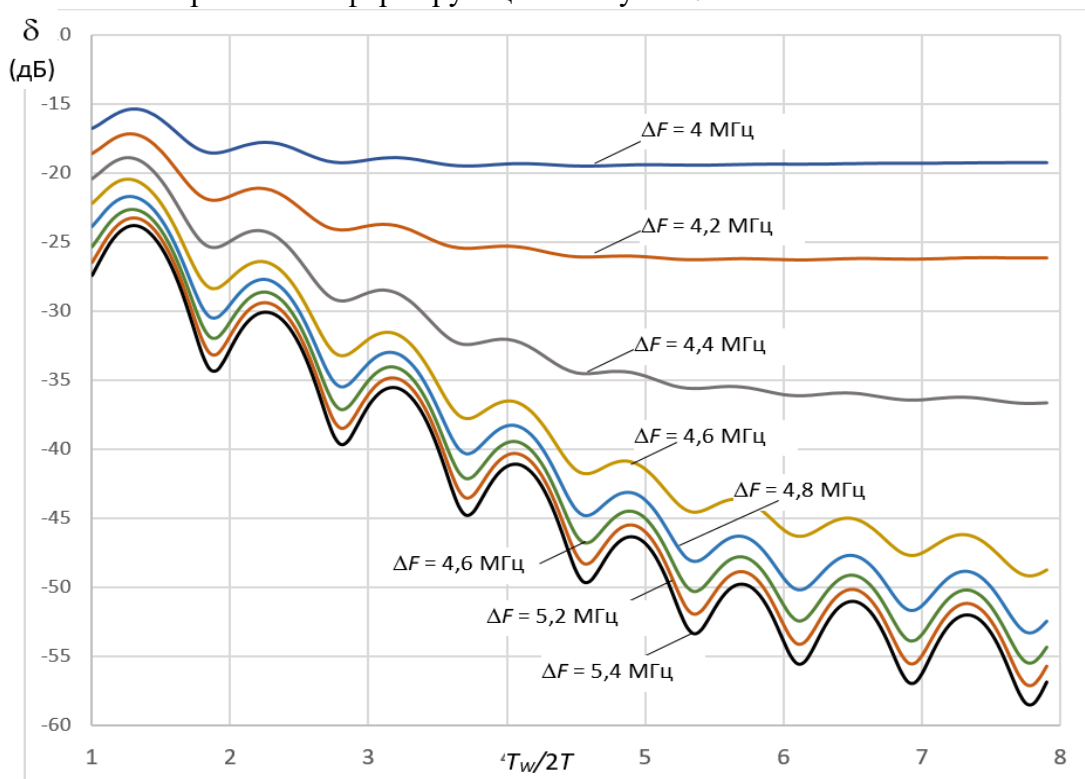


Рисунок 5.

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 будут деградировать в первую

очередь. Также на указанных сервисах будут наиболее сильно сказываться ограничения по производительности модуля цифровой обработки, приводящие к необходимости сокращения временного окна воспроизведения формирующего импульса передачи.

Литература

1. 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.
2. 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.
3. Шорин О., Бокк Г. Анализ электромагнитной совместимости стандартов четвертого поколения // *Первая миля*, – 2016. – № 1(54). – С. 44-53.
4. Шорин О.А., Бокк Г.О. К вопросу об электромагнитной совместимости стандартов четвертого поколения // *Экономика и качество систем связи*, – 2016. – № 2. – С. 51-59.
5. 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.
6. Шорин О.А., Бокк Г.О. Эквалайзер для коррекции мультитоплеровских искажений OFDM-сигналов в сетях LTE и McWILL // *Электросвязь*, – 2017. – № 1. – С. 28-34.
7. 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.
8. 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.
9. Бокк Г.О. ММО: Оптимизация управления числом логических каналов // *Электросвязь*, – 2017. – № 1. – С. 40-44.
10. Бокк Г.О. ММО: 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.
11. Бокк Г.О. Оптимизация ММО 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.
12. 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. – М.: 2000. – 396 с.
13. 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.
14. 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.
15. 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.
16. Володина Е.Е. Экономико-методические проблемы государственного управления

- использования радиочастотного спектра // Экономическая наука современно России, 2016. № 3 (74). – С. 124-135.
17. ETSI TS 125 104 V.8.5.0. (2009-01). Technical Specification. BS Radio Transmission and reception (FDD) (3GPP TS 25.104 Version 8.5.0 Release 8).
18. Прокис Дж. Цифровая связь. – М.: Радио и связь, 2000. – 798 с.