Оценка оптимальных параметров OFDM-сигналов с учетом мобильности абонентов

Р.С. Аверьянов, аспирант МТУСИ; roman3178823@gmail.com
А.О. Шорин, аспирант МТУСИ; 9161385901@rambler.ru

УДК 621.396

Аннотация. *Представлено обобщение данных исследования межсимвольной интерференции (ISI) и интерференции между поднесущими (ICI) в сигналах с OFDM-модуляцией в условиях отсутствия точной синхронизации по несущей частоте. Проведено сравнение ансамблей сигналов двух стандартов LTE и NG-1 при работе в различных условиях использования и в разных частотных диапазонах.*

Ключевые слова: *широкополосные системы связи, OFDM-модуляция, уровень интерференции, многолучевость.*

ВВЕДЕНИЕ

В системах мобильного широкополосного доступа поколения 4G используется радиоинтерфейс с сигналами OFDM. Для этих сигналов существенным является сохранение ортогональности поднесущих при любых дестабилизирующих факторах. Один из таких факторов – доплеровский сдвиг частоты, вызванный передвижением абонента сети.

Представляет интерес обобщение полученных в [1] соотношений для энергии полезной составляющей P_s, межсимвольных интерференционных помех ISI и помех интерференции поднесущих ICI при отсутствии точной синхронизации по несущей частоте. Иными словами, когда в принимаемом сигнале и опорных сигналах FFT наблюдается частотная отстройка $\Delta F \neq 0$. Если не принимать во внимание нестабильность генераторов, то получим парадоксальный результат: чем уже «нарезка» поднесущих (или чем больше размер рабочего интервала N), тем лучше.

Действительно, при бесконечном увеличении рабочего интервала можно до бесконечности увеличивать и размер защитного интервала, обеспечивая одновременно условие, при котором отношение G/N меньше любого наперед заданного значения, т.е. получить возможность борьбы с замираниями сколь угодно больших длительностей при исчезающе малых потерях в пропускной способности канала. На практике этому будет препятствовать нестабильность генераторов и возможные доплеровские сдвиги несущих колебаний. Но численно оценить достижимые уровни качества работы можно только после того, как будут получены соответствующие аналитические соотношения.

РАСЧЕТ ОПТИМАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ OFDM-СИГНАЛОВ

Пусть модель сигнала и канала имеют вид, приведенный в [1, см. стр. 55]. Введем некую упрощающую модель статистической связи между отсчетами импульсной реакции канала $h(k)$ и между информационными символами $I(i, l)$. Модель будет описывать исключительно корреляционные соотношения

$$\left\langle h(k)h^*(k')\right\rangle = \delta_{kk'}[h(k)]^2; \quad (1)$$

$$I(i,L)I^*(i',L') = \delta_{ii'}\delta_{LL'}\left[I\right]^2. \quad (2)$$

Здесь * обозначает операцию комплексного сопряжения; $< >$ – операцию статистического усреднения; $\delta_{kk'}$ – символ Кронекера; $[h(k)]^2$ – математическое ожидание для квадрата амплитуды отсчета импульсной реакции в момент $k\Delta t$; $[I]^2$ – математическое ожидание уровня информационного символа, передаваемого на отдельной поднесущей.

Положим, что начиная с защитного интервала предыдущей информационной посылки $(L-1)T$ воздействие на рабочую область текущей информационной посылки исчезает. Тогда

$$[h(k)]^2 = 0 \text{ при } \quad k > (N+G-1). \quad (3)$$

Определим аналитические соотношения для уровней ISI, ICI и P_s при расстройке по частоте между принимаемым OFDM-сигналом и опорным эталоном приемника. Расстройку по частоте можно ввести в рассмотрение с помощью дополнительного сомножителя $e^{-j2\pi\varepsilon\Delta fn\Delta t}$ в процедуру FFT. Здесь ε – относительная частотная расстройка, представленная в единицах разноса поднесущих Δf.

Иными словами, наличие расстройки по частоте приведет к тому, что переход от соотношения (1) претерпит следующее изменение

$$\sum_{k=n+1}^{N+G}\sum_{i=0}^{N-1} I(i,L-1)h(k)\,e^{j2\pi\left[(F_0+i\Delta f)(N+G)-(F_0+i_0\Delta f)k+(i-i_0)(n-k)\Delta f-\varepsilon\Delta fn\right]\Delta t}. \quad (4)$$

Аналогично, переход (2) будет иметь вид:

$$\sum_{n=G}^{N+G-1}\sum_{k=0}^{n}\sum_{i=0}^{N-1} I(i,L)h(k)e^{-j2\pi F_0k\Delta t}e^{-j2\pi ki\Delta f\Delta t}\,e^{j2\pi(i-i_0)n\Delta f\Delta t}e^{-j2\pi\varepsilon n\Delta f\Delta t}. \quad (5)$$

Подобного вида изменения претерпят переходы

$$e^{j2\pi(F_0+i_0\Delta f)(N+G)\Delta t}\sum_{n=G}^{N+G-1}\sum_{k=n+1}^{N+G} I(i_0,L-1)h(k)\,e^{-j2\pi(F_0+i_0\Delta f)k\Delta t}e^{-j2\pi\varepsilon n\Delta f\Delta t}; \quad (6)$$

$$\sum_{n=G}^{N+G-1}\sum_{k=0}^{n} I(i_0,L)h(k)e^{-j2\pi(F_0+i_0\Delta f)k\Delta t}e^{-j2\pi\varepsilon n\Delta f\Delta t}. \quad (7)$$

Применяя методику, изложенную в [1], можно получить:

$$ISI=[I]^2\sum_{k=G+1}^{N+G}\sum_{k'=G+1}^{N+G}[h(k)]^2\delta_{kk'}\frac{\sin^2\left(\frac{\pi\varepsilon}{N}(k-G)\right)}{\sin^2\left(\frac{\pi\varepsilon}{N}\right)}=$$

$$=[I]^2\sum_{k=G+1}^{N+G}[h(k)]^2\frac{\sin^2\left(\frac{\pi\varepsilon}{N}(k-G)\right)}{\sin^2\left(\frac{\pi\varepsilon}{N}\right)}; \quad (8)$$

$$ICI(L-1)=[I]^2\sum_{k=G+1}^{N+G}[h(k)]^2\left(N(k-G)-\frac{\sin^2\left(\frac{\pi\varepsilon}{N}(k-G)\right)}{\sin^2\left(\frac{\pi\varepsilon}{N}\right)}\right); \quad (9)$$

$$P_s=[I]^2\left(\frac{\sin^2(\pi\varepsilon)}{\sin^2\left(\frac{\pi\varepsilon}{N}\right)}\sum_{k=0}^{G}\sum_{k'=0}^{G}[h(k)]^2\delta_{kk'}e^{-j2\pi(F_0+i_0\Delta f)(k-k')\Delta t}+\right.$$

$$\left.+\sum_{k=G+1}^{N+G-1}\sum_{k'=G+1}^{N+G-1}[h(k)]^2\delta_{kk'}e^{-j2\pi\left(F_0+i_0\Delta f+\frac{\varepsilon}{2N}\right)(k-k')\Delta t}\frac{\sin^2\left(\pi\varepsilon\frac{N+G-k}{N}\right)}{\sin^2\left(\frac{\pi\varepsilon}{N}\right)}\right)=$$

$$=[I]^2\left(\frac{\sin^2(\pi\varepsilon)}{\sin^2\left(\frac{\pi\varepsilon}{N}\right)}\sum_{k=0}^{G}[h(k)]^2+\sum_{k=G+1}^{N+G-1}[h(k)]^2\frac{\sin^2\left(\pi\varepsilon\frac{N+G-k}{N}\right)}{\sin^2\left(\frac{\pi\varepsilon}{N}\right)}\right). \quad (10)$$

Соотношение (10) определяет уровень полезной составляющей на выходе блока FFT при наличии частотного рассогласования. Вычитая из (9) определяемый (10) уровень P_s, получаем выражение для энергии помехи ICI(L):

$$ICI(L)=[I]^2\left(N^2\sum_{k=0}^{G}[h(k)]^2\left(1-\frac{\sin^2(\pi\varepsilon)}{N^2\sin^2\left(\frac{\pi\varepsilon}{N}\right)}\right)+\right.$$

$$\left.+\sum_{k=G+1}^{N+G-1}[h(k)]^2\left(N(N+G-k)-\frac{\sin^2\left(\pi\varepsilon\frac{N+G-k}{N}\right)}{\sin^2\left(\frac{\pi\varepsilon}{N}\right)}\right)\right). \quad (11)$$

Отношение сигнал/помеха на выходе FFT-преобразователя можно получить как отношение (10) к сумме (8) и (11): ➤

Рисунок 1
Весовые функции агрегирования энергии полезного сигнала (сплошные линии) и помех (штриховые линии) для FFT-преобразователя в блоке обработки ансамбля OFDM-сигналов. Аргумент – задержка импульсной реакции в канале

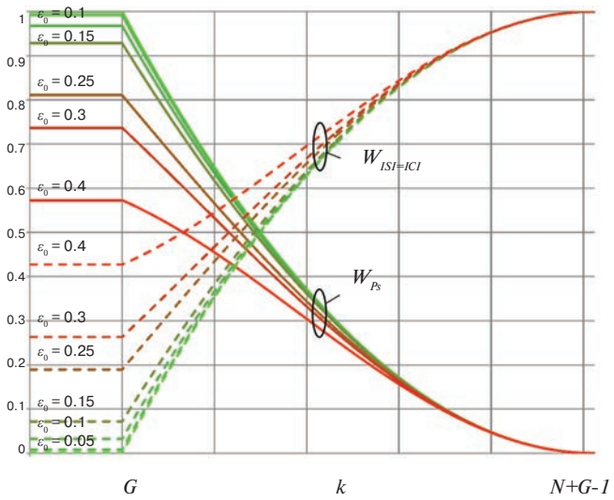


Рисунок 2
Зависимости информационной эффективности сигналов с OFDM-модуляцией от размера ансамбля N (размера блока FFT-преобразователя) при различных уровнях частотной расстройки

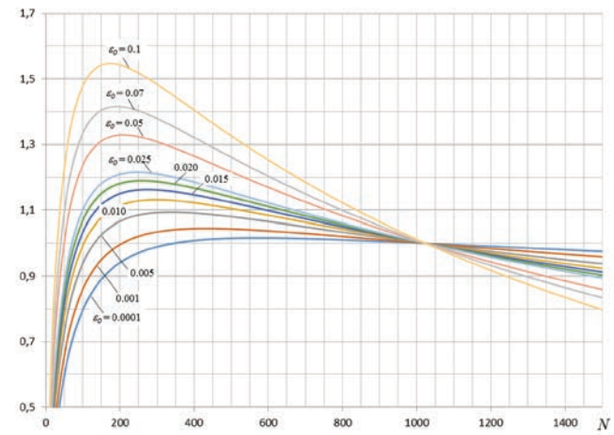


Рисунок 3
Зависимости информационной эффективности сигналов с OFDM-модуляцией от размера ансамбля N (размера блока FFT-преобразователя) при различных уровнях частотной расстройки и уровне собственных шумов -30 дБ

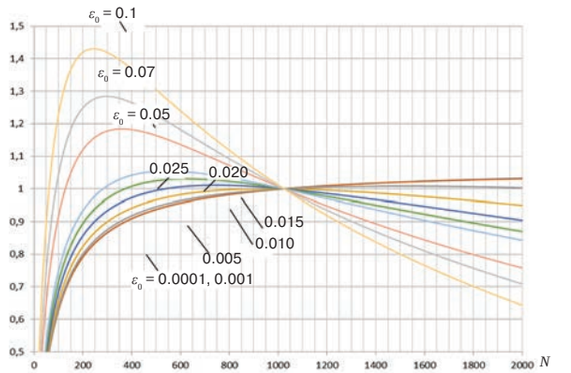


Рисунок 4
Уровень собственных шумов -30 дБ

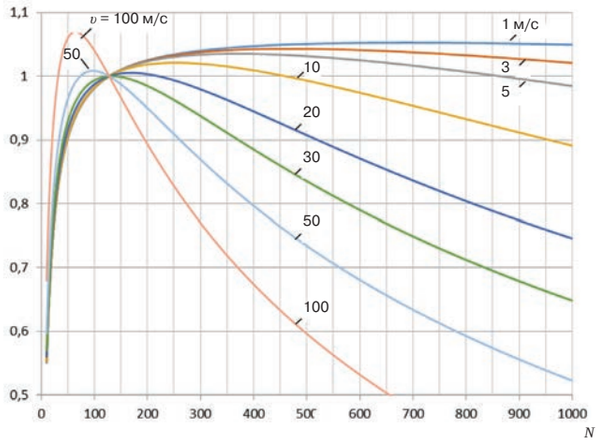


Рисунок 5
Уровень собственных шумов -25дБ

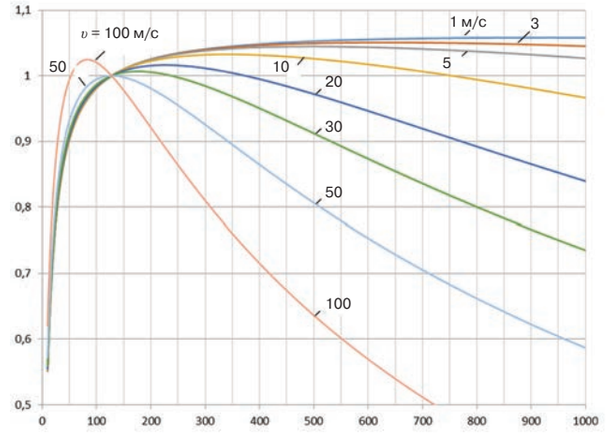
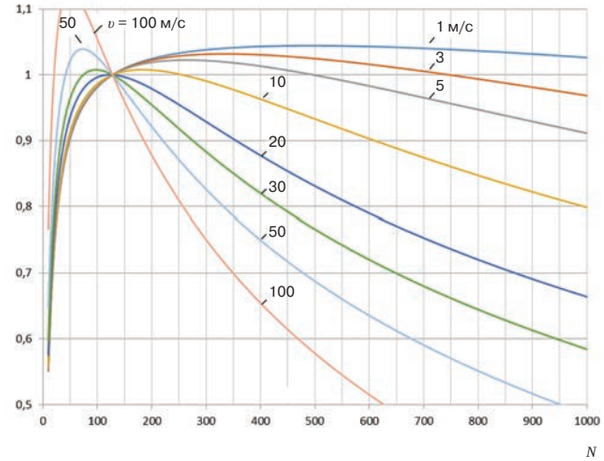


Рисунок 6
Стандарт McWiLL при различных скоростях перемещения абонентов и уровне собственных шумов -35 дБ



$$\frac{C}{\Pi}=\frac{\frac{\sin^2(\pi\varepsilon)}{N^2\sin^2\left(\frac{\pi\varepsilon}{N}\right)}\sum_{k=0}^{G}\left[h(k)\right]^2+\sum_{k=G+1}^{N+G-1}\left[h(k)\right]^2\frac{\sin^2\left(\pi\varepsilon\frac{N+G-k}{N}\right)}{N^2\sin^2\left(\frac{\pi\varepsilon}{N}\right)}}{\sum_{k=0}^{G}\left[h(k)\right]^2\left(1-\frac{\sin^2(\pi\varepsilon)}{N^2\sin^2\left(\frac{\pi\varepsilon}{N}\right)}\right)+\sum_{k=G+1}^{N+G-1}\left[h(k)\right]^2\left(1-\frac{\sin^2\left(\pi\varepsilon\frac{N+G-k}{N}\right)}{N^2\sin^2\left(\frac{\pi\varepsilon}{N}\right)}\right)}. \quad (12)$$

Для того чтобы наглядно оценить влияние частотной расстройки можно несколько упростить (12), воспользовавшись тем, что для реальных систем (LTE, NG-1 (McWiLL, Маквил)) число узлов N в блоке FTT составляет сотни или даже тысячи. Кроме того, рабочее состояние можно считать принципиально возможным при $\varepsilon < 1$ или даже менее (ошибка в пределах одного частотного сдвига между поднесущими). В результате можно утверждать, что

$$\frac{\pi\varepsilon}{N} \ll 1$$

и воспользоваться приближением

$$\sin\left(\frac{\pi\varepsilon}{N}\right) \approx \frac{\pi\varepsilon}{N}.$$

Тогда, после несложных преобразований для (12) получим упрощенный вид

$$\frac{C}{\Pi}=\frac{\left(\frac{\sin(\pi\varepsilon)}{\pi\varepsilon}\right)^2\sum_{k=0}^{G}\left[h(k)\right]^2+\sum_{k=G+1}^{N+G-1}\left[h(k)\right]^2\frac{\sin^2\left(\pi\varepsilon\left(1-\frac{k-G}{N}\right)\right)}{(\pi\varepsilon)^2}}{\sum_{k=0}^{G}\left[h(k)\right]^2\left(1-\left(\frac{\sin(\pi\varepsilon)}{\pi\varepsilon}\right)^2\right)+\sum_{k=G+1}^{N+G-1}\left[h(k)\right]^2\left(1-\frac{\sin^2\left(\pi\varepsilon\left(1-\frac{k-G}{N}\right)\right)}{(\pi\varepsilon)^2}\right)}. \quad (13)$$

На рис. 1 показаны группы кривых для весовых функций, отдельные элементы в которых связаны с заданным значением частотной расстройки ε. В расчетах $N = 1024$, $\varepsilon = 0.05, 0.1, 0.15, 0.25, 0.3, 0.4$.

Установим связь между стабильностью частоты и оптимальной длительностью символов OFDM. Представим результаты эффективности OFDM-ансамбля в относительном виде с параметрами:

G_0 – размер защитного интервала;

N_0 – размер ансамбля (количество поднесущих, или число точек в FFT-преобразования);

ε_0 – относительная расстройка частоты приема и передачи, выраженная в единицах частотного сдвига между поднесущими.

Анализ проводим для разных значений N, т.е. для изменяющегося значения числа поднесущих, и, как следствие, для меняющейся длительности элементарного символа OFDM. Размер защитного интервала считаем постоянным и подобранным так, что импульсная реакция канала за него не проникает ($h(k) = 0$ при $k > G$). Это предположение упростит анализ, поскольку исчезнет зависимость от характера поведения «хвоста» импульсной реакции, проникающего за защитный интервал.

Используя оговоренные условия, можно записать относительную эффективность OFDM-ансамбля в виде:

$$\rho \approx \frac{N}{N_0}\frac{G+N_0}{G+N}\frac{\log_2\left(1+\frac{1}{z_0}\right)-\log_2\left(1+\frac{1}{z_0}-\frac{\sin^2\left(\pi\varepsilon_0\frac{N}{N_0}\right)}{\left(\pi\varepsilon_0\frac{N}{N_0}\right)^2}\right)}{\log_2\left(1+\frac{1}{z_0}\right)-\log_2\left(1+\frac{1}{z_0}-\frac{\sin^2(\pi\varepsilon_0)}{(\pi\varepsilon_0)^2}\right)}, \quad (14)$$

где z_0 – отношение сигнал/шум, достигаемое на выходе FFT-преобразователя в идеальных условиях частотного согласования при приеме эталонного OFDM-сигнала.

На рис. 2 показан пример расчета относительной эффективности при различных значениях частотной расстройки. В качестве эталона принят OFDM-сигнал с $N_0 = 1024$, $G_0 = 70$ (относительный размер защитного интервала 5–7% наиболее характерен. Его применяют в стандартах LTE и McWiLL); 1024 – тоже один из наиболее распространенных размеров FFT-преобразователя, используемых в стандарте LTE. Уровень собственных шумов бесконечно мал, т.е.

$$\frac{1}{z_0} = 0.$$

Результаты показывают, что для большинства реальных значений ε_0 оптимальным будет размер ансамбля в пределах 200–400. Но это связано с принятой упрощенной моделью с бесконечно малыми шумами. При $z_0 = 30$ дБ результаты изменятся, как показано на рис. 3.

Теперь при частотных расстройках ε_0 = 0,005–0,02 оптимальными оказываются ансамбли с N в пределах значения 1000. Точные настройки практически не дают заметного выигрыша по сравнению со случаем $N = 1000$. Но если частотные расстройки будут меньше 0,002 или больше 0,05, то ансамбль оптимального OFDM станет существенно отличаться от традиционного значения 1024.

ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ НА ПРИМЕРЕ СТАНДАРТОВ LTE И MCWILL

Проведем конкретный анализ сигналов, используемых в LTE и сетях стандарта McWiLL и получим требования на точность частотной синхронизации в различных диапазонах, при которой обеспечивается работа, близкая к оптимальной.

Рассмотрим конкретный случай с характеристиками сигнала стандарта McWiLL. Несущая частота $f_0 = 335$ МГц; $N = 128$ (один такт составляет 1мкс, а рабочая область – 128 тактов); G состоит из суффикса и префикса размером 3,5 и 6 мкс, т.е. можем принять $G = 9{,}5$. Несколько сложнее дело обстоит с определением частотной расстройки ε.

Дело в том, что стандартная процедура работы в LTE и McWiLL предполагает, что абонентская станция (АС) устанавливает синхронизацию с базовой станцией (БС) по пилотным сигналам, обеспечивая синхронизацию на прием по частоте. Только после этого АС может осуществлять попытки подключения в сеть. Возможные уходы опорных генераторов на АС корректируются. Кратковременная нестабильность генераторов всегда значительно меньше долговременной нестабильности. Фактически можно ориентироваться ➤

Рисунок 7
Уровень собственных шумов -30 дБ

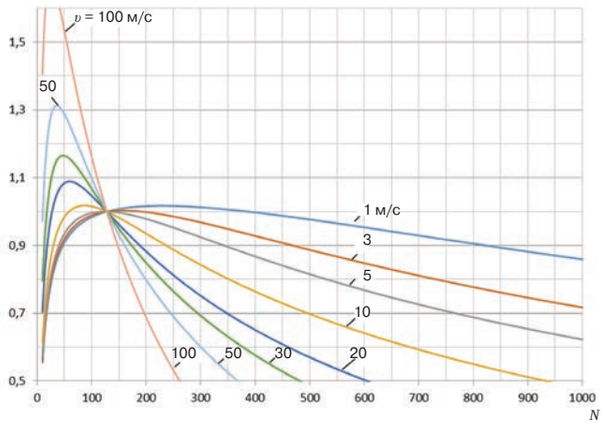


Рисунок 8
Уровень собственных шумов -25 дБ

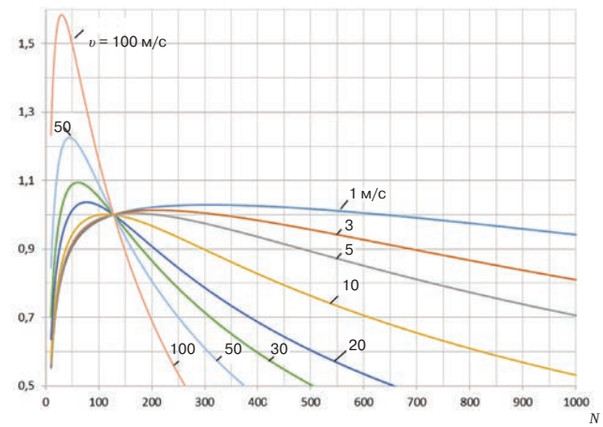


Рисунок 9
Уровень собственных шумов -35 дБ

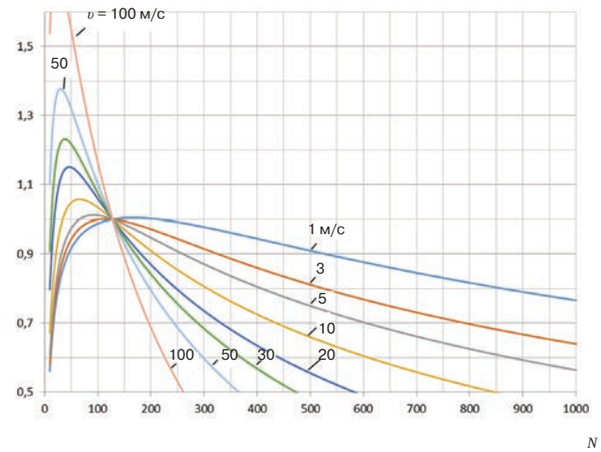


Рисунок 10
Стандарт LTE при различных скоростях перемещения абонентов и уровне собственных шумов -30 дБ (диапазон 2600 МГц)

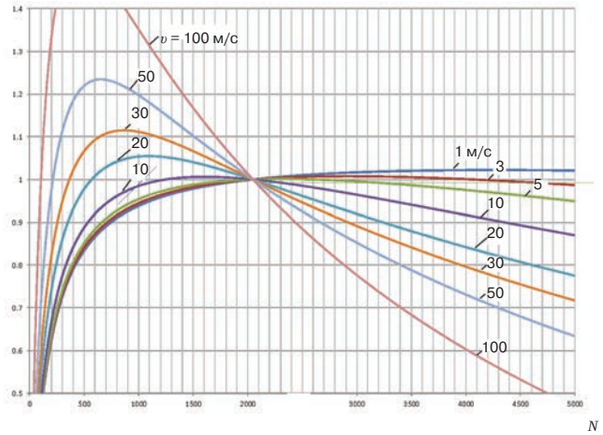


Рисунок 11
Уровень собственных шумов -30 дБ (диапазон 1800 МГц)

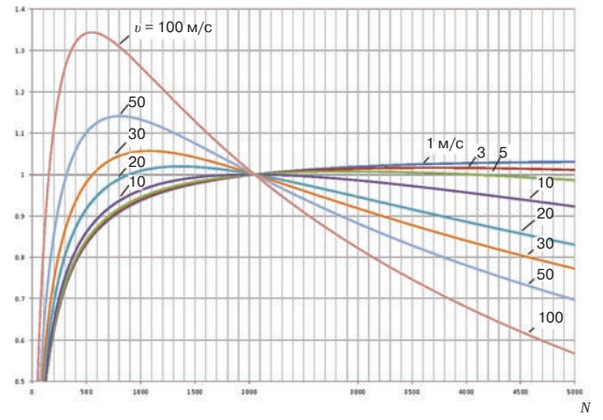
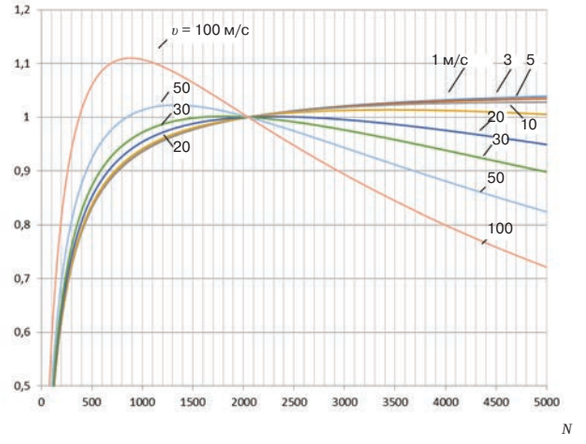


Рисунок 12
Уровень собственных шумов -30 дБ (диапазон 800 МГц)



➤➤ на цифру относительной кратковременной нестабильности порядка δ = 0,01 ppm = 10^{-8}. Поэтому главный вклад в частотную расстройку будет вносить нескомпенсированный доплеровский сдвиг.

Действительно, АС при отсутствии активного подключения к БС не может отличить погрешность по несущей частоте, возникающую по причине расстройки генераторов и из-за взаимного движения. А компенсация доплеровского сдвига, трактуемого как обычная расстройка, приводит к тому, что в ответной передаче от АС к БС доплеровский сдвиг удваивается. В результате частотная расстройка

$$\partial f = f_0\left(2\frac{v}{c}+\delta\right), \qquad (15)$$

где v – скорость движения АС (абонента); c – скорость света; δ – случайная компонента частотной расстройки, связанная кратковременной нестабильностью генераторов.

Используемую в формулах относительную величину расстройки ε можно рассчитать из (15):

$$\varepsilon = \frac{\partial f}{\Delta f} = \frac{f_0\left(2\frac{v}{c}+\delta\right)}{\Delta f}, \qquad (16)$$

где Δf – частотный разнос поднесущих, составляющий в стандарте NG 1/128 МГц = 7,8125 кГц.

Подставляя численные значения в (16), получим

$$\varepsilon = 8.576\times10^{4}\left(\frac{v}{c}\pm5\times10^{-9}\right),$$

т.е. кратковременная нестабильность соизмерима с вариациями скорости перемещения абонента в направлении к/от БС на 1 м/с. Даже пешеходы идут быстрее. Поэтому для стандарта McWiLL (и LTE) можно пренебречь вкладом нестабильности генераторов на фоне погрешностей, порождаемых нескомпенсированным доплеровским сдвигом:

$$\varepsilon \approx 8.576\times10^{4}\frac{v}{c}. \qquad (17)$$

И, наконец, будем считать, что при идеальных условиях на приемной стороне достигается отношение сигнал/шум z_0 = 30 дБ =1000. Теперь можем использовать написанный скрипт для расчета графиков оптимальных размеров рабочей области N сигналов OFDM в стандарте McWiLL при разных скоростях перемещения абонентов.

На рис. 4–5 представлены зависимости информационной эффективности сигналов с OFDM-модуляцией от размера ансамбля N (размера блока FFT-преобразователя) стандарта McWiLL при разных скоростях перемещения абонентов и различных уровнях собственных шумов.

На рис. 4 приведены результаты для уровня собственного шума порядка -30 дБ, соответствующего стандартным ситуациям. Узловая точка пересечения графиков отвечает размеру FFT-преобразования (ансамбля сигналов OFDM) равному 128 (прописано в стандарте McWiLL). Этот размер оптимален для скоростей перемещения абонентов 30 м/с. Немного хуже оптимальных (в пределах нескольких процентов) этот размер проявляется для скоростей от 10 до 50 м/с. Примерно на 5% можно поднять эффективность, если перейти к ансамблям с N = 512,

когда скорости абонентов не превышают 5 м/с. И если они заведомо выше 50 м/с, то лучше сократить ансамбль до 64 (уменьшить длительность OFDM-посылок в 2 раза), увеличив тем самым эффективность примерно на 7%.

На рис. 5 представлены кривые эффективности в условиях, когда уровень шума в линиях связи составляет -25 дБ от сигнального, что несколько хуже стандартного. Такие ситуации могут возникать, когда абоненты находятся от БС на расстояниях несколько больших расчетных. При этом оптимальным принятый в McWiLL размер FFT-преобразования будет при скоростях перемещения порядка 50 м/с. Но деградации эффективности на низких скоростях остаются умеренными (в пределах нескольких процентов). И только когда заведомо известно, что все абоненты перемещаются не быстрее 5 м/с, можно при переходе к $N = 512$ повысить эффективность примерно на 5%.

На рис. 6 показан случай с уровнем шума -35 дБ, что несколько лучше стандартного. Такие ситуации могут наблюдаться, когда большинство абонентов располагаются в непосредственной близости от БС. В этих условиях параметры стандарта McWiLL оптимальны для абонентов со скоростями движения около 20 м/с. Для более высоких скоростей выигрыш от сокращения ансамбля может быть значительным (более 12,5%).

На рис. 7–9 приведены те же кривые эффективности, но при работе на частотах диапазона 1800 МГц (1793 МГц – центр буферного интервала 2G сети МегаФон). В таких условиях параметры стандарта McWiLL могут приводить к заметной деградации эффективности для высокоскоростных объектов. При нормально-стандартном уровне шума деградация может составлять более 13% при скоростях 30 м/с и превышать 30% при увеличении скорости до 50 м/с. Оптимальность параметров наблюдается на скоростях порядка 5 м/с.

Общий характер поведения кривых показывает, что в диапазоне 1800 имеет место большой разброс по показателю эффективности для диапазонов скоростей, характерных для мобильных наземных объектов. Система McWiLL в указанном диапазоне будет проявлять определенную неустойчивость в работе и потребуется более детальная настройка по территориальным зонам с различными скоростями перемещения абонентов.

При уменьшении уровня шума разброс кривых эффективности увеличивается, следовательно, чувствительность системы к различным скоростям абонентов будет возрастать. Зависимости информационной эффективности сигналов с OFDM-модуляцией от размера ансамбля N стандарта McWiLL при разных скоростях перемещения абонентов и различных уровнях собственных шумов приведены на рис. 7–9.

РЕЗУЛЬТАТЫ АНАЛИЗА СЕТИ LTE, РАБОТАЮЩЕЙ НА ЧАСТОТЕ F_0=2655 МГц

В этом случае N =2048 (при разносе поднесущих 15 кГц дает рабочую полосу 30,72 МГц, что в 8 раз больше полосы 3G = 3,84 МГц). Защитные интервалы в промежуточных позициях символов OFDM в LTE равны G = 4,66(6) мкс = 144 такта.

На рис. 10 показаны зависимости информационной эффективности сигналов с OFDM-модуляцией от размера ансамбля N стандарта LTE при различных скоростях перемещения абонентов и уровне собственных шумов – на выходе блока корреляционной обработки (работающего на базе FFT преобразователя). На рис. 11 представлены результаты расчета эффективности для LTE при работе на частотах диапазона 1800. Конкретно была выбрана центральная частота 1845 МГц.

При работе в диапазоне 1800 МГц можно было бы достигнуть повышения эффективности для низкоскоростных абонентов путем увеличения размера N, а для высокоскоростных – наоборот, путем уменьшения. При этом вполне очевидно, что улучшения для одних будут приводить к более существенным потерям для других.

ВЫВОДЫ

1. Проведенный анализ показал, что в стандарте McWiLL размер ансамбля OFDM-сигналов является оптимальным, или достаточно близким к нему, для наиболее характерных сегодня скоростей перемещений абонентов.

2. Ансамбль OFDM-сигналов стандарта LTE стандартизованной формы оптимален при скоростях перемещений абонентов в пределах от 3 до 10 м/с. Однако вид характеристик показывает, что диапазон 2600 МГц несколько завышен для используемых в LTE сигналов OFDM. При скоростях до 30 м/с применение ансамбля из 1024 поднесущих позволило бы в этом диапазоне поднять эффективность более чем на 10%.

3. При работе LTE в диапазоне 800 МГц уже наблюдается «перекос» семейства кривых эффективности, говорящий о том, что все скорости перемещения ниже 30 м/с приводят к режиму работы, уступающему оптимальному. На малых скоростях такие потери достигают 5%. Это подтверждает рис. 12.

Таким образом, можно заключить, что для диапазонов частот ниже 1 ГГц параметры сигналов OFDM, используемые в LTE, не являются оптимальными. В этих условиях целесообразно перейти на более узкую сетку нарезки поднесущих частот (например, $\Delta f = 7{,}5$ кГц) с зауженной общей полосой обработки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шорин О.А., Аверьянов Р.С. Оценка уровней интерференций для сигналов с OFDM модуляцией // Электросвязь. – 2015. – № 12. – С. 55-59.

2. Вишневский В.М., Портной С.Л., Шаханович И.В. Энциклопедия WiMax. Путь к 4G. – М.: Техносфера, 2009. – 472 с.

3. Скрынников В.Г. Радиоподсистемы UMTS/LTE. Теория и практика. – М.: Спорт и культура, 2012. – 864 с.

Получено 02.04.15