

# Методы улучшения межсистемной ЭМС для систем мобильной связи четвертого поколения

**О.А. Шорин**, генеральный директор ЗАО «НИРИТ», д.т.н.; oshorin@rambler.ru

**Г.О. Бокк**, директор по науке ООО «НСТТ», д.т.н.; bokkg@yandex.ru

**С.В. Сухачкий**, заместитель начальника отдела экспериментальных исследований АО «НРТБ»; suhatskiy@nrtb.ru

УДК 621.396

**Аннотация.** Рассматривается межсистемная и электромагнитная совместимость (ЭМС) систем четвертого поколения (4G) LTE (FDD, TDD) и McWill. Установлено, что главный источник внеполосных излучений – комбинационные продукты. Предложено несколько вариантов по обеспечению ЭМС сетей 4G, в том числе полосовая фильтрация, позволяющая сократить защитный частотный интервал (ЗЧИ) между системами LTE до 1,4 МГц. С учетом особенностей McWill рассмотрены различные комбинации электромагнитного воздействия на элементы систем и устранение помехового воздействия путем пространственного разнеса и настройками ориентации диаграммы направленности (ДН) антенны. Показаны возможность и условия совместной работы при ЗЧИ, равном 2,5 МГц. Рассчитано повышение помехоустойчивости систем, связанное с техникой пространственно-временной обработки сигналов в антенных системах базовых станций (БС), используемой в сети McWill и позволяющей подавлять направленные помехи от других сетей.

**Ключевые слова:** электромагнитная совместимость, система McWill, помехоустойчивость сети, пространственно-временная обработка сигналов.

## ВВЕДЕНИЕ

Мобильные сети 4G появились как результат технологического прогресса, начавшегося с момента появления сетей младших поколений. Но в них, наряду с заметно возросшей спектральной эффективностью, возник досадный недостаток – ухудшились условия межсистемной ЭМС. Заметно возросли требования к ЗЧИ. Так, для сетей UMTS (поколение 3G) практика показала достаточность отстройки несущих на 5 МГц, что соответствует ЗЧИ 1,16 МГц. А для сетей LTE утвердилось применение ЗЧИ 5 МГц. В результате для UMTS процент ЗЧИ составляет  $(5-3,84) \text{ МГц} / 3,84 \text{ МГц} = 30\%$ , а для LTE – 100 или 50% (при нарезке каналов по 5 или 10 МГц).

Сегодня вопрос улучшения межсистемной ЭМС и уменьшения ЗЧИ для сетей 4G особенно актуален. Чтобы на него ответить, нужно выделить наиболее значимые источники внеполосного излучения, выявить характеристики и установить их связь с технологическими параметрами. Это позволит выяснить, какие дополнительные ресурсы существуют для сокращения ЗЧИ и какие показатели реально достижимы в этом направлении. Определенный оптимизм по данному вопросу внушают результаты работы [1], где с учетом ресурсов, связанных с территориальным и угловым размещением антенн, показана возможность совместной работы сетей 4G стандартов NG-1 (McWill) и LTE при ЗЧИ, равном 2,5 МГц.

## ОСНОВНЫЕ ИСТОЧНИКИ ВНЕПОЛОСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

С учетом цифровой технологии формирования сигналов в сетях 4G можно утверждать, что существуют только два источника внеполосного излучения: остаточные продукты цифровой фильтрации и продукты

комбинационного излучения, порождаемые на нелинейных элементах схем частотного преобразования и усилителя мощности.

Обратимся к рекомендациям 3GPP TS 36.104 п.п. 6.6.3.1 и 6.6.3.2 [2], в которых содержатся допустимые в LTE рабочие полосы передатчиков (1,4; 3 и 5 МГц) и ограничительные маски внеполосного излучения для них. Эти маски имеют изломы в характерных позициях отстроек, равных значениям рабочей полосы и удвоенной полосы. Но указанные позиции соответствуют границам исчезновения комбинационных продуктов 3- и 5-го порядков. Скатывающиеся от края до первого излома во всех случаях являются линейными с коэффициентом наклона, обратно пропорциональным значению рабочей полосы, что соответствует приближенному расчету уровня для комбинационных компонент 3-го порядка. Из этого следует, что основной вклад во внеполосное излучение приносят комбинационные продукты [2]. И только при отстройках за зону комбинационных продуктов 3-го порядка обнаруживается вклад другого источника – остаточных продуктов цифровой фильтрации.

Найдем спектрально-энергетические характеристики комбинационного излучения, полагая, что:

- двусторонний спектр полезного OFDM-сигнала можно аппроксимировать непрерывной функцией  $\hat{F}(\omega)$ ;
- нелинейная характеристика, порождающая комбинационные продукты, имеет вид

$$h(x) = \sum_{i=0}^N \frac{h_i}{i!} x^i; \quad (1)$$

- компоненты спектра на разных частотах не коррелируют, т.е. ➤



$$\langle \dot{F}(\omega_1) \dot{F}^*(\omega_2) \rangle = |\dot{F}(\omega_1)|^2 \delta(\omega_1 - \omega_2), \quad (2)$$

$$= \frac{|h_i|^2}{(i!)^2} \frac{i!}{(2\pi)^{2i-2}} \underbrace{\langle |\dot{F}(\omega)|^2 \rangle \otimes \langle |\dot{F}(\omega)|^2 \rangle \otimes \dots \otimes \langle |\dot{F}(\omega)|^2 \rangle}_i. \quad (3)$$

где  $\langle \cdot \rangle$  обозначает операцию усреднения;  $\delta(\omega)$  – дельта-функция.

Комбинационный продукт порядка  $i$  будет возникать на  $i$ -м слагаемом разложения (1). Учитывая выражение (2) и то, что операция возведения в степень  $i$  в частотной области эквивалентна операции  $(i-1)$ -кратной свертки, находим спектральную плотность мощности (СПМ) комбинационного продукта порядка  $i$ :

$$\langle |\dot{K}_i(\omega)|^2 \rangle = \frac{|h_i|^2}{(i!)^2} \frac{1}{(2\pi)^{2i-2}} \left\langle \underbrace{\dot{F}(\omega) \otimes \dot{F}(\omega) \otimes \dots \otimes \dot{F}(\omega)}_i \times \right.$$

$$\left. \times \underbrace{\dot{F}(\omega) \otimes \dot{F}(\omega) \otimes \dots \otimes \dot{F}(\omega)}_i \right\rangle =$$

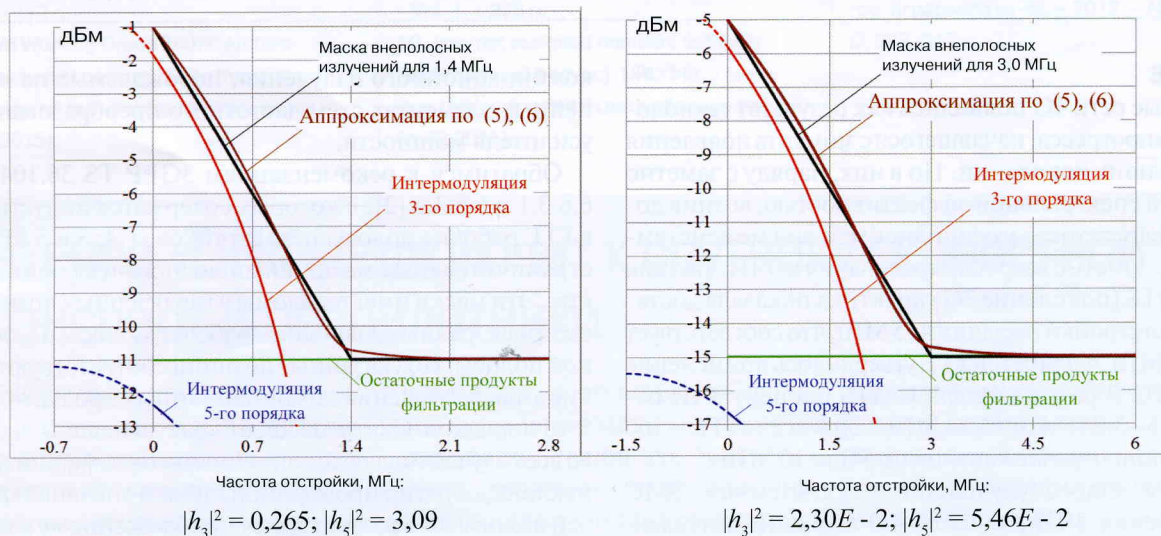
С выражением (3) удобнее работать, если преобразовать его к виду, соответствующему односторонним спектральным плотностям, а в качестве аргумента использовать значение отстройки по частоте  $\xi = \Delta f = f - f_0$

$$K_i^2(\xi) = \langle 2|\dot{K}_i(2\pi(f_0 + \xi))|^2 \rangle =$$

$$= 2 \frac{|h_i|^2}{\left(\frac{i+1}{2}\right)! \times \left(i - \frac{i+1}{2}\right)!} \frac{1}{2^i \times (2\pi)^{i-1}} \underbrace{\langle P(\xi) \otimes P(\xi) \otimes \dots \otimes P(\xi) \rangle}_i. \quad (4)$$

## Рисунок 1

Варианты масок внеполосных излучений из рекомендаций 3GPP TS 36.104 и их аппроксимации на основе соотношений (5), (6)





Здесь  $K_i^2(\xi)$  – односторонняя СПМ комбинационного продукта  $i$ -го порядка, записанная в предположении от аргумента частотной отстройки;

$P(\xi) = 2 \left( \dot{F}(2\pi(f_0 + \xi)) \right)^2$  – односторонняя СПМ транслируемого сигнала OFDM, выраженная от аргумента отстройки;

$[\cdot]$  – операция выделения целой части.

Для OFDM-сигналов величина  $P(\xi)$  с высокой точностью аппроксимируется функцией:

$$P(\xi) = \begin{cases} P_0 & \text{при } |\xi| \leq \frac{\Delta F}{2}; \\ 0 & \text{при } |\xi| > \frac{\Delta F}{2}, \end{cases}$$

где  $\Delta F$  – ширина спектра сигнала OFDM. При этом для (4) можно получить точное аналитическое представление. Для  $i = 3$  и  $5$  оно принимает вид:

$$K_3^2(\xi) = \frac{|h_3|^2 P_0^3 \Delta F^3}{256 \pi^2 \Delta F} \begin{cases} 2 \left( 3 - \left( \frac{\xi}{\Delta F/2} \right)^2 \right) & \text{при } |\xi| / (\Delta F/2) \leq 1; \\ \left( 3 - \frac{|\xi|}{\Delta F/2} \right)^2 & \text{при } 1 \leq |\xi| / (\Delta F/2) \leq 3; \\ 0 & \text{при } |\xi| / (\Delta F/2) \geq 3; \end{cases} \quad (5)$$

$$K_5^2(\xi) = \frac{|h_5|^2 P_0^5 \Delta F^5}{9 \times 2^{17} \pi^4 \Delta F} \times$$

$$\begin{cases} 2 \left( 115 - 30 \left( \frac{\xi}{\Delta F/2} \right)^2 + 3 \left( \frac{\xi}{\Delta F/2} \right)^4 \right) & \text{при } |\xi| / (\Delta F/2) \leq 1; \\ 4 \left( 55 + 10 \frac{|\xi|}{\Delta F/2} - 30 \left( \frac{\xi}{\Delta F/2} \right)^2 + 10 \left( \frac{|\xi|}{\Delta F/2} \right)^3 - \left( \frac{\xi}{\Delta F/2} \right)^4 \right) & \text{при } 1 \leq \frac{|\xi|}{\Delta F/2} \leq 3; \\ \left( 5 - \frac{|\xi|}{\Delta F/2} \right)^4 & \text{при } 3 \leq |\xi| / (\Delta F/2) \leq 5; \\ 0 & \text{при } |\xi| / (\Delta F/2) \geq 5. \end{cases} \quad (6)$$

Из полученных соотношений (5), (6) следует, что при постоянном уровне СПМ сигнала  $P_0$  увеличение ширины спектра приводит к росту уровней комбинационных продуктов. Для 3-го порядка оно пропорционально квадрату, а для 5-го – четвертой степени увеличения полосы. Используя (5) и (6), можно построить аппроксимацию для масок уровней внеполосных излучений, заданных в п.п. 6.6.3.1, 6.6.3.2 [2], и определить значения  $|h_3|^2, |h_5|^2$ . На рис. 1, а–в приведены результаты такой аппроксимации. Полученные результаты показывают, что для усилителей с полосой 5 МГц характеристики линейности заметно повышены, но дальнейшее увеличение рабочей полосы приведет к недопустимому возрастанию уровня внеполосного излучения.

Еще одним важным элементом передающего тракта, существенно влияющим на уровень внеполосного излучения, является высокочастотный полосовой фильтр. Характеристики его избирательности можно определить на основе анализа данных рекомендаций [2, п. 6.6.4.3.1 и п. 6.6.4.4.1]. В первом пункте содержится таблица, задающая уровень допустимого внеполосного излучения при работе сетей в разных диапазонах, т.е. когда внеполосное излучение дополнительно подавляется в диапазонном полосовом фильтре. Для сетей LTE этот уровень составляет -52 дБм (измерения в полосе 1 МГц). А во втором из указанных пунктов находится таблица, задающая уровень допустимого внеполосного излучения при работе в совмещенном диапазоне, когда подавления в диапазонных полосовых фильтрах нет. При этом для сетей LTE он составляет -96 дБм (измерения в полосе 100 кГц). Отсюда установленное для полосовых диапазонных фильтров подавление

$$K_{BF} = 96 \text{ дБ} - 62 \text{ дБ} = 34 \text{ дБ}.$$

Если привязать указанный уровень подавления к позиции отстройки на ширину диапазона, то можно оценить коэффициент прямоугольности и степень сложности реализации полосовых фильтров. Для этого воспользуемся аппроксимацией Баттерворта для характеристик подавления на срезе [3, 4]:

$$\eta_{\text{пю}}(\Delta f) \approx \frac{1}{1 + \left( \frac{\Delta F/2 + \Delta f}{\Delta F_{\text{пч}}/2} \right)^{2n}} \approx \frac{1}{\left( \frac{\Delta F/2 + \Delta f}{\Delta F_{\text{пч}}/2} \right)^{2n}}, \quad (7)$$

где  $\Delta F$  – рабочая полоса диапазона;  $\Delta f$  – частотная отстройка рассматриваемой позиции на срезе, рассчитанная от края рабочего диапазона;  $\Delta F_{\text{пч}}$  – полоса пропускания фильтра по уровню подавления 3 дБ. Из (7) получаем выражение для коэффициента прямоугольности, рассчитываемого для уровней подавления -3 дБ и  $10 \lg(\eta)$ , дБ:

$$S_F = \left( 3 \frac{\Delta F}{\Delta F_{\text{пч}}} \right)^{\frac{10 \lg(\eta)}{34 \text{ дБ}}}.$$

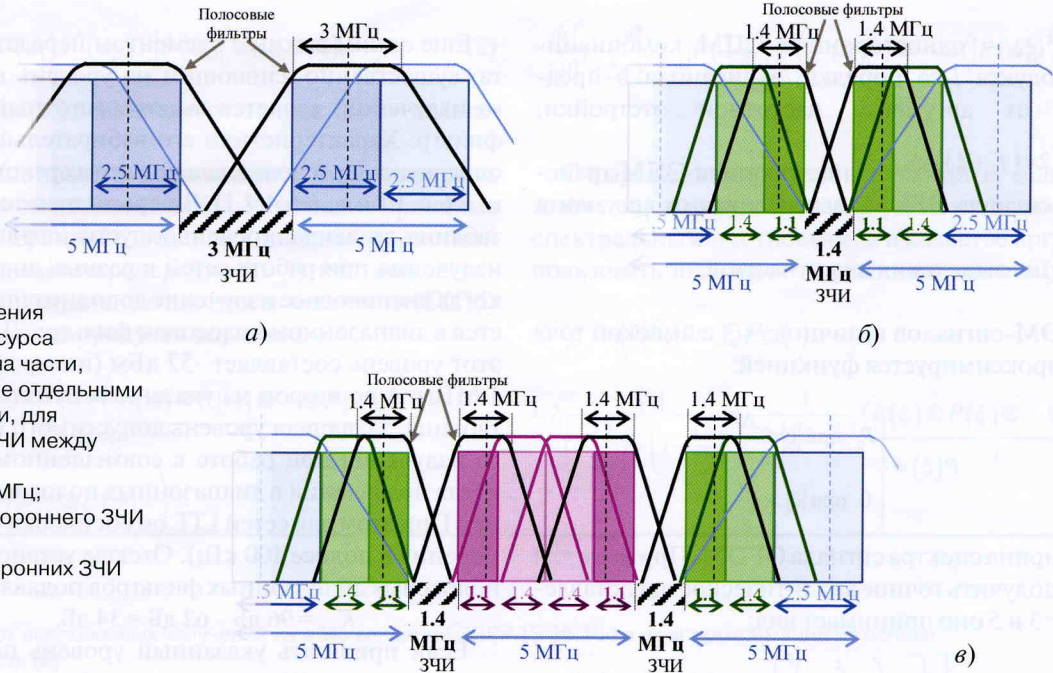
Выбирая  $10 \lg(\eta) = -20$  дБ, установленное ГОСТ 24375-80, получаем  $S_F = 1,80$ .

Степень сложности полосовых фильтров с такой прямоугольностью (в представлении через число звеньев эквивалентной схемы) можно оценить значением 5–6, что указывает на относительную простоту реализации. Если же для уровня подавления  $K_{BF}$  выбрать точку отстройки на половину рабочего диапазона, то оценка числа звеньев эквивалентной схемы возрастет примерно вдвое и сложность технологической задачи станет выше средней.

### ТЕХНИКА СОКРАЩЕНИЯ ЗЧИ МЕЖДУ СЕТЯМИ LTE

Вышеизложенное объясняет причину того, что в LTE установилась практика использования ЗЧИ, равных 5 МГц (самая распространенная рабочая полоса передатчика, применяемого для диапазонов от 5 до ➤





**Рисунок 2**  
 Варианты деления частотного ресурса канала 5 МГц на части, транслируемые отдельными передатчиками, для сокращения ЗЧИ между диапазонами:  
 а – для ЗЧИ 3 МГц;  
 б – для одностороннего ЗЧИ 1,4 МГц;  
 в – для двусторонних ЗЧИ по 1,4 МГц

➤➤ 20 МГц). Одновременно с этим был получен ответ на вопрос: как можно уменьшить ЗЧИ? Ясно, что для этого достаточно отказаться от нарезки полос передачи по 5 МГц на границах диапазонов различных сетей LTE и применить более мелкое деление.

На рис. 2 показаны примеры таких делений, которые позволят на базе уже имеющихся технических решений обеспечить условия межсистемной ЭМС при отстройках на 3 и даже 1,4 МГц. В последнем случае сети LTE по затратам спектра на ЗЧИ выходят на уровень, сопоставимый с сетями UMTS.

## ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ИСТОЧНИКИ УЛУЧШЕНИЯ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЭМС МЕЖДУ СЕТЯМИ 4G НА ПРИМЕРЕ СТАНДАРТА MCWILL

Помимо выявленных внутренних источников улучшения показателей ЭМС сетей LTE, существуют другие, которые в стандартах [2] явно или косвенно не отражены. Примером может служить сеть NG-1 стандарта McWill [5]. Ее дополнительные источники, повышающие показатели ЭМС с сетями LTE, приведены в таблице.

В [1] детально исследованы все варианты воз- ➤

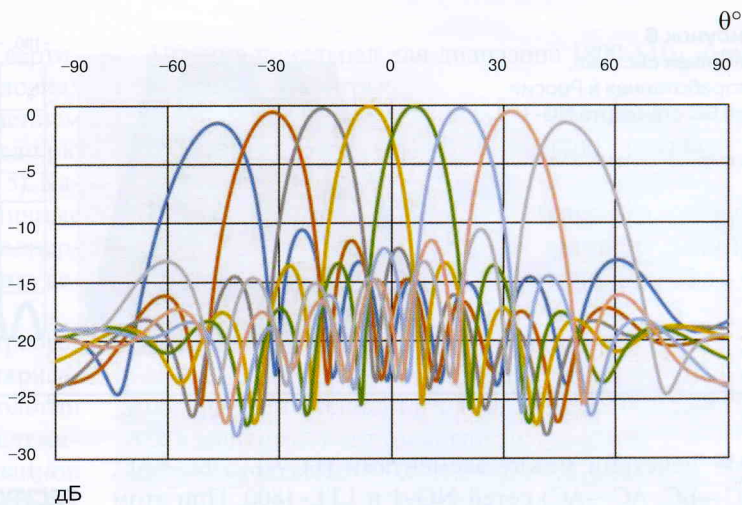
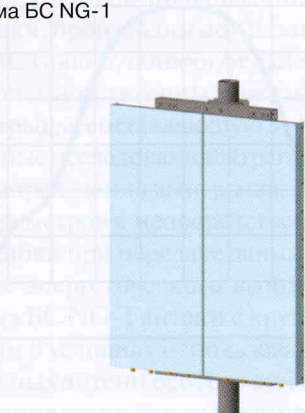
Источники улучшения ЭМС сети NG-1 (стандарт 4G McWill)

№	Название	Источник ресурса	Эффективный выигрыш, дБ	Источник информации
1	Обработка в антенной решетке (АР)	Число антенн в секторе увеличено до 8 (против 1 в LTE)	22	Данные производителя [7]
2	Пониженный коэффициент усиления антенн ( $K_t$ )	Коэффициент усиления антенн $K_t = 11$ дБи, (против 16 – 17 дБи в LTE)	5-6	Решение ГКРЧ [6]
3	Режим Transmit Diversity	Применение техники широкополосной связи с распределением спектра сигналов по множеству ресурсных блоков (RB)	3 (для QPSK), 6 (для QAM16)	Материалы стандарта [5]
4	Наклон антенн Tilt	Дополнительная настройка наклона антенн БС. В вертикальной ДН направления на мешающие антенны должны попадать в область боковых лепестков (провалов)*	14–16	Характерные уровни ограничения боковых лепестков вертикальной ДН антенн с $K_t = 11$ дБи [10, 11]
5	Улучшенное подавление внеполосного излучения	Улучшенные показатели линейности и подавления в полосовых фильтрах при отстройках на 2,5 МГц	7	Данные производителя [79]
6	Уменьшенный уровень СПМ излучения	Улучшенная работа антенн, сопровождающих перемещающихся абонентов лучами	3	Решение ГКРЧ [6]

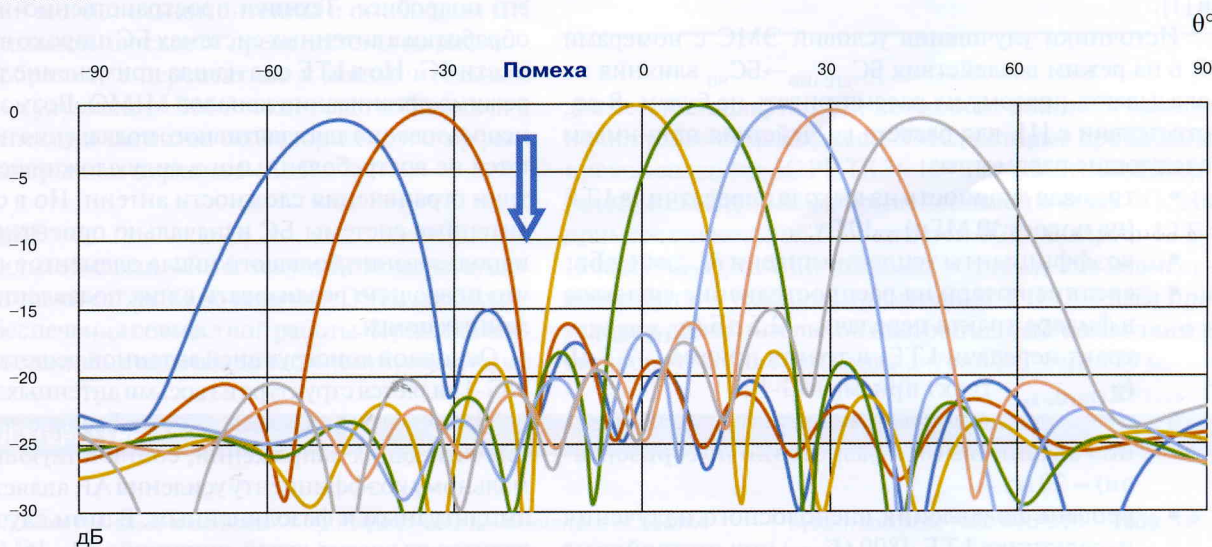
\* Этот источник также доступен и для сетей LTE.



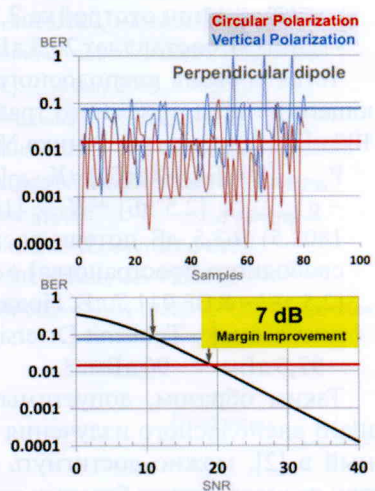
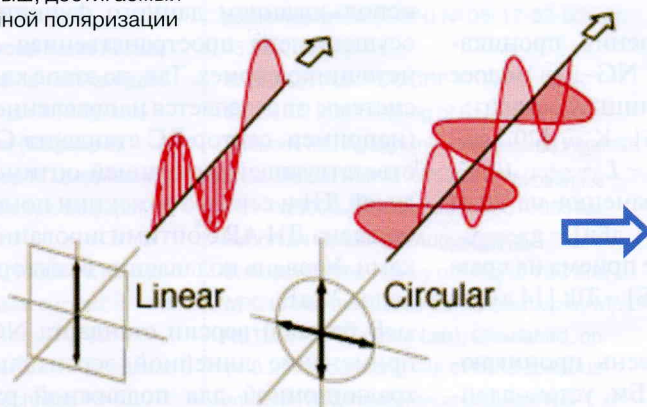
**Рисунок 3**  
 Антенная система БС NG-1



**Рисунок 4**  
 Формирование провала ДН в антенной системе БС NG-1 в направлении воздействия помехи

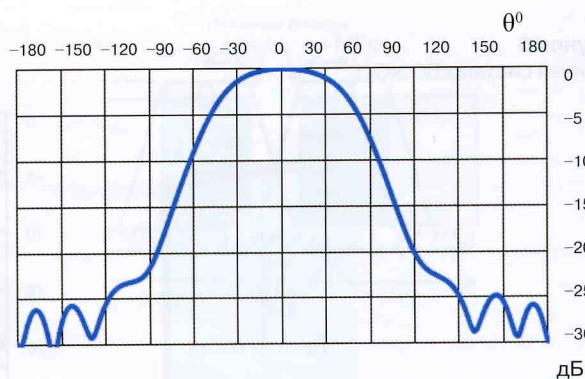
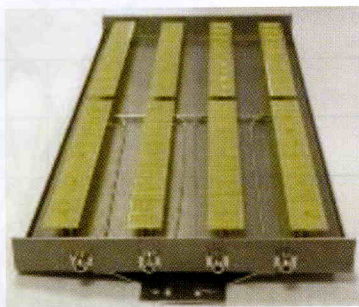


**Рисунок 5**  
 Энергетический выигрыш, достигаемый при переходе от линейной поляризации на круговую





**Рисунок 6**  
 Антенная система,  
 разработанная в России  
 для БС стандарта NG-1



➤➤ действий между элементами (БС→БС, БС→АС, АС→БС, АС→АС) сетей NG-1 и LTE-1800. При этом выявлено, что самым критичным с точки зрения обеспечения ЭМС является воздействие БС<sub>LTE-1800</sub>→БС<sub>NG</sub>. В дальнейшем ограничимся рассмотрением только этого случая. По остальным вариантам данные можно найти в [1].

Источники улучшения условий ЭМС с номерами 5, 6 на режим воздействия БС<sub>LTE-1800</sub>→БС<sub>NG</sub> влияния не оказывают, поэтому их рассматривать не будем. В соответствии с [1], для расчета воздействия принимаем следующие параметры:

- типовая мощность на выходе передатчика LTE (на полосу 10 МГц) – 10 Вт;
- коэффициенты усиления антенн  $K_{iLTE} = 16$  дБи;
- средние потери на распространение сигналов в фидере тракта передачи – 2,5 дБ ( $g_{LTE\ Fider\ Tr}$  – тракт передачи LTE) и тракта приема – 2,5 дБ ( $g_{LTE\ Fider\ Rx}$  – тракт приема NG-1);
- минимально допустимое расстояние сближения антенн БС (при разнесении по горизонтали) – 20 м;
- уровень подавления внеполосного излучения передатчика LTE-1800 ( $K_{comb}$ ) при отстройке на 2,5 МГц, согласно маске [2], составляет 36,5 дБ;
- уровень подавления в полосовом фильтре LTE ( $K_{BF2.5}$ ) при отстройке 2,5 МГц, рассчитанный по (7), составляет 20,3 дБ.

Тогда уровень внеполосного излучения, проникающего на вход приемного тракта БС NG-1 (в полосе 100 кГц), без учета источника № 1 таблицы, составит:

$$P_{BCLTE} [20 \text{ дБм}/100 \text{ кГц}] - K_{comb} [36,5 \text{ дБ}] - K_{BF2.5} [20,3 \text{ дБ}] - g_{LTE\ Fider\ Tr} [2,5 \text{ дБ}] + K_{iLTE} [16 \text{ дБи}] - L_{BCLTE-BCNG} (0,02; 1802,5) [63,5 \text{ дБ потери распространения на 20 м свободного пространства}] + K_{iNG} [11 \text{ дБи}] - g_{NG\ Fider\ Rx} [2,5 \text{ дБ}] - K_{BF0} [1,7 \text{ дБ. Подавление приема на краю диапазона}] - Transmit Diversity [3 дБ] - Tilt [14 дБ] = -97,0 \text{ дБм} < -96 \text{ дБм}.$$

Таким образом, допустимый уровень проникающего внеполосного излучения – 96 дБм, установленный в [2], можно достигнуть и без наклона антенн при разnose антенн базовых станций не менее чем на  $20 \text{ м} \cdot 10^{0.1 \cdot (96 \text{ дБм} - 97 \text{ дБм} + 14 \text{ дБм})/2} = 89,3 \text{ м}$ .

### РЕСУРС ПОВЫШЕНИЯ ЭМС ЗА СЧЕТ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ

Использование ресурса источника № 1 таблицы обеспечивает выполнение условия совместимости с заметным запасом 9 – 10 дБ. Представляется полезным описать его подробнее. Техника пространственно-временной обработки в антенных системах БС широко внедряется в сети 4G. Но в LTE она нашла применение только для режима организации каналов ММО. Возможности ее использования для адаптивного подавления помех остаются не востребованными в силу сложившейся практики ограничения сложности антенн. Но в сети NG-1 антенные системы БС изначально ориентированы на использование большого числа элементов на сектор, что позволило реализовать в них подавление направленных помех.

Основной конструкцией антенной решетки (АР) БС NG-1 является структура из восьми антенных элементов (АЭ) в горизонтальной плоскости. Базовое распределение питающих напряжений, соответствующее максимальному коэффициенту усиления АР, является равноамплитудным и фазолинейным. В этом случае ДН АР делится на восемь лучей шириной ~13...16° (рис. 3).

Радиоинтерфейс стандарта NG-1 предусматривает управление ДН путем распределения весовых коэффициентов с помощью питающих напряжений АР. С использованием данного функционала может быть осуществлена пространственная селекция внешних источников помех. Так, на этапе калибровки антенной системы определяется направление на источник помех (например, сектор БС стандарта GSM или LTE) с соответствующей фиксацией оптимальной ориентации лучей ДН и сектора режекции помехи. На рис. 4 представлена ДН АР с оптимизированными характеристиками. Уровень подавления в секторе  $-18 \pm 1^\circ$  составляет более 22 дБ.

В базовой версии стандарта NG-1 предусмотрено применение линейной вертикальной поляризации, традиционной для подвижной радиосвязи. Однако большое количество исследований, производимых различными группами специалистов, свидетельствуют о возможности дополнительного выигрыша за счет



использования круговой поляризации вместо вертикальной. Оценки, производимые в различных условиях размещения АС (indoor/outdoor/vehicle) с изменением положения приемной антенны, показывают среднюю величину выигрыша, составляющую 5–8 дБ (рис. 5). Качественно данные исследования затрагивали различные методологии определения выигрыша: сравнение энергетических параметров и непосредственную оценку вероятности ошибки при передаче данных.

Достижение энергетического выигрыша потребует применения на БС NG-1 антенн с круговой поляризацией. При этом в условиях использования технологии интеллектуальных антенн особого внимания заслуживает выбор типов антенн как элементов фазированной АР. Учитывая указанные дополнительные требования, российскими специалистами для БС сети стандарта NG-1 были разработаны антенны панельного типа с оптимизированными параметрами, обеспечивающие круговую поляризацию.

Внешний вид панельной антенны и огибающая ДН в горизонтальной плоскости представлены на рис. 6.

Таким образом, в перспективе к дополнительным источникам улучшения ЭМС может еще добавиться и техника селекции сигналов по поляризации с эффективным выигрышем порядка 5–8 дБ.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Сети мобильной связи 4G на текущий момент существенно уступают сетям 3G по величине ЗЧИ, необходимой для обеспечения совместной работы. Представленные в статье дополнительные возможности, доступные

Антенна панельная для диапазона 1800 МГц имеет следующие параметры:

Рабочий диапазон	1700...1900 МГц
Поляризация	круговая (коэффициент эллиптичности < 2 дБ)
Сектор	90 ± 4°
Коэффициент усиления одного АЭ (в зависимости от требований заказчика по высоте 0,5...1,5 м)	11,5...18,0 дБи
Энергетический выигрыш панельной АР (8 АЭ)	9 дБ
Подавление заднего лепестка	> 25 дБ

для сетей стандарта LTE, позволяют добиться выполнения условий межсетевой ЭМС, которые прописаны в рекомендациях 3GPP TS 36.104 для защитных интервалов, сопоставимых с применяемыми в сетях 3G. На примере совместной работы сетей 4G стандартов LTE-1800 и NG-1 (McWill) показана возможность совместной работы в условиях применения ЗЧИ 2,5 МГц при условии дополнительной настройки наклона антенн в ситуациях, когда сближение антенн БС менее 89 м.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шорин О., Бокк Г. Анализ электромагнитной совместимости стандартов четвертого поколения // Первая миля. – 2016. – № 1. – С. 50–58.
2. 3GPP TS 36.104 V8.5.0 (2009-03)// 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception (Release 8).
3. Опенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. – М.: Техносфера, 2006. – 856 с.
4. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1978. – 848 с.
5. YD. Industry Standard fo Communications in PRC. YDT 1956-2009. Technical

- Requirements for Air Interface of SCDMA Wideband Radio Access Network System. 2009-06-15. Issued by MIIT of PRC. – 2009. – P. 149.
6. Решение Государственной комиссии по радиочастотам (ГКРЧ) № 06-17-03-001 от 23.10.2006.
7. REPORT ON FCC CRF 47 Part2: 2007 & Part 27: 2007 Testing of Beijing Xinwei Telecom Technology Inc., Broadband Wireless Base Station McWill XW5000-07// FCC ID: WIN-XW5000-07, Doc Number 57008048, Report 01. Issue 1. – August 2008.
8. Report of the visit by officers of TEC and WPC to see the test up demonstration by M/s NGTL at ALTTC (GSM Lab), Ghaziabad, on 14.8.2008 regarding Out of band spurious emission and interference between NG-1

- system and GSM 1800 MHz BTS. – 2008. – P. 12.
9. Test Report of Interference from NG-1 BTS to GSM BTS// Doc no: NGTL/NG-1/2008/TEC/1.4. Next Generation Telecommunications India Private Limited (NGTL). – 19 July 2008. – P. 8.
10. Antennas & Filters fo Mobile Communications. 700 – 3800 MHz. Kathrein Scala Division (www.kathrein-scala.com). Каталог 2013 г.
11. <http://www.commscope.com/BSAPatternsWeb/ViewPatterns.aspx?model=CMAx-DM30-CPUSEi&type=das>

Получено 25.01.16