

УПРАВЛЕНИЕ СДВИГОМ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ТАКТОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ДЛЯ СНИЖЕНИЯ УРОВНЯ МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ В КАНАЛАХ СЕТИ UMTS

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

УДК 621.396

Аннотация. Выполнен анализ возможности подавления межсимвольной интерференции (МСИ) в сотовой сети UMTS за счет смещения фазы последовательности тактовой синхронизации. Установлено, что даже при малых размерах окна ограничения ($T_w/T = 2,75$) возможно довольно высокое подавление МСИ (ниже уровня -30 дБ). Для этого требуется высокая стабильность тактовой синхронизации, так как ошибки в позиции тактирования в пределах 0,1 от тактового интервала приводят к полной потере положительного эффекта.

Ключевые слова: сотовые сети UMTS; межсимвольная интерференция; формирующий импульс передачи; тактовая синхронизация; спектр импульса.

MANAGEMENT OF THE SHIFT SEQUENCE OF THE CLOCK SYNCHRONIZATION TO REDUCE THE LEVEL INTERSYMBOL INTERFERENCE IN THE UMTS NETWORK CANALS

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

Annotation. The possibility of suppression of intersymbol interference in the UMTS cellular network is analyzed due to the phase shift of the synchronization sequence. It is established that even with a small window size limitation ($TW / T = 2.75$) a rather high suppression of the MSI (below -30 dB) is possible. This requires a high stability of clock synchronization since errors in the clock position within 0.1 from the clock interval lead to a complete loss of the positive effect.

Keywords: UMTS cellular networks; intersymbol interference; forming the impulse of transmission; clock synchronization; pulse spectrum.

Введение

Обеспечение ЭМС для сотовых сетей связи является одной из основных задач, выступающей в качестве предопределяющей для большого числа ключевых показателей качества работы. Именно поэтому вопросы ЭМС сохраняют актуальность и постоянно являются предметом интенсивных исследований [1-5]. Идет непрерывный поиск новых методов в области параметрических [6-8] и непараметрических [8-10] алгоритмов обработки, которые бы позволили улучшить показатели ЭМС и повысить эффективность использования ресурса радиоканала. Как правило такие задачи оптимизации оказываются нелинейными и имеют достаточно высокую степень сложности [11-12]. Но иногда нелинейной задачи оптимизации удается найти достаточно простой метод решения [13-15], что, как правило, приводит к эффективному разрешению не только рассматриваемого вопроса, но и ряда схожих проблем.

Так, при исследовании вопросов внутрисистемной ЭМС в сетях UMTS авторами было обнаружено, что возможно заметное повышение эффективности в подавлении межсимвольной интерференции (МСИ) за счет дополнительной подстройки сдвига последовательности тактовой синхронизации, используемой на приеме. Этот факт заставил обратиться к более подробному исследованию данного вопроса. Результаты, полученные в ходе указанного исследования, в сжатой форме представлены в настоящем материале.

Организация цифровой обработки сигналов на приеме в сети UMTS

На рис. 1 показана блок-схема организации 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 МСИ.

Светло-голубым цветом на рис. 1 подкрашены 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.

В абонентских линиях UMTS используются сигналы с модуляцией QPSK, QAM-16 и QAM-64. Тактовый интервал является строго заданным и составляет $T = 1/F \approx 0,260417 \mu s$, где $F = 3,84$ МГц – установленная для сети UMTS в рекомендациях 3GPP [16] тактовая частота.

На рис. 1 показана организация приемного тракта на абонентской станции UMTS.

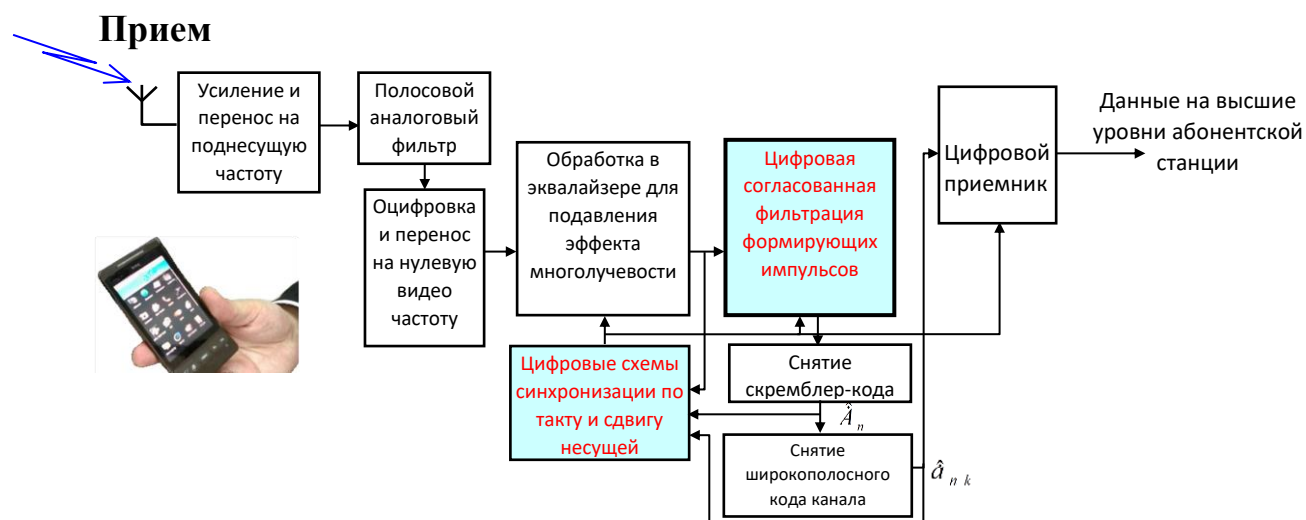


Рисунок 1

Сигналы UMTS генерируются как суперпозиция из потактовых формирующих импульсов передачи со спектром:

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

где: $\alpha = 0,22$ – «rollofffactor», или коэффициент, определяющий эффективное «расширение» полосы сигнала (на 22%), $F = 3,84$ МГц. При этом каждый формирующий импульс трансляции модулируется по амплитуде и фазе в соответствии с информационным символом, который должен быть передан на текущем такте.

Обратное преобразование Фурье от (1) дает вид *формирующего импульса передачи* во времени:

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

где: A – масштабный множитель, не играющий роли.

Реально (2) нужно дополнить одним важным преобразованием, выполняемым в цифровом фильтре формирующего импульса. Несмотря на то, что (2) относительно быстро сходится к нулю, но все равно ее длительность приходится ограничивать. В противном случае вычислительные затраты, а также требуемая емкость памяти процессорных модулей, возрастали бы бесконечно. Аналитически указанную операцию можно представить, как умножение (2) на функцию окна:

$$S_{pR}(t) = S_p(t) \cdot W_R(t, T_W), \quad (3)$$

$$\text{где: } W_R(t, T_W) = \begin{cases} 1, & \text{если } |t| \leq T_W/2, \\ 0, & \text{если } |t| > T_W/2, \end{cases} \quad (4)$$

T_W – интервал ограничения.

В итоге после дискретизации на трансляцию в передающем тракте базовой станции подается сигнал:

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

где:

$$\dot{A}_n = \sum_{k=1}^K \dot{a}_{nk}, \quad (n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots) - \text{последовательность комплексных отсчетов группового сигнала.}$$

\dot{a}_{nk} – комплексные символы квадратурной информационной последовательности на выходе блока широкополосного кодирования k -го канала, соответствующие модуляции QPSK, QAM-16 или QAM-64B

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.

$$L_t(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta(t - m\tau) \text{ имеет спектр,}$$

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

$$\text{где: } F_d = \frac{1}{\tau}.$$

В результате получим:

$$S_{FR}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_F(f - x) \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta(x - mF_d) dx = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} S_F(f - mF_d), \quad (5)$$

где:

$$S_F(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \dot{A}_n \int_{-\infty}^{+\infty} S_{pR}(t - nT) e^{-j2\pi f t} dt = S_{pR}(f) \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \dot{A}_n e^{-j2\pi f nT}, \quad (6)$$

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

$S_p(f)$ – спектр неограниченного формирующего импульса (2), $T_W \text{sinc}(T_W x)$ – спектр ограничивающего окна (4).

Из (5) следует, что спектр группового сигнала на выходе формирующего модуля базовой станции представляет суперпозицию функций (6). На рис. 2а показан его пример.

Возникновение копий в позициях кратных F_d происходит из-за дискретизации. Транслировать такой сигнал в эфир нельзя, поэтому на базовой станции его предварительно пропускают через сглаживающий аналоговый фильтр. В результате, как показано на рис. 2б, остается только одна копия спектральной функции (6). 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 в первом приближении можно считать, что ограничивающий полосовой фильтр имеет идеальную прямоугольную форму.

На рис. 2 показано спектральное преобразование дискретного сигнала при ограниченном формирующем импульсе после прохождения через аналоговый сглаживающий фильтр.

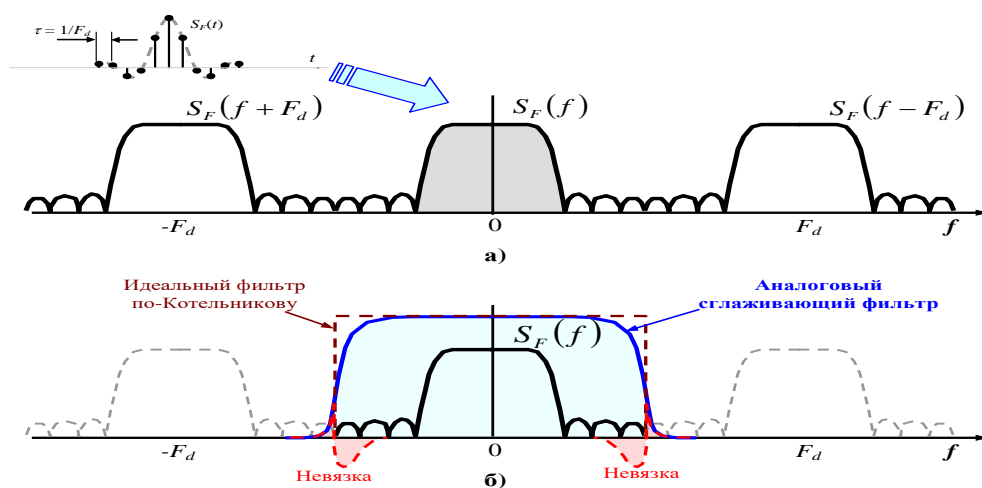


Рисунок 2

Сочетание ограничений длительности и спектра приводит к возникновению МСИ. Оказывается, как показано ниже, их можно снизить путем дополнительной настройки сдвига последовательности тактовой синхронизации в приемных трактах абонентских станций.

Межсимвольная интерференция

Интервал T_w также влияет и на уровень МСИ. Но характер указанной зависимости более сложный. Наблюдаются чередующиеся области T_w , в которых более низкие МСИ сменяются более высокими. Поэтому выбор интервала T_w представляет отдельную задачу, без решения которой нельзя обойтись. К сожалению, ответа нельзя найти в рекомендациях 3GPP, которые по данной теме ограничиваются лишь заданием масок для уровней внеполосных излучений [16].

Чтобы определить ключевой параметр T_w нам, прежде всего, нужно найти зависимость от него МСИ. Для этого можно воспользоваться идеализированной моделью с одним активным абонентским каналом, в котором формирующие импульсы точно соответствуют (3) (то есть, не принимать во внимание искажения, возникающие из-за дискретизации и обработки в аналоговых фильтрах). Объясняется это тем, что боковые лепестки спектра формирующего импульса в области частоты среза аналоговых фильтров достаточно малы (как правило, не более -40 дБ), а широкополосная обработка компенсирует эффект, связанный с порождением МСИ групповым сигналом.

В соответствии с такой моделью, уровень МСИ будет:

$$МСИ = -10 * \lg \left(R^2(\Delta T) / 2 \sum_{k=1}^{\lfloor T_w/T \rfloor} R^2(\Delta T + kT) \right) \quad (\text{дБ}), \quad (7)$$

где: $\lfloor \cdot \rfloor$ – операция выделения целой части; ΔT – подбираемый сдвиг тактовой позиции, в которой схема согласованной фильтрации формирует измерения;

$$R(\tau_t) = \int_{-T_w/2}^{T_w/2} S_{pR}(t) \cdot S_{pR}(t + \tau_t) dt$$

– отклик на выходе схемы, осуществляющей согласованную

фильтрацию импульса (3). МСИ производится как последующими, так и предшествующими импульсами, поэтому в знаменателе аргумента функции $\lg(\cdot)$ присутствует 2.

На рис. 3 показана зависимость уровня межсимвольных искажений сигналов, используемых в UMTS, от длительности окна ограничения формирующего импульса.

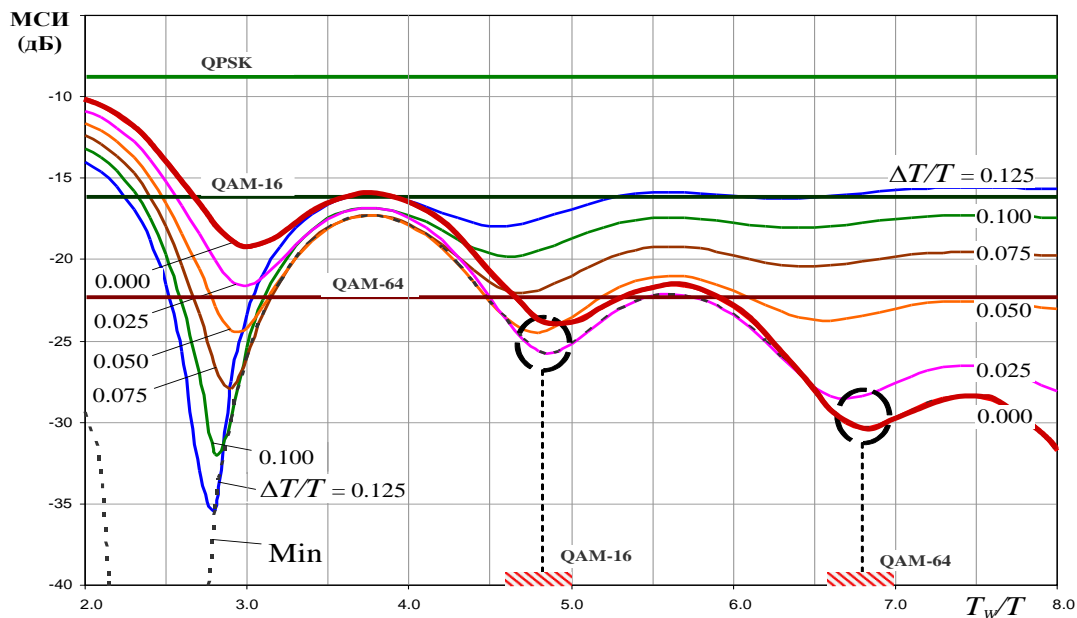


Рисунок 3

На рис. 3 показаны и результаты расчета уровня МСИ по (7). Графики построены для ряда сдвигов позиций измерений ΔT . Как можно видеть, при значениях T_w/T около 4,75 и 6,75 наблюдаются локальные минимумы МСИ. Наилучшие показатели возникают при малых $\Delta T/T$ в пределах 0,000÷0,025. Указанная точность тактовой синхронизации вполне достижима для цифровых схем. Также на рис. 3 показаны допустимые уровни сигнал/шум, необходимые для корректной демодуляции информационных символов QPSK, QAM-16 и QAM-64. Чтобы МСИ не являлась существенным ограничивающим фактором, она должна быть на 7÷10 дБ ниже этих уровней. Тогда ресурсы схем эквалайзеров не растрачиваются на подавление МСИ и потребительские свойства системы, даже при предельных нагрузках, не снижаются. С учетом вышесказанного, на рис. 3 выделены подходящие значения T_w для сервисов с модуляцией QAM-16 и QAM-64. Как выяснилось, выбор интервала ограничения T_w более $7 \cdot T$ не позволяет снизить МСИ, так как этому начинают препятствовать даже небольшие ошибки тактирования (на уровне 0,025T). Одновременно, проверка ограничений, накладываемых на внеполосные излучения рекомендациями 3GPP [16], показала, что они выполняются при $T_w \geq 6,7 \cdot T$. Поэтому можно сделать однозначный вывод, что наименьшее допустимое значение T_w , которое может применяться производителями мобильных аппаратов и аппаратуры сетей UMTS, равно $7 \cdot T$.

Выводы

1. Анализ уровня межсимвольной интерференции (МСИ) в радиоканале сети UMTS

показал, что она может быть снижена на 2,5-3 дБ при правильной настройке сдвига последовательности тактовой синхронизации, используемой на приеме.

2. Также установлено, что использование ограничений длительности формирующего импульса передачи до уровней менее $6,7 T$, где T – период на частоте 3,84 МГц, не позволит в сети UMTS обеспечить уровень МСИ, достаточный для использования модуляции QAM-64. Этим определяются минимальные требования к производительности вычислительных модулей, применяемых для цифровой обработки сигналов UMTS.

3. Анализ чувствительности ЭМС к ошибкам синхронизации по задержкам показал, что нужно иметь точность не ниже чем $T/20$, что существенно выше, чем требуется для сетей с OFDM модуляцией.

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. Влияние размера ресурсного блока сигнала OFDM на показатели качества работы сетей стандартов LTE и McWILL // Электросвязь. – 2017. – № 2. – С. 67-71.
7. Бокк Г.О. ММО: Оптимизация управления числом логических каналов // Электросвязь, – 2017. – № 1. – С. 40-44.
8. 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.
9. 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.
10. 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.
11. Шорин О.А., Бокк Г.О. Эквалайзер для коррекции мультитидоплеровских искажений OFDM-сигналов в сетях LTE и McWILL // Электросвязь, – 2017. – № 1. – С. 28-34.
12. Шорин О.А., Бокк Г.О. Эквалайзер для коррекции мультитидоплеровских 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.
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. 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).