

### Внеполосное излучение

Главным источником проблем, связанных с ЭМС, выступает внеполосное излучение, которое порождается в нелинейных цепях. К последним, в первую очередь относятся блоки усиления мощности передающих трактов. Хорошо известно, что на множестве линейных устройств невозможно создать системы усиления мощности способные работать в устойчивом режиме. А в нелинейных устройствах всегда возникают паразитные сигналы на комбинационных гармониках. Действительно, пусть некоторый сигнал  $S(t)$  поступает на вход нелинейного преобразующего устройства. Тогда на выходе будем наблюдать сигнал

$$S_{out}(t) = G(S(t)),$$

где  $G(\cdot)$  – некоторый нелинейный оператор. В простейшем случае  $F(\cdot)$  является безынерционным и в каждый момент времени его действие можно описать с помощью функции

$$G(x) = G_0 + G_1x + G_2x^2 + \dots \quad (1)$$

Так как  $G(\cdot)$  нелинейный, среди коэффициентов разложения  $G_2, G_3, G_4, \dots$  найдется хоть один отличный от 0. Следовательно,

$$S_{out}(t) = G_0 + G_1 \cdot S(t) + G_2 \cdot S^2(t) + G_3 \cdot S^3(t) + G_4 \cdot S^4(t) + \dots$$

Но, согласно теории спектрального анализа, спектр произведения сигналов дает результирующий сигнал, спектр которого является результатом операции свертки, выполненной над спектрами сигналов сомножителей:

$$\begin{aligned} S_x(t) = S_1(t) \cdot S_2(t) &\Rightarrow F(S_x(t)) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\omega t} S_x(t) dt = S_x(j\omega) \\ S_x(j\omega) &= \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\omega t} S_1(t) \cdot S_2(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\omega t} \left( \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_1(j\omega_1) e^{j\omega_1 t} d\omega_1 \right) S_2(t) dt = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_1(j\omega_1) \left( \int_{-\infty}^{+\infty} S_2(t) e^{-j(\omega - \omega_1)t} dt \right) d\omega_1 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_1(j\omega_1) S_2(j(\omega - \omega_1)) d\omega_1 = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_1(j\omega_1) S_2^*(j(\omega_1 - \omega)) d\omega_1, \end{aligned}$$

где  $S_x(j\omega)$  - спектр произведения сигналов,  $S_1(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\omega t} S_1(t) dt$  и  $S_2(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\omega t} S_2(t) dt$  - спектры первого и второго сигналов произведения.

Последняя формула показывает, что если рассматривать  $n$ -кратное произведение сигнала  $S(t)$  самого на себя, то спектр результата можно получить с помощью операции  $n$ -кратной свертки над спектром исходного сигнала  $S_{(n)}(j\omega) = \underbrace{S_1(j\omega) \otimes S_1(j\omega) \otimes S_1(j\omega) \otimes \dots \otimes S_1(j\omega)}_n$ .

На практике получены довольно хорошие результаты в части создания нелинейных безынерционных устройств, у которых коэффициенты разложения (1) с индексами более 5 имеют относительно малый уровень. Поэтому вся их совокупность, составляющая компоненты излучения, порождаемые свертками выше 5 порядка, имеет существенно более низкий уровень по сравнению с компонентами свертки более низких порядков. Реально в рабочем частотном диапазоне заметными остаются только паразитные комбинационные компоненты 3-го и 5-го порядков. Составляющая 1-го порядка – это полезный сигнал, а комбинации 2-го и 4-го порядков сосредотачиваются либо в области нулевых значений частот, либо в позициях диапазонов двукратного и четырехкратного значения несущего колебания. Последние компоненты практически полностью отфильтровываются с помощью полосовых аналоговых фильтров, подключаемых к выходу нелинейного преобразователя. А вот комбинации 3-го и 5-го порядков порождают компоненты как непосредственно в рабочей полосе несущего колебания, так и в областях размером трехкратной и пятикратной полосы в окрестности несущего колебания. Задача их подавления за пределами рабочей полосы с помощью аналоговых фильтров оказывается заметно более сложной (см. Рисунок 1).

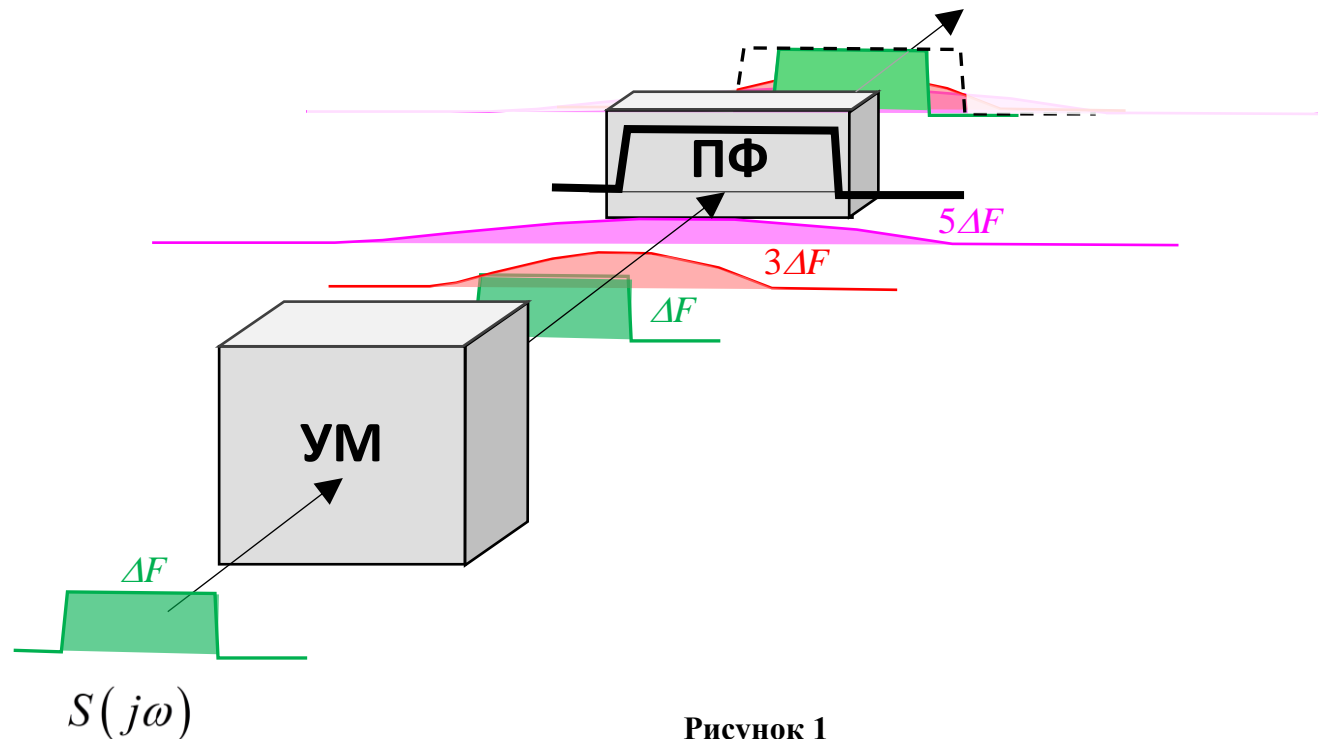


Рисунок 1

Технологические задачи состоят в создании:

- 1) блоков УМ, обладающих наилучшими характеристиками линейности (минимальным уровнем коэффициентов  $G_3$ ,  $G_5$ ) и обеспечении условий, гарантирующих работу УМ в соответствующем режиме;
- 2) полосовых фильтров, имеющих показатель прямоугольности, максимально приближенный к 1, при условии расчета указанного показателя для высокого уровня подавления (30 дБ и более)

### Селекция каналов

Для селекции радиочастотных каналов различных систем связи, работающих на совмещенной территории, традиционно применяют частотное разделение. При этом необходимым является использование защитных спектральных полос, внутри которых частоты оказываются пораженными внеполосными излучениями систем связи. Острый дефицит ресурса радиочастотного спектра, наблюдаемый во всех освоенных диапазонах, привел к тому, что задачи сокращения защитных спектральных полос приобрели высочайшую актуальность. Для их решения стали привлекаться наряду с усовершенствованными дорогостоящими техническими средствами методы частотно-территориального планирования. Последние предполагают выполнение ряда дополнительных мероприятий, связанных с территориальным разнесением, подбором разности высот подвесов, настройкой отворотов по азимутам и наклонам для антенн стационарных приемопередающих модулей (базовых станций) систем связи, нуждающихся в обеспечении ЭМС при сокращенных защитных спектральных полосах.

На рисунке 2 для примера показана схематичная структура регулярного («паркетного») размещения базовых станций первичной системы сотовой связи. Красными кругами помечены зоны, в которых из-за близости к антеннам базовых станций уровень внеполосных излучений за пределами защитных спектральных полос оказывается слишком большим. В этих зонах в случае размещения базовых станций вторичной (проектируемой) системы мобильной связи условия ЭМС не будут выполняться. Если полосовые фильтры, применяемые на выходе усилителей мощности передающих (см. рис.1) и в преселекторах приемных трактов будут иметь более плохие показатели избирательности, то размеры

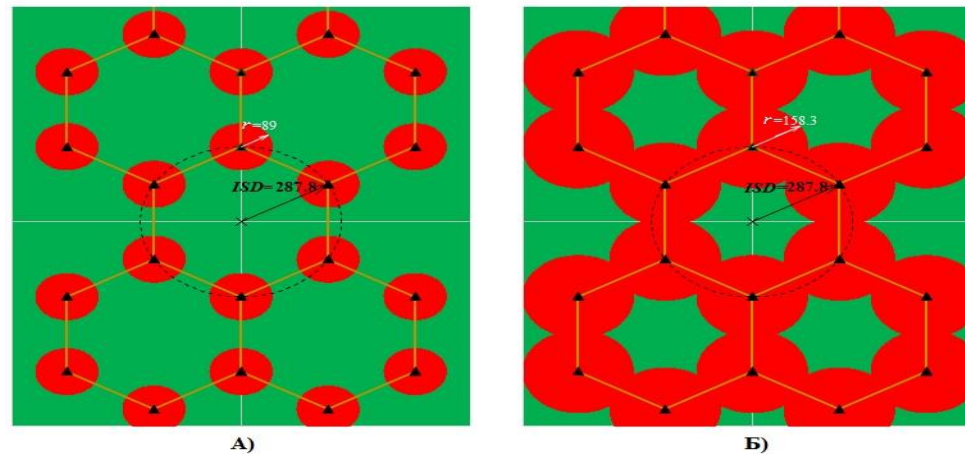
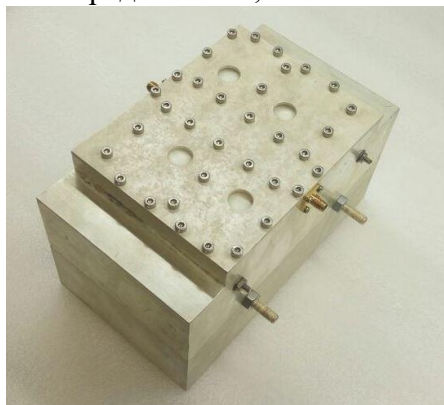


Рисунок 2

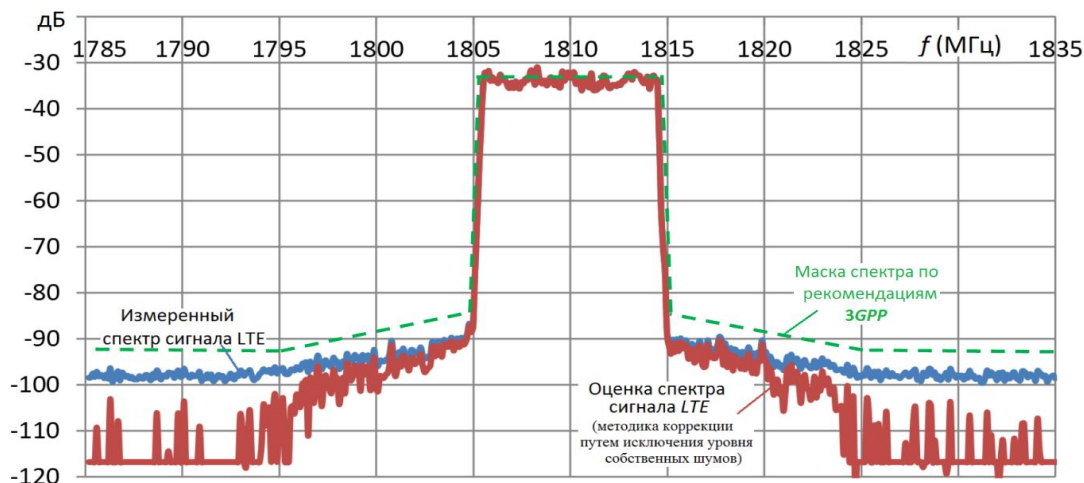
запрещенных зон могут существенно увеличиваться, как показано на рис.2 Б. На практике это приведет к существенному сокращению потенциальных возможностей территориального проектирования вторичной сети и, без сомнения, ухудшит ее качественные показатели и увеличит материальные затраты на проектирование и развертывание.

В таких условиях высокую ценность приобретают технические показатели аналоговых полосовых фильтров (см. Рис. 3), которые сказываются не только непосредственно на качестве работы радиолиний, но и на экономических показателях систем связи в целом.



**Рисунок 3**

Также важными оказываются вопросы организации высокоточных измерений частотно-селективных фильтрующих свойств в увеличенных динамических диапазонах, которые еще до недавнего времени не были столь востребованы. На рис.4 показаны результаты стендовых измерений АЧХ полосового фильтра диапазона 1800 МГц, предназначенного для систем LTE, обеспечивающего подавление до 80 дБ и выше.



**Рисунок 4**

Без специальных прецизионных методов и применения стенда с дополнительными режекторными фильтрами, получить измерения в динамическом диапазоне такой величины невозможно. Поэтому проблематика измерений составляет отдельную задачу.

### Блокировки приемного тракта

Когда вблизи приемной антенны некоторой системы радиосвязи оказывается передающая антенна другой системы, то наблюдается воздействия мощного транслируемого сигнала на приемный тракт, как показано на рис. 5. В таких условиях подавление мощного сигнала в цепях преселектора может оказаться недостаточным для предотвращения явления блокировки, которое заключается в переходе в режим насыщения малошумящего усилителя (МШУ) приемного тракта.

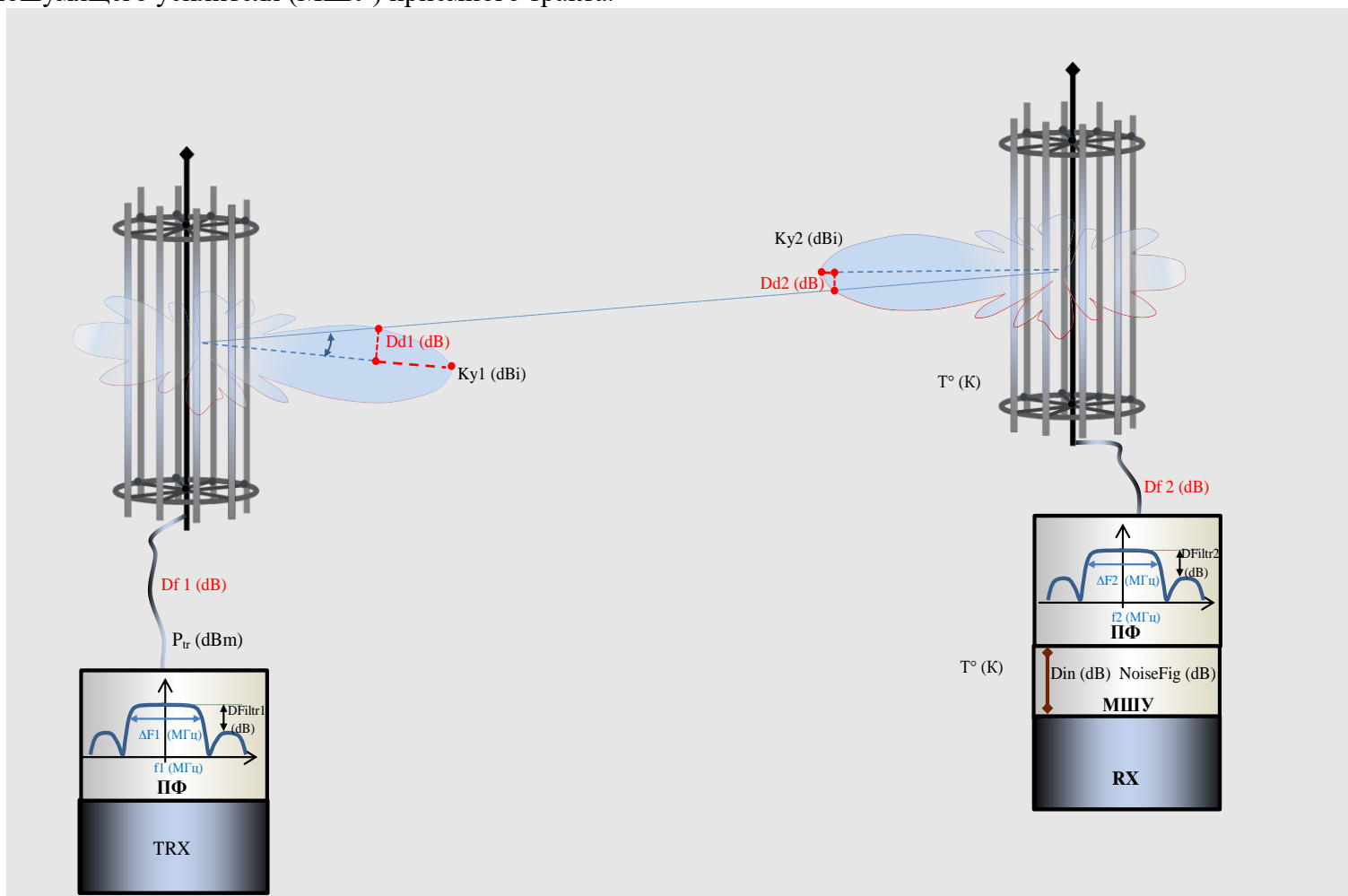


Рисунок 5

Фактически режим блокировки нарушает работу всех последующих за МШУ узлов и блоков приемного тракта, включая цепи фильтрации сигнала на ПЧ, блоки АЦП и модули цифровой фильтрации. Борьба с явлением блокировки возможно путем улучшения показателей подавления аналоговых ПФ преселектора, о которых упоминалось в материале предыдущего раздела «Селекция каналов», а также путем правильного пространственного расположения антенн систем радиосвязи, обеспечивая необходимое пространственное разнесение, отстройку направлений диаграмм и высот подвесов. Также существенное влияние на явление блокировки оказывает величина динамического диапазона МШУ. Чем больше последний, тем более высокий уровень сигнала будет требоваться для блокировки. Сам же динамический диапазон МШУ в первую очередь определяется показателем динамического диапазона усилительного элемента (транзистора), на базе которого он построен. Указанный показатель, как правило, линейно связан с характеристикой предельной рабочей мощности усилительного элемента. Микроминиатюризация с использованием малоразмерных усилительных элементов приводит к удешевлению производства, но с неизбежностью сокращает рабочий динамический диапазон. Поэтому экономия на производственных затратах может реально привести к существенным затратам в режиме проектирования радиосистемы. В любом случае задача точного расчета допустимого сближения антенн «конфликтующих» систем радиосвязи актуальна для избегания явления блокировки. Пример численного расчета необходимого разнеса для

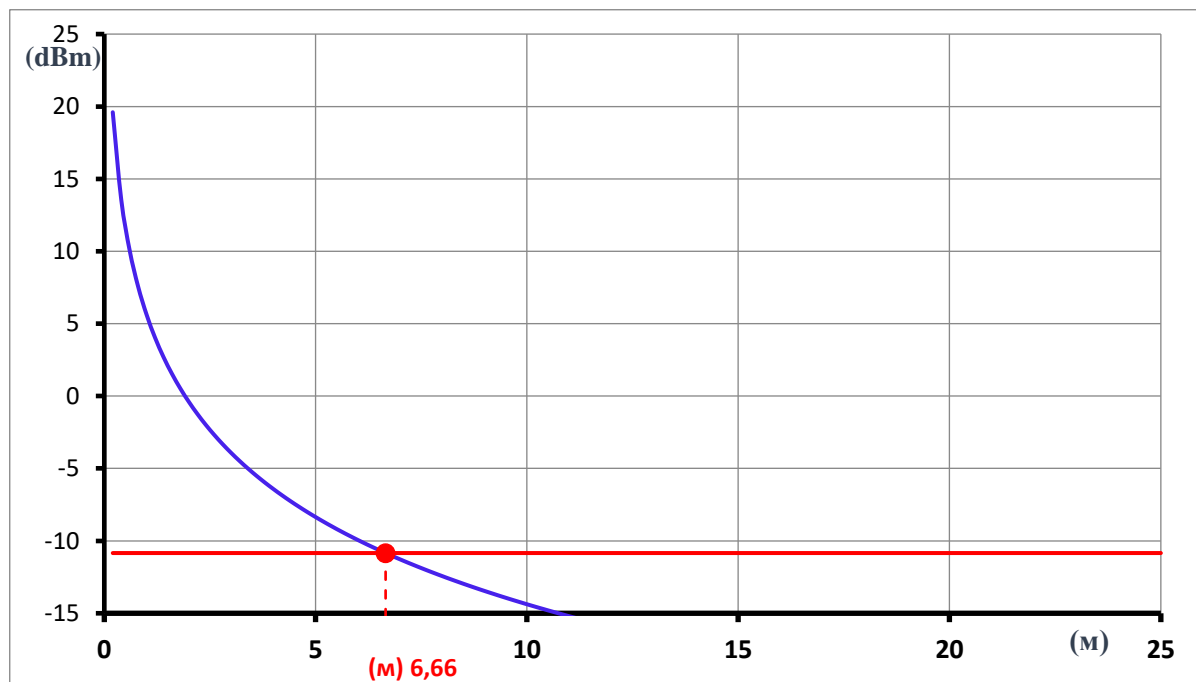


Рисунок 6

антенн широкополосной транкинговой системы радиодоступа McWILL, работающих в диапазонах 339 МГц и 419 МГц, в полосе 5МГц, с мощностями трансляции 33 дБм, для динамического диапазона работы МШУ 90 дБ показан на рис. 6. Расчет включает зависимости от

достаточно большого перечня параметров. Задача формирования оптимального сочетания которых остается важной и требующей глубокой проработки.

### **Понижение уровня трансляции**

Задача понижения уровня трансляции и сопутствующая ей задача снижения граничного отношения сигнал/(помеха+шум), обеспечивающего работоспособность линий радиосвязи, являются фундаментальными и постоянно пересматриваемыми в процессе развития техники средств связи. На современном этапе они приобрели качественно новое содержание в связи с массовым переходом на цифровые методы обработки. Если на начальном этапе внедрения цифровых технологий в системы радиосвязи они рассматривались только с позиций более технологичного, стабильного и компактного воспроизведения отдельных известных аналоговых решений, то на текущий момент, характеризующийся массовым и всеобъемлющим переходом на реализацию максимального перечня этапов формирования и обработки сигналов с помощью цифровых методов, они претерпели качественное усовершенствование. На цифровой основе реализуются такие усовершенствованные методы, которые были просто недоступны или даже не могли рассматриваться на этапе аналоговых технологий. Возникли продвинутые методы цифрового кодирования, модуляции, управления режимами связи, которые вывели показатели качества на предельно достижимые теоретические уровни. Так, например, граница пропускной способности Шеннона для безошибочной передачи была экспериментально достигнута с точностью 0.0045 дБ.

Задача понижения мощности в таких условиях оказалась актуальной, так как цифровые методы связи позволили добиться существенных показателей по ее решению в рамках отдельных линий связи. Но вопросы дальнейшего усовершенствования, сводящиеся к решениям с учетом одновременной работы массива абонентов и множества радиолиний в условиях замираний, доплеровских сдвигов частот, случайных территориальных размещений и перемещений, пока остаются на этапе исследований. Тем не менее уже сейчас можно утверждать, что на каждом переходе между поколениями сетей мобильной связи (2G → 3G → 4G) наблюдалось среднее снижение удельной мощности трансляции в расчете на абонента примерно на 3 – 4 дБ. Это обеспечивает более длительную автономную работу абонентских терминалов, улучшает экологическую обстановку в плане снижения уровня «загрязнения» электромагнитным излучением. Конечно, при этом понижается абсолютный уровень внеполосного излучения и смягчаются условия обеспечения ЭМС между системами и абонентами, становится доступным соединение систем с абонентами, расположенными на значительно больших расстояниях.

Особую роль в обозначенной проблеме приобретают методы пространственной селекции радиолиний, осуществляемые с помощью техники адаптивных антенных систем, а также технология ММО, позволяющая при наличии многолучевого распространения использовать различные радиолучи как отдельные информационные каналы и тем самым многократно повышать пропускную способность радиоканалов.

На рис. 7 для примера показана кольцевая 8-ми элементная антенная решетка транкинговой системы широкополосного доступа McWILL, позволяющая в адаптивном режиме сопровождать перемещающихся абонентов лучами диаграмм направленности и тем самым повышать эффективный уровень принимаемого сигнала до 9 дБ.



**Рисунок 7**

Широкое внедрение техники многоэлементных решеток на базовые станции сетей мобильной связи порождает множество новых задач, связанных с настройкой, обработкой, размещением и, наконец, со спецификой монтажных и строительных работ. Но при этом достигается качественный скачок в вопросах снижения уровня мощности трансляции при сохранении качества работы линий радиосвязи.