

# Стандарт радиодоступа 4G LTE

## 2. Физический уровень стандарта LTE

### 2.1. Технология OFDM и выделение канального ресурса

Технологию OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) – ортогональное частотное разнесение, используют для устранения межсимвольной интерференции в высокоскоростных радиоканалах. Вместо того, чтобы передавать  $n$  информационных символов цифрового информационного сигнала (ЦИС) на одной несущей частоте (рис. 2.1а), их передают одновременно на  $n$  поднесущих частотах, размещенных в полосе радиоканала (рис. 2.1б). Между символами вводят защитные промежутки такой длительности  $T_g$ , чтобы приходящие из-за многолучевого распространения радиоволн символы с запаздыванием не “наползали” на следующие. При этом длина каждого символа  $T_b$  увеличивается в сравнении с длительностью символа в исходной последовательности в  $nT_b/(T_b+T_g)$  раз.

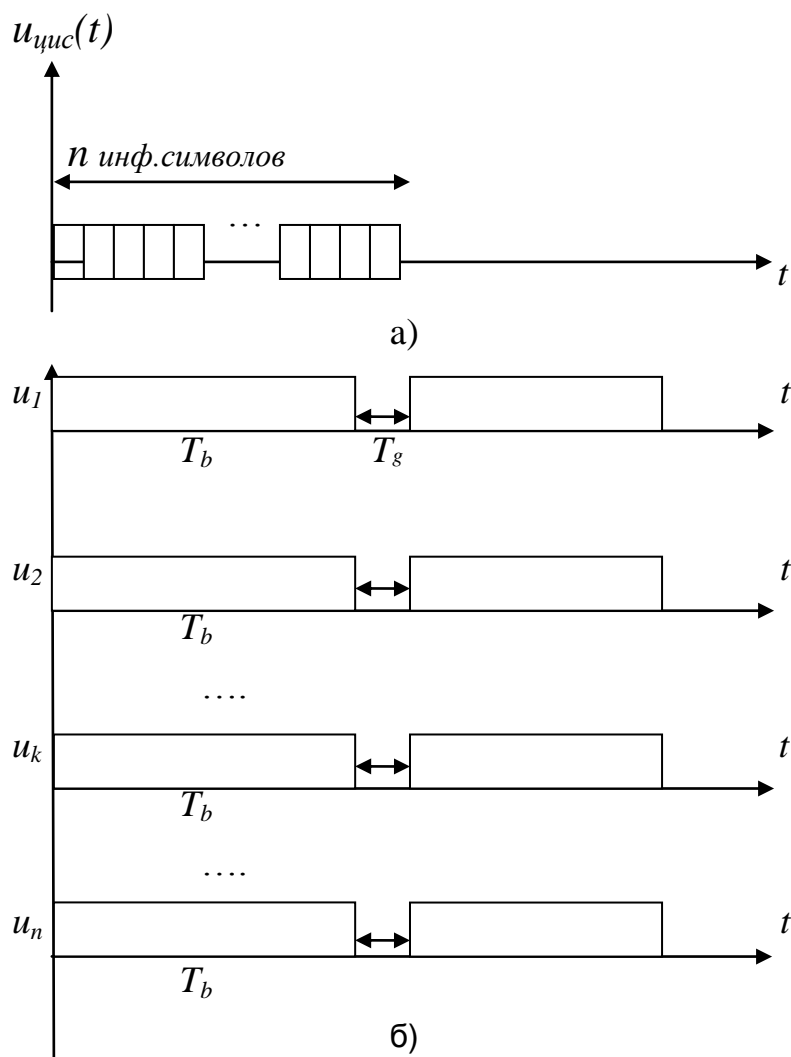


Рис. 2.1. Принцип технологии OFDM

Передача информационных символов по каналу связи представляет собой передачу комплексных чисел. Созвездия сигналов 4-ФМ, 16-КАМ и 64-КАМ показаны на рис. 2.2а.

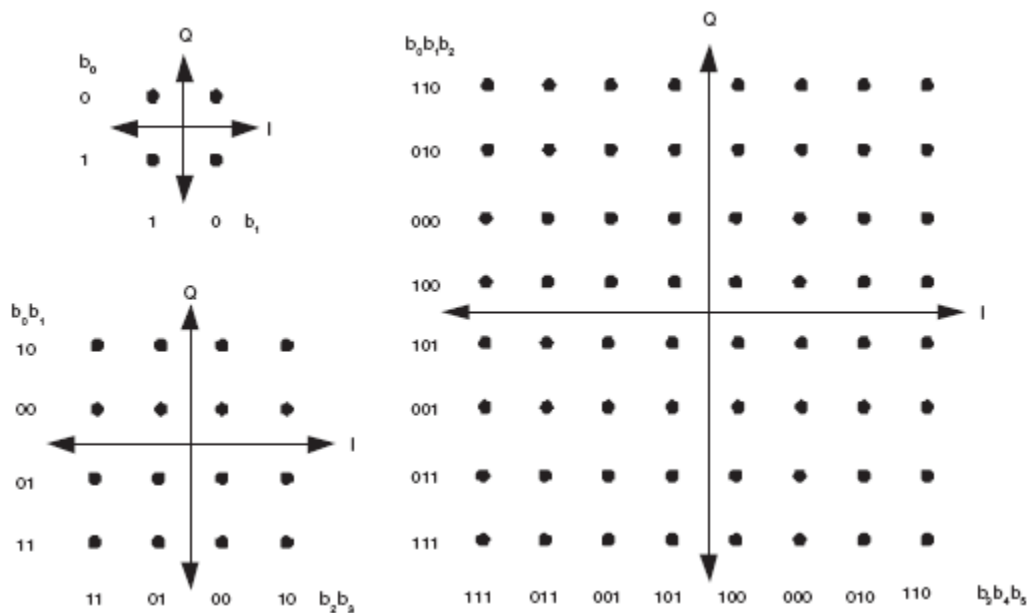


Рис. 2.2а. Созвездия сигналов, используемых в LTE

Сигнальное созвездие при модуляции 16-QAM представлено на рис. 2.2.

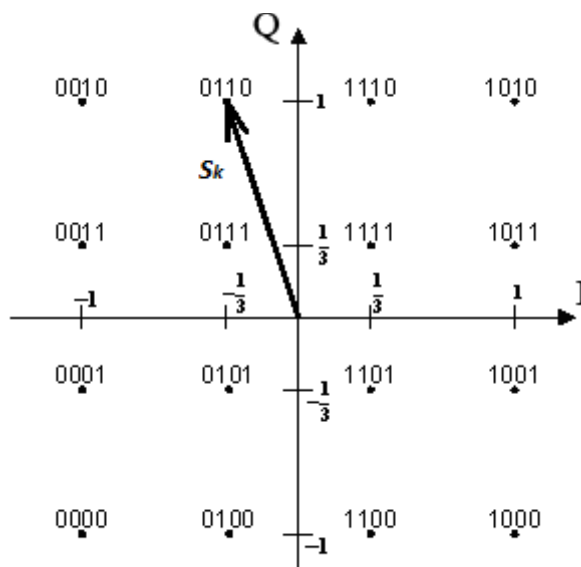


Рис.2.2. Созвездие сигнала 16-QAM

Символ  $S_k$ , передаваемый на  $k$ -той поднесущей, можно представить как

$$S_k = |S_k| e^{j\varphi_k}, \text{ где амплитуда символа}$$

$$|S_k| = \sqrt{S_{ki}^2 + S_{kq}^2} \text{ и фаза символа}$$

$$\varphi_k = \arctg\left(\frac{S_{kq}}{S_{ki}}\right).$$

В примере на рис. 2.2,

$$|s_k| = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{3}\right)^2} = \sqrt{1 + \frac{1}{9}} = 1,055$$

$$\varphi_k = \arctg\left(\frac{1}{-\frac{1}{3}}\right) = \arctg(-3) = 1,89 \text{ рад}$$

В аналитическом виде сигнал OFDM представляет собой сумму гармоник:

$$u_{OFDM} = |s_1|e^{j\varphi_1}e^{j2\pi F_1 t} + |s_2|e^{j\varphi_2}e^{j2\pi F_2 t} + \dots + |s_k|e^{j\varphi_k}e^{j2\pi F_k t} + \dots \\ \dots + |s_n|e^{j\varphi_n}e^{j2\pi F_n t} \quad (2.1)$$

Все поднесущие являются гармониками основной частоты  $F_1$ :  $F_k = kF_1$ , а частота  $F_1$  жестко связана с длительностью символа:  $F_1 = 1/T_b$ . Следовательно на временном отрезке  $T_b$  укладывается  $k$  волн поднесущей частоты  $F_k$ . Каждый символ  $S_k$  можно рассматривать как дискретный отсчет спектра на поднесущей  $F_k$ . Амплитуда  $k$ -той поднесущей –  $|S_k|$ , а фаза –  $\varphi_k$ . При формировании сигнала  $u_{OFDM}$  используют процедуру обратного (быстрого) преобразования Фурье. На рис. 2.3 показаны поднесущие с частотами  $F_1$  и  $F_2$  и нулевыми начальными фазами на временном интервале  $T_b$ .

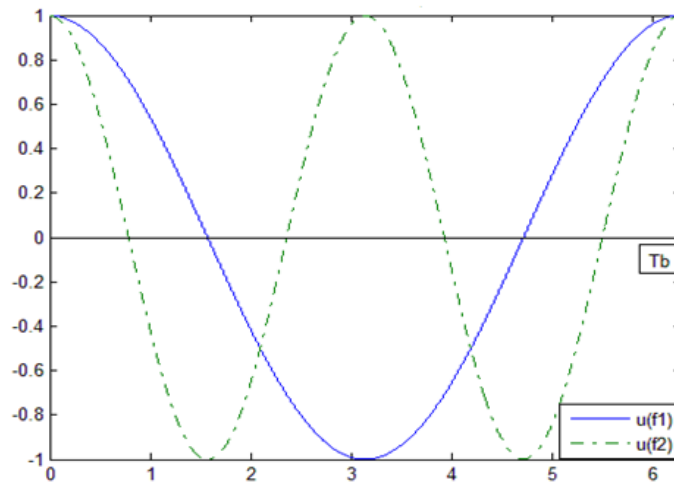


Рис.2.3. Две поднесущие на интервале  $0 - T_b$

Главной проблемой при применении технологии OFDM является обеспечение высокого отношения сигнал/помеха в приёмнике. Формально при приёме сигналов  $n$  поднесущих должны работать  $n$  независимых приёмников. Однако спектры сигналов на расположенных рядом поднесущих наложены друг на друга (рис. 2.4). Поэтому приём сигнала OFDM и выделение отдельных символов осуществляют с использованием процедуры прямого (быстрого) преобразования Фурье.

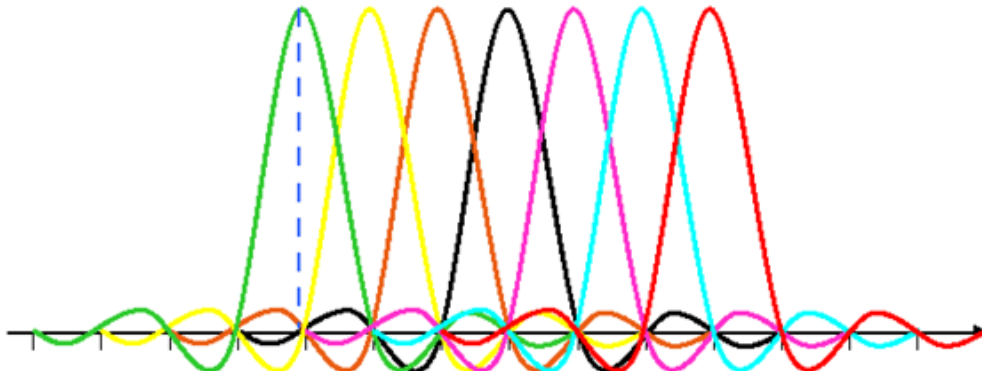


Рис.2.4. Спектр фрагмента OFDM-сигнала

Рассмотрим, как работает приёмник  $k$ -ой поднесущей. Он выполняет процедуру прямого преобразования Фурье:

$$\frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} u_{\text{OFDM}} e^{-j2\pi(kF_1)t} dt \quad (2.2)$$

На частоте  $F_k = kF_1$

$$\frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} |s_k| e^{j\varphi_k} e^{-j2\pi(kF_1)t} e^{j2\pi(kF_1)t} dt = |s_k| e^{j\varphi_k} \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} dt = |s_k| e^{j\varphi_k} \quad (2.3)$$

На любой другой поднесущей  $F_p$

$$\frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} |s_p| e^{j\varphi_p} e^{-j2\pi(pF_1)t} e^{-j2\pi(kF_1)t} dt = |s_p| e^{j\varphi_p} \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} e^{2\pi(p-k)F_1 t} dt = 0, \quad (2.4)$$

поскольку интеграл (площадь) синусоиды за время одного периода равен 0 (рис.2.5), а на интервале  $T_b$  уложено целое число  $|p-k|$  периодов синусоиды.

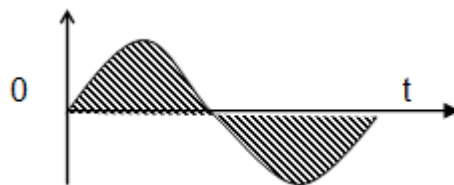


Рис.2.5. К определению площади синусоиды

Следовательно, при точном выборе времени интегрирования помехи от сигналов других поднесущих равны 0. Однако, при вычислении интегралов (2.2) необходимо запускать функции  $e^{-j2\pi(kF_1)t}$  с нулевой начальной фазой, т.е. обеспечить **когерентный приём сигнала  $u_{\text{OFDM}}$** . С этой целью eNB в радиоканале вниз и UE в радиоканале вверх кроме информационных символов передают **опорные символы**, т.е. заранее известные комплексные числа  $C(n)$ , принимая которые приёмник обеспечивает необходимую фазовую коррекцию и масштабирование амплитуд принятых сигналов. В канале вниз eNB→UE в качестве опорных символов используют символы сигнала 4-ФМ (рис. 2.6).

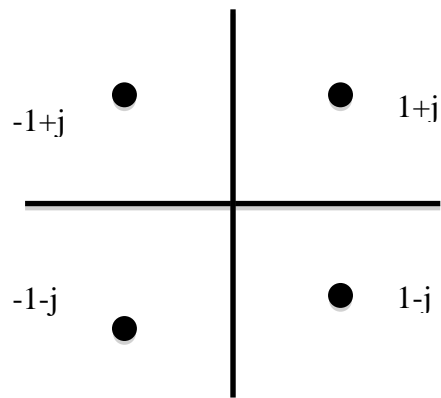


Рис.2.6. Созвездие сигнала 4-ФМ

В защитном интервале  $T_g$  между символами (рис.2.1) передают циклический префикс (CP – Cyclic Prefix) – конец следующего символа длительностью  $T_g$  (рис. 2.7).

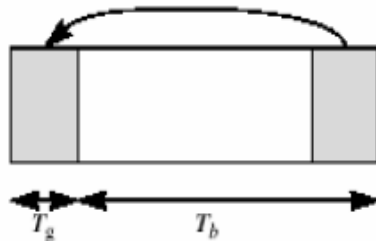


Рис. 2.7. OFDM-символ с циклическим префиксом

Это делают для **снижения внутрисимвольных помех** (внутрисимвольной интерференции). Если бы циклического префикса не было, то при вычислении интеграла (2.2) запаздывающие лучи, пришедшие после начала интегрирования, укладывались бы на временном отрезке  $0-T_b$ , нецелое число периодов поднесущих. В результате появлялась бы ошибка при вычислении интеграла (2.3), а интегралы (2.4) не обращались бы в нуль. При передаче CP при запаздывании луча не более, чем на  $T_g$ , на интервале интегрирования  $T_b$  на любой поднесущей оказывается целое число её периодов и интегралы (2.4) равны нулю.

## 2.2. Канальный ресурс и его характеристики

На физическом уровне (на радиоинтерфейсе) в E-UTRAN используют технологию OFDM с модуляцией 4-ФМ, 16-КАМ 64-КАМ и 256-КАМ. При этом число поднесущих частот в рабочей полосе 20 МГц составляет 1200.

Для взаимной синхронизации E-UTRAN и UTRAN используют тактирование с длительностью временной единицы  $T_s = 1/(15000 \times 2048)$ с. Передача по радиоканалу идет кадрами длиной 10 мс, что составляет  $307200 T_s$ . Кадр состоит из 20 временных слотов длиной  $15360 \times T_s = 0,5$ мс, пронумерованных от 0 до 19. Два последовательных слота составляют 1 субкадр – всего 10 субкадров, от 0 до 9 рис.2.8. Различают 2 структуры кадров: кадры типа 1 при работе с частотным дуплексом (FDD) и кадры типа 2 при работе с временным дуплексом (TDD). На рис. 2.9. показаны структуры кадров с FDD и TDD.

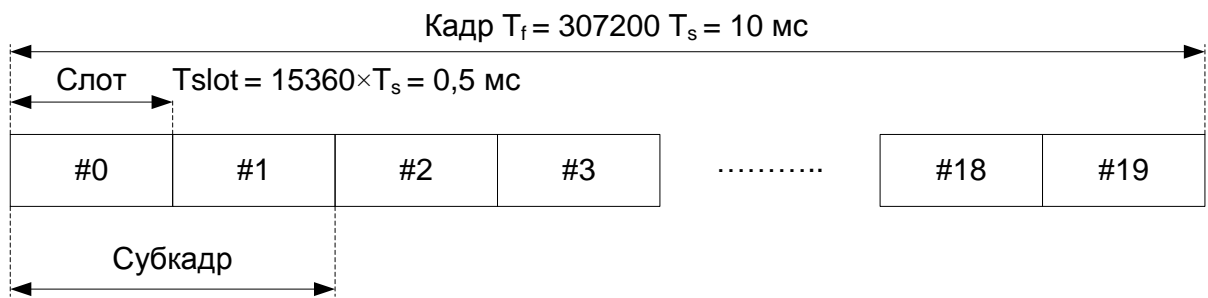


Рис.2.8. Структура кадра LTE

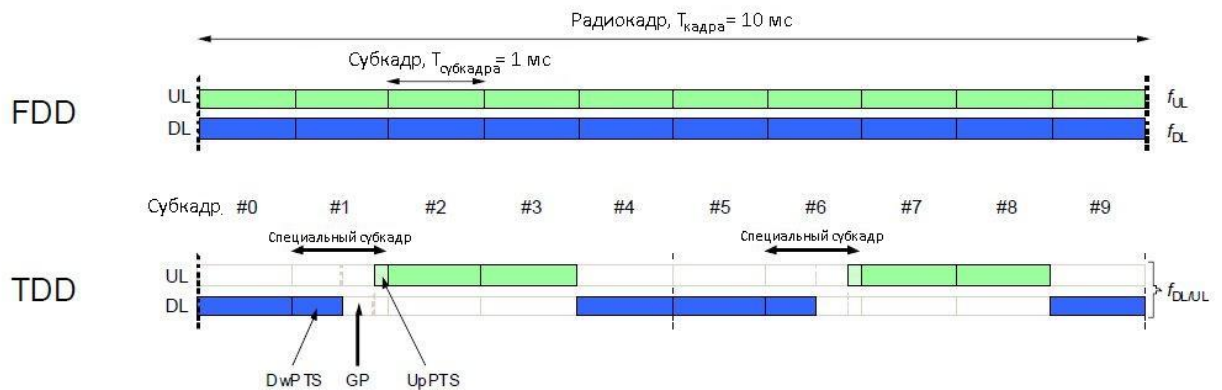


Рис.2.9. Конфигурация кадра при частотном и временном дуплексе

При частотном дуплексе в каждом субкадре идет одновременная передача вверх (UL) и вниз (DL) в разных частотных полосах. При временном дуплексе в некоторых субкадрах идет передача вниз (D), в других вверх (U). Кроме того, есть специальные (переходные) субкадры (S), состоящие из трех полей: DwPTS – поля передачи вниз, UpPTS – поля передачи вверх и защитного интервала (GP). В сетях LTE согласно спецификациям возможны 7 конфигураций кадров при временном дуплексе (рис.2.10).

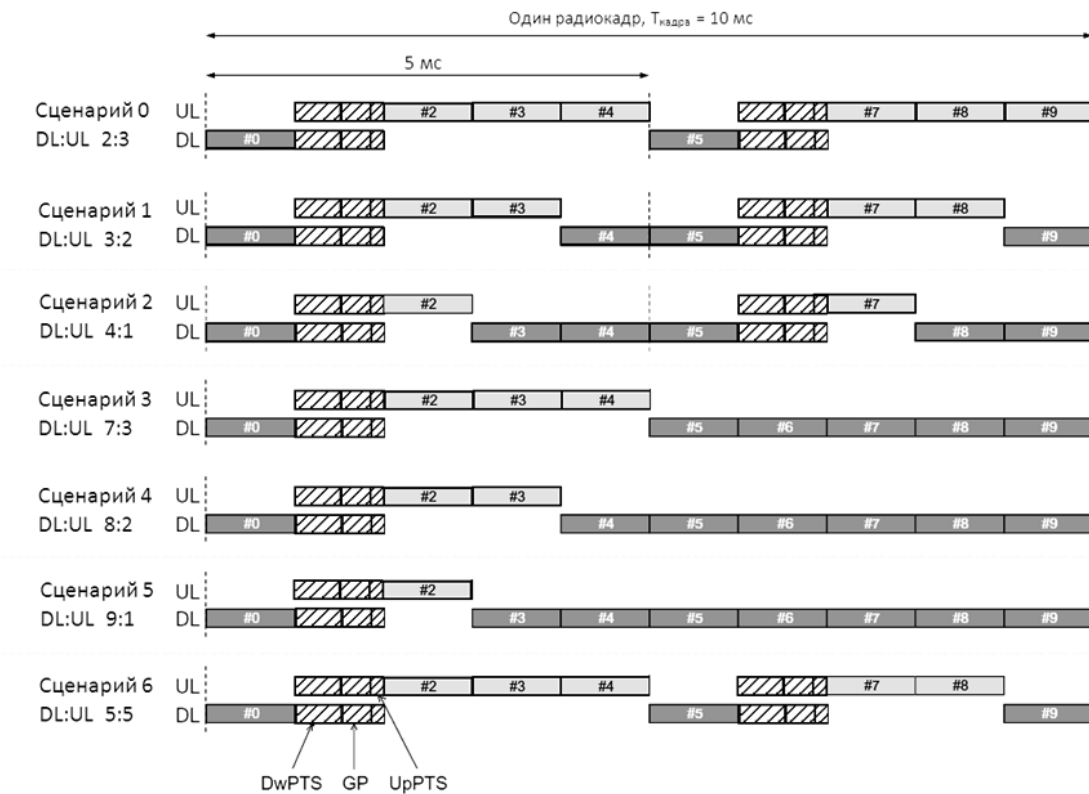


Рис.2.10. Конфигурации кадра при временном дуплексе

Так как число символов в поле вниз DwPTS специального субкадра гораздо больше количества символов в поле вверх UpPTS, то при оценке относительного времени передачи DL:UL на рис. 2.10 специальные субкадры относим к субкадрам передачи вниз.

В сетях LTE с временным дуплексом суммарная пропускная способность в рабочей полосе делится между потоками вниз и вверх в соответствии со сценариями на рис. 2.10. Это позволяет оператору менять конфигурацию кадра в зависимости от реальной картины трафика, который, как правило, асимметричен. Для сетей LTE с временным дуплексом главным образом выделены полосы частот в диапазоне от 1900 до 3800 МГц, что предполагает использование этого варианта дуплекса в микро, пико и фемтосотах.

При расстоянии между поднесущими  $\Delta F = 15$  кГц длина OFDM-символа составляет  $1/\Delta F \approx 66,7$  мкс. В каждой половине субкадра (слоте длиной 0,5мс) передают 6 или 7 OFDM-символов в зависимости от длительности циклического префикса CP (cyclic prefix) – активной паузы между символами. Длительность циклического префикса  $T_{CP}$  составляет  $160T_s \approx 5,2$  мкс перед первым символом и  $144T_s \approx 4,7$  мкс перед остальными символами. Возможен вариант использования расширенного CP длительностью  $512T_s \approx 16,7$  мкс. В этом случае в одном субкадре размещают 6-OFDM символов (рис.2.11).

Весь каналный ресурс разделяют на **ресурсные блоки (РБ)**. Ресурсный блок состоит из 12 расположенных рядом поднесущих, занимающих полосу 180 кГц и одного временного слота (7 или 6 OFDM-символов на интервале 0,5 мс). Каждый OFDM-символ является **ресурсным элементом (РЭ)**; его характеризуют 2 параметра  $\{k,l\}$ , где  $k$  определяет номер поднесущей, а  $l$  – номер символа в ресурсном блоке. При передаче вниз, от eNB к UE, в каждом блоке из  $12 \times 7 = 84$  РЭ часть ресурсных элементов используют для передачи опорных (reference) сигнала



лов (рис.2.12). Выделяемый каналный ресурс определяют числом ресурсных блоков или групп ресурсных блоков.

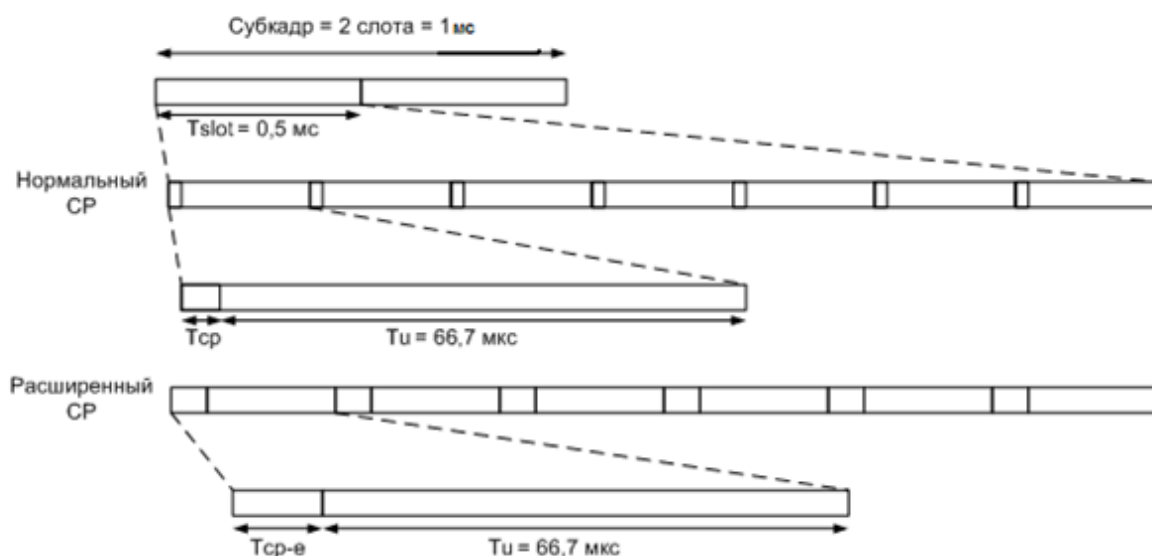
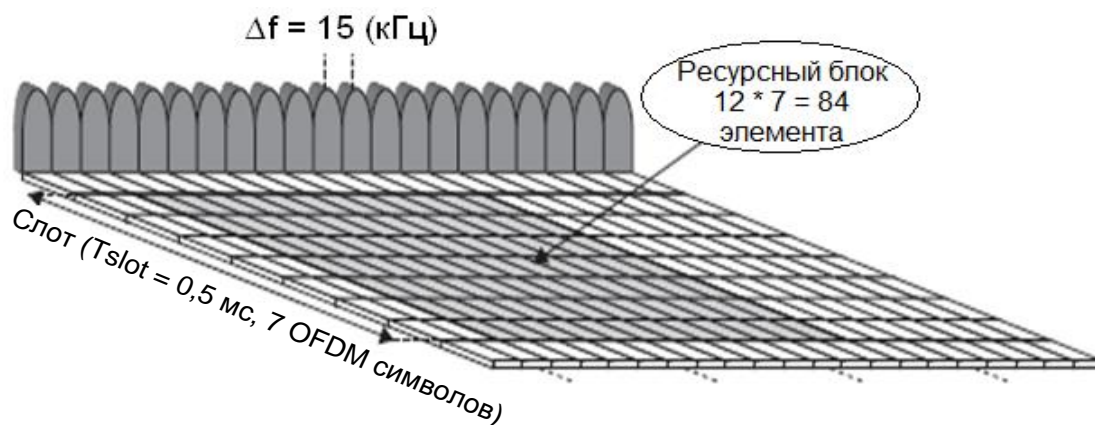


Рис.2.11. Структура слота на физическом уровне

Реальная скорость передачи данных уменьшается из-за передачи опорных символов и управляющих каналов. Опорные сигналы (CRS – Cell-specific Reference Signals) используют для организации когерентной демодуляции и оценки каналов. При работе нескольких передающих антенн каждой антенне выделены определенные РЭ для передачи символов опорных сигналов. Расположение CRS в ресурсном блоке при работе eNB с 4 антеннами показано на рис.2.13. LTE передающим антеннам присваивают номера логических антенных портов. Символы, помеченные R0, передает порт 0, символы R1 – порт 1, R2 – порт 2, R3 – порт 3. CRS базовые станции передают постоянно и с номинальной мощностью. Снижение пропускной способности ресурсного блока (в процентах) из-за передачи опорных сигналов приведено в табл. 2.1.



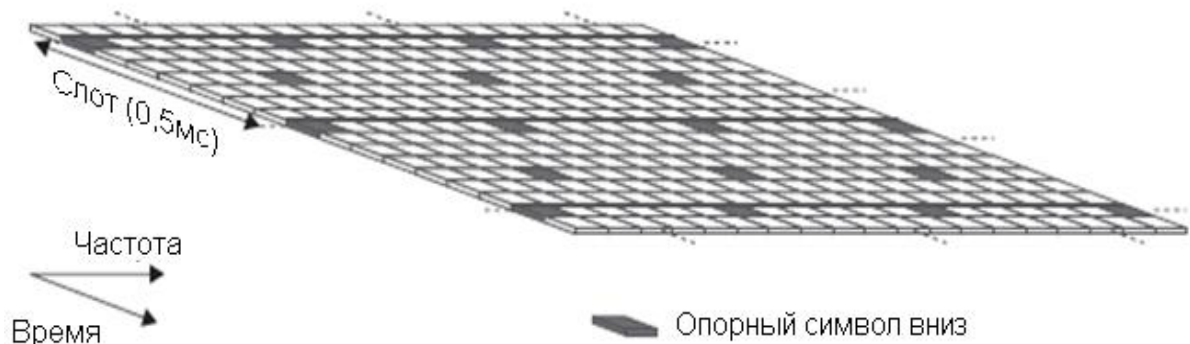


Рис.2.12. Структура ресурсного блока при передаче вниз

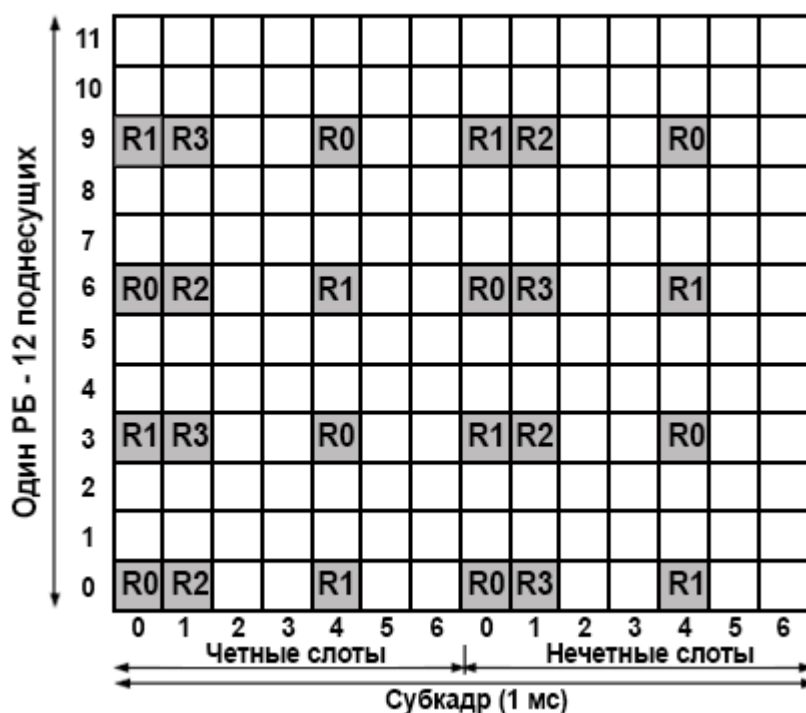


Рис.2.13. Позиционирование символов опорных сигналов в ресурсном блоке при передаче вниз

Таблица 2.1

	Нормальный CP	Расширенный CP
1 перед. антенна	4,76	5,56
2 перед. антенны	9,52	11,11
4 перед. антенны	14,29	15,87

При выделении канального ресурса вверх используют те же понятия ресурсного блока (12 поднесущих общей полосой 180 кГц в слоте), и субкадров длительностью 1 мс с 7 или 6 OFDM-символами в каждом слоте. Пример распределения канального ресурса между разными абонентами (User) проиллюстрирован рис.2.14.

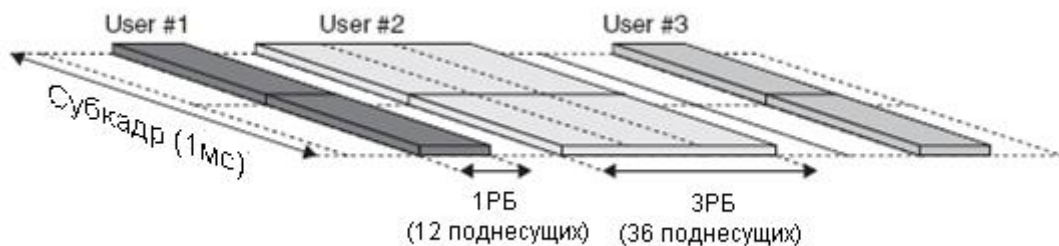


Рис. 2.14. Распределение канального ресурса вверх

При передаче вверх используют модифицированную технологию OFDM, а фактически организуют передачу широкополосного сигнала на одной несущей. Цель данного метода состоит в том, чтобы уменьшить пик-фактор передаваемого сигнала, поскольку высокий пик-фактор является существенным недостатком технологии OFDM. С этой целью до формирования сигнала OFDM осуществляют прямое быстрое (дискретное) преобразование Фурье передаваемого сигнала (БПФ), после которого переходят к OFDM (рис. 2.15). Такая технология получила название БПФ-OFDM или SC-FDMA (Single Carrier-Frequency Division Multiple Access). Рассмотрим последовательность операций при передаче.

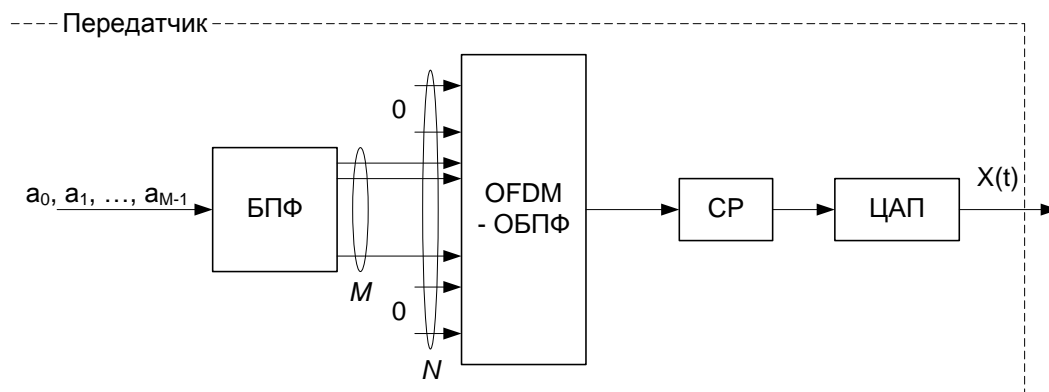


Рис. 2.15. Генерация сигнала БПФ-OFDM

Массив символов  $\{a_0 \dots a_{M-1}\}$  передаваемого сообщения делят на сегменты размером  $M_{SC}$ , где  $M_{SC}$  – суммарное число поднесущих во всех выделенных вверх абоненту РБ (например, в 5 РБ  $M_{SC} = 12 \times 5 = 60$ ). Далее над каждым сегментом из  $M_{SC}$  символов производят ДПФ по формуле [9]

$$z_k = \frac{1}{\sqrt{M_{SC}}} \sum_{i=0}^{M_{SC}-1} a_i e^{-j \frac{2\pi i k}{M_{SC}}}$$

Полученные комплексные числа  $z_k$  представляют собой  $M_{SC}$  дискретных аналоговых отсчетов спектра одного сегмента передаваемого массива  $\{a_0 \dots a_{M-1}\}$ . Их размещают на поднесущих соответствующего OFDM-символа. После выполнения ОБПФ во время передачи данного OFDM-символа в канале фактически передают сигнал, представляющий собой последовательность символов данного сегмента. В результате пик-фактор OFDM-сигнала соответствует пик-фактору исходной последовательности.

При приеме сигнала SC-FDMA над ним производят операции, обратные тем, что были при передаче (рис. 2.16.). Для минимизации влияния на качество

приема межсимвольной интерференции при передаче между символами после выполнения ОБПФ вставляют CP, а в приемниках SC-FDMA после блока ОБПФ используют эквалайзеры.

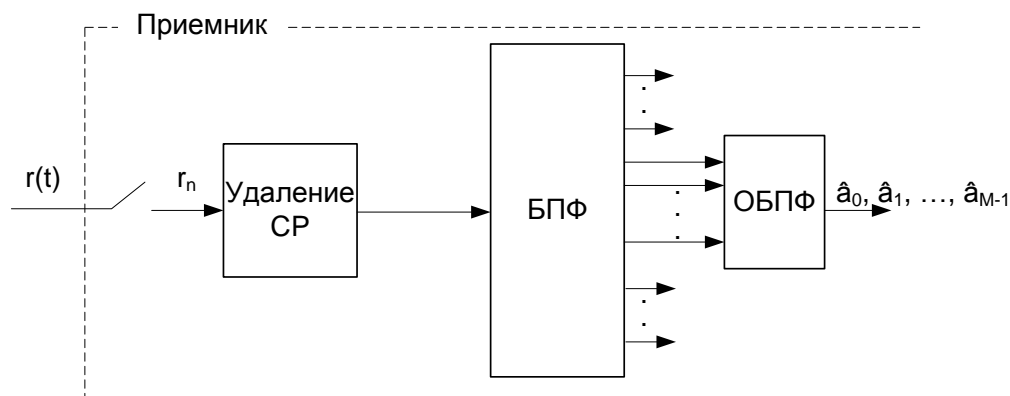


Рис.2.16. Прием сигнала DFTS-OFDM

В E-UTRA специфицированы 6 полос частот для развертываемых сетей (табл.2.2). В ней также приведено максимальное число ресурсных блоков в одном временном интервале при передаче вниз и полоса частот, вырезаемая приемником UE для обработки принятого сигнала (measurement bandwidth).

Таблица 2.2

Полоса частот (МГц)	1,4	3	5	10	15	20
Число ресурсных блоков	6	15	25	50	75	100
Полоса в приемнике (МГц)	1,08	2,7	4,5	9	13,5	18

### 3.2. Выделенные частотные диапазоны для сетей LTE

Частотные диапазоны для сетей с частотным дуплексом приведены в табл. 3.5. При работе с временным дуплексом выделенные частоты приведены в табл. 3.6. (Release 15.5).

Таблица 3.5

Номер диапазона	Частоты передачи вверх (↑) UE → eNB (МГц)	Частоты передачи вниз (↓) eNB → UE (МГц)	Разнос частот между каналами вниз и вверх (МГц)
	F↑ <sub>мин</sub> – F↑ <sub>макс</sub>	F↓ <sub>мин</sub> – F↓ <sub>макс</sub>	F↓ – F↑
1	1920 – 1980	2110 – 2170	190
2	1850 – 1910	1930 – 1990	80
3	1710 – 1785	1805 – 1880	95
4	1710 – 1755	2110 – 2155	400
5	824 – 849	869 – 894	45
7	2500 – 2570	2620 – 2690	120
8	880 – 915	925 – 960	45
9	1749,9 – 1784,9	1844,9 – 1879,9	95
10	1710 – 1770	2110 – 2170	400
11	1427,9 – 1447,9	1475,9 – 1495,9	48
12	699 – 716	729 – 746	30
13	777 – 787	746 – 756	-31

14	788 – 798	758 – 768	-30
17	704 – 716	734 – 746	30
18	815 – 830	860 – 875	45
19	830 – 845	875 – 890	45
20	832 – 862	791 – 821	-41
21	1447,9 – 1462,9	1495,9 – 1510,9	48
22	3410 – 3490	3510 – 3590	100
24	1626,5 – 1660,5	1525 – 1559	- 101,5
25	1850 – 1915	1930 – 1995	80
26	814 – 849	859 - 894	45
27	807 – 824	852 – 869	45
28	703 – 748	758 – 803	55
29 <sup>1</sup>		717 – 728	
30	2305 – 2315	2350 – 2360–	45
31	452,5 – 457,5	462,5 – 467,5	10
32 <sup>1</sup>		1452 – 1496	
65	1920 – 2010	2110 – 2200	190
66	1710 – 1780	2110 – 2200	400
67 <sup>1</sup>		738 – 758	
68	698 – 728	753 – 783	55
69 <sup>1</sup>		2570 – 2620	
70	1695 – 1710	1995 – 2020	300
71	663 – 698	617 – 652	-46
72	451 – 456	461 – 466	10
73	450 – 455	460 – 465	10
74	1427 – 1470	1475 – 1518	48
75 <sup>1</sup>		1432 – 1517	
76 <sup>1</sup>		1427 – 1432	
85	698 – 716	728 – 746	30
Примечание 1: только для агрегации полос вниз			

Таблица 3.6

Номер диапазона	Частоты передачи UE – eNB (МГц)
	F <sub>мин</sub> – F <sub>макс</sub>
33	1900 – 1920
34	2010 – 2025
35	1850 – 1910
36	1930 – 1990
37	1910 – 1930
38	2570 – 2620
39	1880 – 1920
40	2300 – 2400
41	2496 – 2690

42	3400 – 3600
43	3600 – 3800
44	703 – 803
45	1447 – 1467
46	5150 – 5925
47	5855 – 5925
48	3550 – 3700
50	1432 – 1517
51	1427 – 1432
52	3300 – 3400

### 3.3. Обнаружение сети абонентской станцией

В начале сеанса связи UE должна обнаружить сеть. Для этого UE должна обеспечить синхронизацию с потенциальной базовой станцией и определить идентификатор соты. После этого UE читает канал системной информации, откуда берет необходимые сведения для посылки в сеть первого сигнала: преамбулы. E-UTRAN поддерживает 504 различных идентификаторов сот, разделенных на 168 групп. В каждую группу входят 3 различные соты.

Сценарий поиска сети в определенной степени заимствован из стандарта UMTS. Как и в UMTS, для определения идентификатора соты в направлении вниз передают 2 синхронизирующих сигнала: первичный PSS (Primary Synchronization Signal) и SSS (Secondary Synchronization Signal). Приняв PSS, UE обнаруживает сеть и синхронизируется с ней с точностью до половины кадра. Приняв SSS, UE синхронизируется с точностью до кадра и определяет идентификатор соты. Идентификатор соты определяет формат передачи опорных сигналов (символов), что позволяет UE производить необходимые измерения. Далее UE читает сообщения канала BCCH системной информации и по каналу случайного доступа посылает запрос на доступ к сети – преамбулу.

Сигналы PSS и преамбулы построены на основе последовательностей Zadoff-Chu (ZC-последовательности) с циклическим сдвигом. Аналогичные последовательности используют и в качестве опорных сигналов при передаче вверх. Из каждой корневой ZC-последовательности  $X_{ZC}^{(u)}$  можно получить  $m-1$  циклически сдвинутых последовательностей со сдвигом на  $M_{ZC}/m$ , где  $M_{ZC}$  – длина корневой последовательности.

ZC-последовательности относятся к классу последовательностей CAZAC (Constant-Amplitude Zero-Auto-Correlation), обладающими следующими свойствами:

- постоянством амплитуды сигнала,
- нулевой взаимной корреляцией (кросс-корреляцией) одной и той же корневой последовательности при различных циклических сдвигах и некоторых разных последовательностей при определенных  $u$ .

ZC-последовательность представляет собой функцию

$$\left(X_{ZC}\right)^{(u)}(k) := e^{-j \cdot \pi \cdot u \cdot \frac{k \cdot (k+1)}{M_{ZC}}} \quad (3.1)$$

где  $u$  – индекс ZC-последовательности из всего возможного набора для данной длины  $M_{ZC}$  (рис.3.10). Число ZC-последовательностей длиной  $M_{ZC}$  равно количеству простых целых чисел от 0 до  $M_{ZC}$ . Очень часто длину  $M_{ZC}$  тоже берут равным простому целому числу. Здесь однако возникают проблемы согласования длины ZC-последовательности и числа символов в ресурсных блоках, которое как известно, кратно 12. Эту задачу решают либо путем усечения ZC-последовательности на 1 или более символов, либо с помощью циклического расширения на 1 или несколько символов. При этом корреляционные свойства полученных последовательностей ухудшаются незначительно.

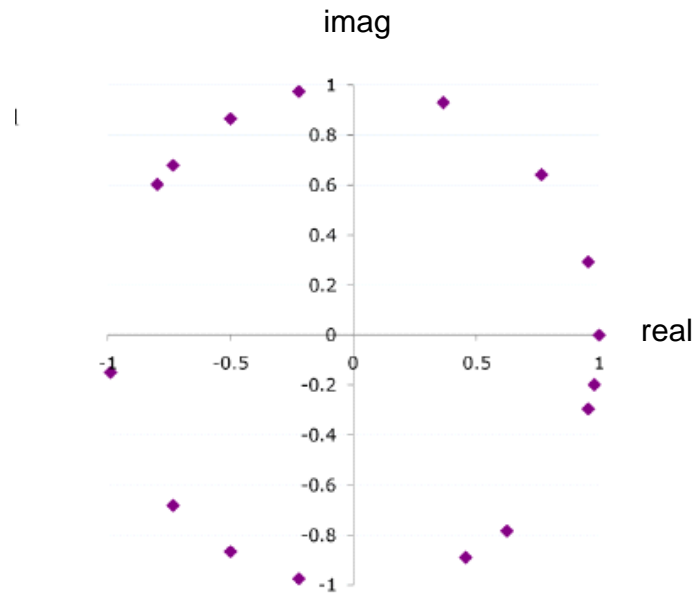


Рис.3.10. ZC-последовательность

В качестве PSS в E-UTRA используют три взаимно-ортогональные ZC-последовательности. Каждой из них соответствует идентификатор физического уровня  $N_{ID}^{(2)} = 0; 1; 2$ . На практике это удобно при построении сети на основе трехсекторных сотовых структур: в eNB находятся 3 базовые станции, принадлежащие к одной идентификационной группе, но каждая имеет свой собственный  $N_{ID}^{(2)}$ .

Сигнал PSS состоит из 62 символов ( $n=0...61$ ) вида

$$d_u(n) = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi u n(n+1)}{63}} & n = 0,1,\dots,30 \\ e^{-j\frac{\pi u (n+1)(n+2)}{63}} & n = 31,32,\dots,61 \end{cases} \quad (3.2)$$

Корневые индексы для 3-х различных сигналов приведены в табл. 3.7.

Таблица 3.7

$N_{ID}^{(2)}$	$u$
0	25
1	29

2	34
---	----

Символы сигнала PSS размещают в одном OFDM-символе, резервируя для этого 72 поднесущие по обеим сторонам от центральной частоты  $f_0$  (рис. 3.11). Это означает, что число ресурсных блоков, используемых в сети, не может быть меньше 6. Фактически передачу ведут на 62 поднесущих с модуляцией 4-ФМ. По 5 поднесущих по обоим краям полосы не используют.

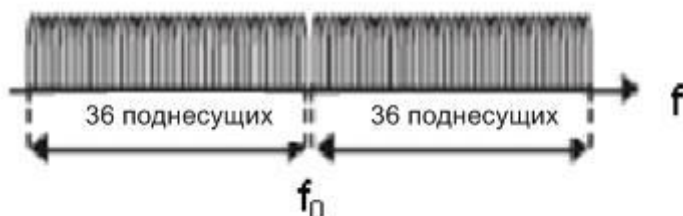


Рис.3.11. Генерация синхронизирующих сигналов

PSS передают дважды в течение 10 мс кадра. При работе с частотным дуплексом (кадры типа 1, рис.3.1) его размещают в субкадрах 0 и 5 в последних OFDM-символах временных слотов 0 и 10 соответственно. При работе с временным дуплексом (кадры типа 2, рис.3.3) PSS передают в трех OFDM-символах в субкадрах 1 и 6. Приняв PSS, UE оказывается синхронизированной с сетью с точностью до половины кадра и определяет группу  $N_{ID}^{(2)}$ .

Как было сказано, сигнал SSS позволяет определить группу идентификатора соты. Эту группу обозначают номером  $N_{ID}^{(1)}$ , который лежит в пределах 0...167. Фактический идентификатор соты

$$N_{ID}^{(cell)} = 3 N_{ID}^{(1)} + N_{ID}^{(2)} \quad (3.3)$$

что дает возможность использовать 504 идентификатора базовых станций.

Сигналы SSS, в отличие от сигналов PSS, построены на основе  $m$ -последовательностей длиной в 31 бит. Их передают в субкадрах 0 и 5. Структура передачи сигнала SSS в частотной области такая же, как и для сигнала PSS: передачу ведут на 31 поднесущей слева и справа от центральной частоты (рис. 3.11). При частотном дуплексе SSS размещают в предпоследнем OFDM-символе 0 и 10 временных слотов, т.е. непосредственно перед сигналом PSS. При временном дуплексе для передачи SSS занимают последние символы во временных слотах 1 и 11. Однако, в отличие от PSS, коды SSS в субкадрах 0 и 5 разные. Это позволяет UE при приеме SSS обеспечить кадровую синхронизацию.

Для формирования символов  $d(n)$  сигнала SSS используют 3 разные  $m$ -последовательности:  $s(n)$ ,  $c(n)$  и  $z(n)$  длиной в 31бит (рис. 3.12).

$\bar{s}(n)$	1 1 1 1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 1 -1
$\bar{c}(n)$	1 1 1 1 -1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 1 -1
$\bar{z}(n)$	1 1 1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 1 -1 1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 -1

Рис.3.12.  $m$ -последовательности, используемые в канале SSS

При этом основную  $m$ -последовательность  $s(n)$  подвергают скремблированию  $m$ -последовательностью  $c(n)$ , а нечетные символы сигнала SSS вторично скремблируют  $m$ -последовательностью  $z(n)$ .



$$d(2n) = \begin{cases} s^{(m_0)}(n)c_0(n) & \text{в субкадре } 0 \\ s^{(m_1)}(n)c_0(n) & \text{в субкадре } 5 \end{cases}$$

$$d(2n+1) = \begin{cases} s^{(m_1)}(n)c_1(n)z^{(m_0)}(n) & \text{в субкадре } 0 \\ s^{(m_0)}(n)c_1(n)z^{(m_1)}(n) & \text{в субкадре } 5 \end{cases} \quad (3.4)$$

Последовательности  $c_0(n)$  и  $c_1(n)$  отличаются между собой сдвигом, определяемым  $N_{ID}^{(2)}$ :

$$c_0(n) = \tilde{c} \left( (n + N_{ID}^{(2)}) \bmod 31 \right)$$

$$c_1(n) = \tilde{c} \left( (n + N_{ID}^{(2)} + 3) \bmod 31 \right) \quad (3.5)$$

В (3.4) все символы последовательностей  $d(n)$ ,  $s(n)$ ,  $c(n)$  и  $z(n)$  принимают значения +1 или -1. Различие между  $s^{(m_0)}$  и  $s^{(m_1)}$ , равно как между  $z^{(m_0)}$  и  $z^{(m_1)}$  состоит в циклическом сдвиге соответствующих  $m$ -последовательностей на  $m_0$  и  $m_1$  элементов.

Приняв сигналы PSS и SSS, UE читает информацию вещательного канала PBCH (Physical Broadcast Channel). По этому каналу передают MIB (Master Information Block), где указана полоса рабочих частот, конфигурация канала PICH, передан номер кадра SFN (System Frame Number) и определено число передающих антенн в eNB. Приняв MIB, UE может прочесть блоки системной информации SIB (System Information Block) в DL-SCH (Downlink Shared Channel). Эти блоки содержат информацию, необходимую для всех процедур в E-UTRAN (SIB1 – SIB5), для выполнения межсистемных хэндоверов (SIB6 – SIB8), идентификаторы фемтосот (SIB9) и предупреждения о землетрясениях и цунами (SIB10, SIB11). Наиболее важный блок SIB1 повторяют каждые 80 мс. Приняв системную информацию, UE выбирает eNB с наиболее сильным принимаемым сигналом и начинает **процедуру доступа к сети**.

### 3.5. Организация каналов в E-UTRAN

Как и в UMTS, в сетях LTE существуют каналы 3-х уровней: логические, транспортные и физические. Сообщения, которыми обмениваются UE и сеть, классифицируют как SDU (Service Data Unit). Перед передачей по радиointерфейсу SDU обрабатывают (фрагментируют, упорядочивают, защищают) на протокольных уровнях PDCP и RLC, распределяя по *логическим каналам* в виде PDU (Protocol Data Unit).

Логические каналы различают по виду передаваемой информации на логические каналы управления, используемые для передачи различных сигнальных команд и информационных сообщений, и логические каналы трафика, где размещают PDU трафика.

Далее ПО уровня MAC, действуя под управлением планировщика, по *транспортным каналам* “спускает” PDU на физический уровень, где осуществля-

ют кодирование, скремблирование, мультиплексирование и модуляцию, после чего следует передача пакетов данных по *физическим каналам* радиointерфейса.<sup>1</sup>

### **Логические каналы:**

- Broadcast Control Channel (BCCH) – вещающий канал, по которому передают системную информацию всем UE в соте. Перед входом в систему мобильный терминал должен считать информацию каналу BCCH и определить параметры сети, начиная с полосы рабочих частот.
- Paging Control Channel (PCCH) – канал посылки пейджинговых сообщений; используют для мобильных терминалов, местонахождение которых не определено с точностью до соты. Сигнал пейджинга передают одновременно в соты зоны слежения (см. 5.1).
- Common Control Channel (CCCH) – канал для передачи управляющей информации вниз.
- Dedicated Traffic Channel (DTCH) – индивидуальный канал трафика одного пользователя; абонент получает отдельные каналы для передачи информации вниз и вверх.
- Dedicated Control Channel (DCCH) – индивидуальные выделенные каналы управления вниз и вверх для обмена командными сообщениями с UE.
- Multicast Control Channel (MCCH) – канал групповой передачи служебной информации; используют для передачи служебной информации, необходимой при приеме канала MTCH.
- Multicast Traffic Channel (MTCH) – канал передачи трафика для выделенной группы абонентов; используют для передачи вниз услуги мультимедийного вещания MBMS.

Похожая структура логических каналов существует в WCDMA/HSPA. Однако, в сравнении с WCDMA/HSPA в E-UTRA число логических каналов уменьшено.

Информацию логических каналов после обработки на RLC/MAC уровнях размещают в транспортных каналах для дальнейшей передаче по радиointерфейсу в физических каналах. Транспортный канал определяет, как и с какими характеристиками информацию передают через радиointерфейс.

Как и при пакетной передаче в сетях GSM/UMTS, информационные сообщения на транспортном уровне формируют в транспортные блоки. В каждом временном интервале передачи (TTI – Transmission Time Interval) по радиointерфейсу передают хотя бы один транспортный блок определенного размера. При использовании технологии пространственного мультиплексирования (MIMO) возможна передача двух или 4-х блоков в одном TTI.

Каждому транспортному блоку при его передаче по радиointерфейсу определяют транспортный формат (TF–Transport Format). Транспортный формат включает в себя информацию о размере транспортного блока, виде модуляции и используемых антенных технологиях. Вместе с сообщением о назначении ресурса, следует сообщение о параметрах избыточного кодирования. Путем изменения транспортных форматов уровень MAC может реализовывать различные скорости

---

<sup>1</sup> Скремблирование применяют для рандомизации сигналов, передаваемых по различным каналам вверх и вниз. В LTE в качестве скремблирующих кодов используют коды Голда в виде суммы двух m-последовательностей.

передачи данных, так что управление скоростями сводится к выбору транспортного формата.

### **Транспортные каналы:**

- Broadcast Channel (BCH) – транспортный вещающий канал; имеет фиксированный транспортный формат. Канал используют для передачи информации логического канала BCCH.
- Paging Channel (PCH) – транспортный пейджинговый канал для передачи пейджинговой информации логического канала PCCH. Канал PCH поддерживает прием с прерыванием (discontinuous reception – DRX), что позволяет мобильному терминалу дольше сохранить заряд батареи, поскольку он принимает сигналы PCH только в определенные промежутки времени.
- Downlink Shared Channel (DL-SCH) – канал с разделением пользователей вниз. Этот транспортный канал используют в E-UTRA для передачи информации вниз. Он поддерживает такие особенности LTE, как адаптацию изменения скорости и диспетчеризацию пакетов во временной и частотной области, HARQ (Hybrid Automatic Repeat request) – модифицированный автоматический запрос на повторную передачу неприятых пакетов, и пространственное разделение каналов. Он также поддерживает DRX, чтобы сохранить заряд батареи мобильного терминала как можно дольше. Для передачи по этому каналу используют динамическое или полустатическое выделение канального ресурса.
- Multicast Channel (MCH) – канал групповой передачи, используется для поддержки услуги мультимедийного вещания MBMS. Он характеризуется полустатическим форматом транспорта и полустатическим выделением ресурса. При передаче мультимедийного вещания в нескольких соседних сотах применяют технологию MBSFN (Multimedia Broadcast over a Single Frequency Network). При этом конфигурация распределения и формата передач по MCH согласована в сотах, где осуществляют MBSFN.
- Uplink Shared Channel (UL-SCH) - Канал с разделением пользователей вверх, аналогичный каналу с разделением пользователей вниз DL-SCH.

Взаимосвязь логических и транспортных каналов показана на рис. 3.14.

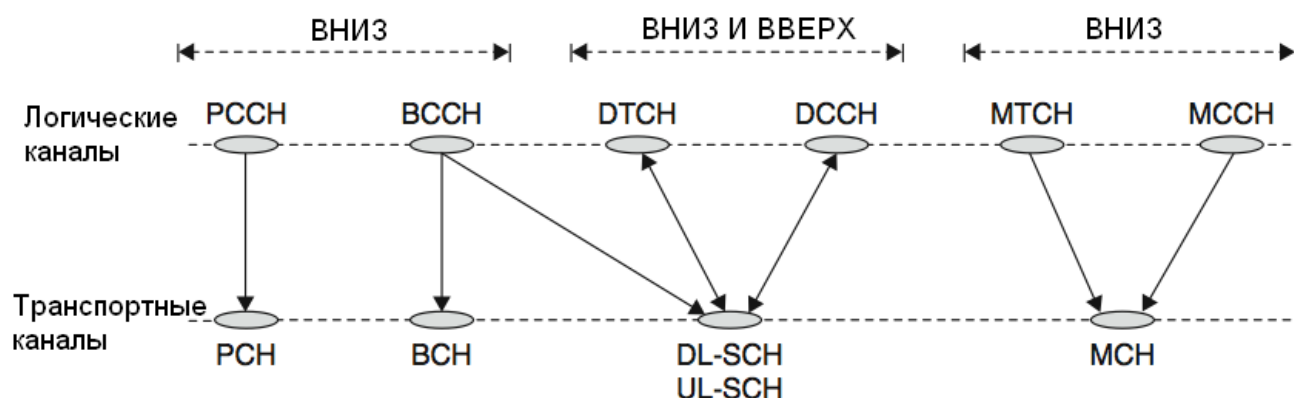


Рис. 3.14. Соответствие логических и транспортных каналов.

### **3.6. Физические каналы в направлении вниз**

В направлении вниз eNB передает следующие каналы:

- Physical Downlink Shared Channel (PDSCH) – физический канал вниз с разделением пользователей; используют для передачи каналов DL SCH и PCH (возможна модуляция 4-ФМ, 16-КАМ, 64-КАМ и 256-КАМ).
- Physical Downlink Control Channel (PDCCH) – Физический канал управления вниз, информирует UE о назначении канального ресурса для передачи транспортных блоков каналов PCH, DL-SCH, UL-SCH, ответов на запросы на доступ к сети и о Hybrid ARQ, используемой при передаче трафика. Сообщения канала PDCCH о выделении канального ресурса вверх содержат команды управления мощностью передатчика UE. Передачу ведут, используя модуляцию 4-ФМ.
- Physical Hybrid ARQ Indicator Channel (PHICH) – физический модифицированный канал индикации автоматического запроса на повторение передачи; содержит информацию о Hybrid ARQ ACK/NACK в ответ при передаче вверх (модуляция 4-ФМ).
- Physical Broadcast Channel (PBCH) – физический канал передачи вещательной информации (модуляция 4-ФМ).
- Physical Multicast Channel (PMCH) – физический канал групповой передачи пакетов мультимедийного вещания (модуляция 4-ФМ, 16-КАМ и 64-КАМ).
- Physical Control Format Indicator Channel (PCFICH) – физический канал передачи формата, который используют для канала PDCCH (модуляция 4-ФМ).

Взаимосвязь между логическими, транспортными и физическими каналами вниз показана на рис. 3.15.

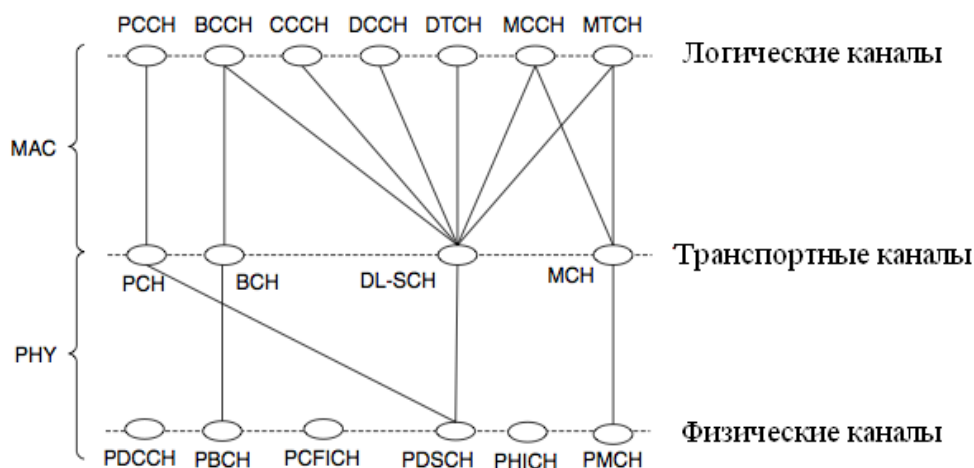


Рис. 3.15. Соответствие логических, транспортных и физических каналов вниз в LTE.

Кроме рассмотренных физических каналов вниз, eNB передает 2 типа синхронизирующих сигналов: первичный PSS (Primary Synchronization Signal) и вторичный SSS (Secondary Synchronization Signal), а также опорные сигналы. При работе с частотным дуплексом SSS и PSS размещают в субкадрах 0 и 5 в последних и предпоследних OFDM-символах временных слотов 0 и 10 соответственно. Размещение физических каналов в субкадре 0 показано на рис. 3.16. В частотной области сигналы SSS и PSS занимают 6 РБ. Сообщение канала PBCH в 0 субкадре размещают также в 6 РБ в первых 4-х OFDM-символах временного слота 1. Сообщения канала PBCH следуют в 4-х кадрах подряд.

Каналы PCFICH, PDCCH и PHICH передают в начале каждого субкадра. Это позволяет выделять каналный ресурс в реальном времени в зависимости от отношения сигнал/помеха на входе соответствующего приемника по аналогии с технологиями HSPA в стандарте UMTS. Канал PCFICH служит для передачи CFI (Control Format Indicator), т.е. числа OFDM-символов, выделенных в субкадре для передачи информации канала PDCCH. Для этой информации может быть выделено от 1 до 4 OFDM-символов в субкадре. Совместное размещение каналов управления и передачи данных в одном OFDM-символе не допускается.

Типичный вариант распределения каналного ресурса в субкадре: каналы управления (PDCCH) занимают 3 OFDM-символа, показан на рис. 3.17.

По каналу PDSCH передают пользовательские данные, сообщения пейджинга, ответы eNB на запросы UE на доступ к сети и блоки системной информации SIB (System Information Blocks). Их размещают в ресурсных блоках субкадра вниз. По каналу PDCCH передают указатели; каждый указатель состоит из идентификатора и командного сообщения DCI (Downlink Control Information) о выделенном ресурсе.

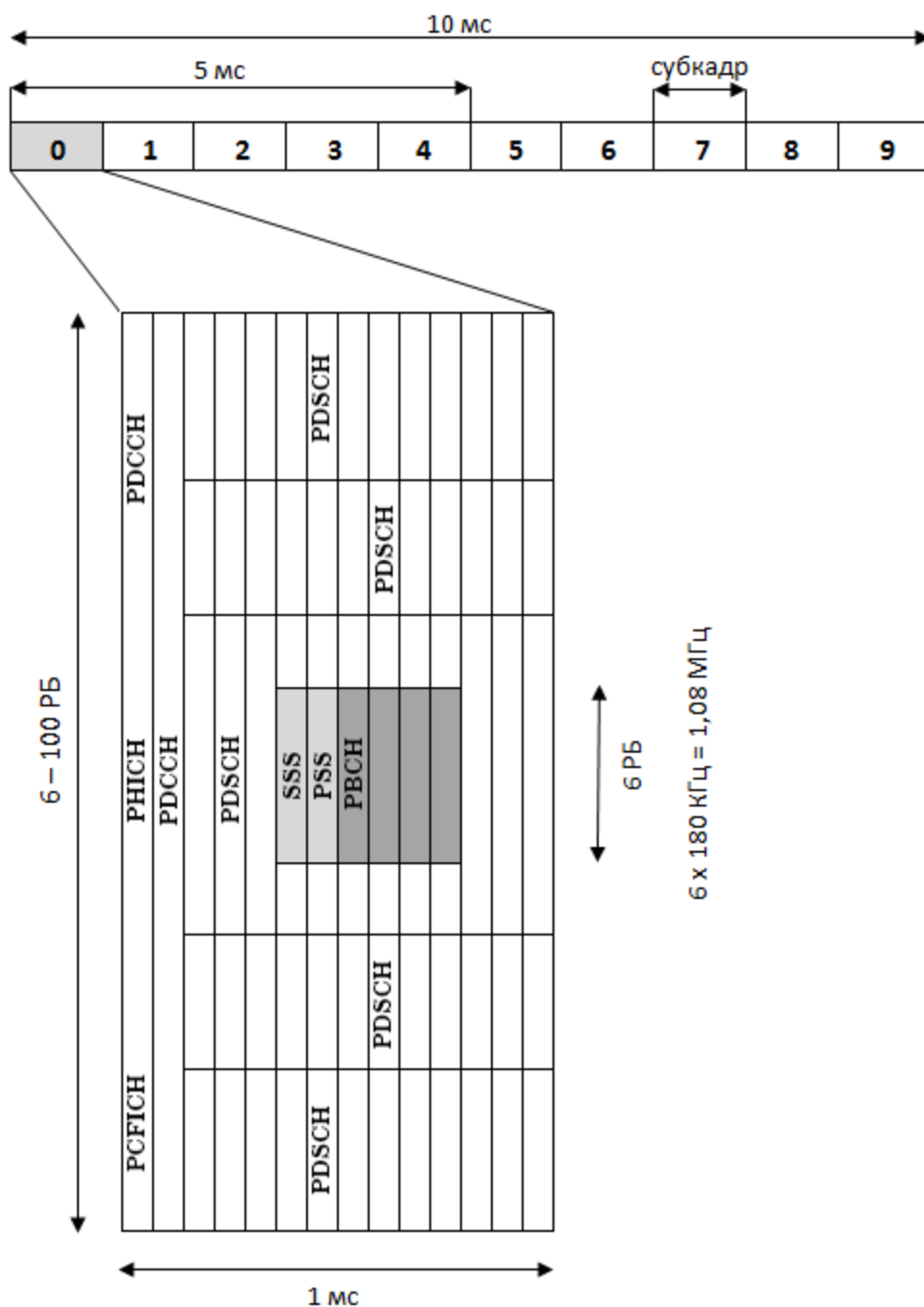


Рис. 3.16. Размещение каналов управления в субкадре 0

В качестве идентификаторов используют:

- временный идентификатор абонента C-RNTI <16 бит> при передаче пользовательских пакетов,
- RA-RNTI (Random Access) <16 бит> для сообщений о доступе к сети,
- P-RNTI = <FFFE> при передаче пакета пейджинга (вызовов),
- SI-RNTI = <FFFF> (System Information) при передаче блока системной информации.

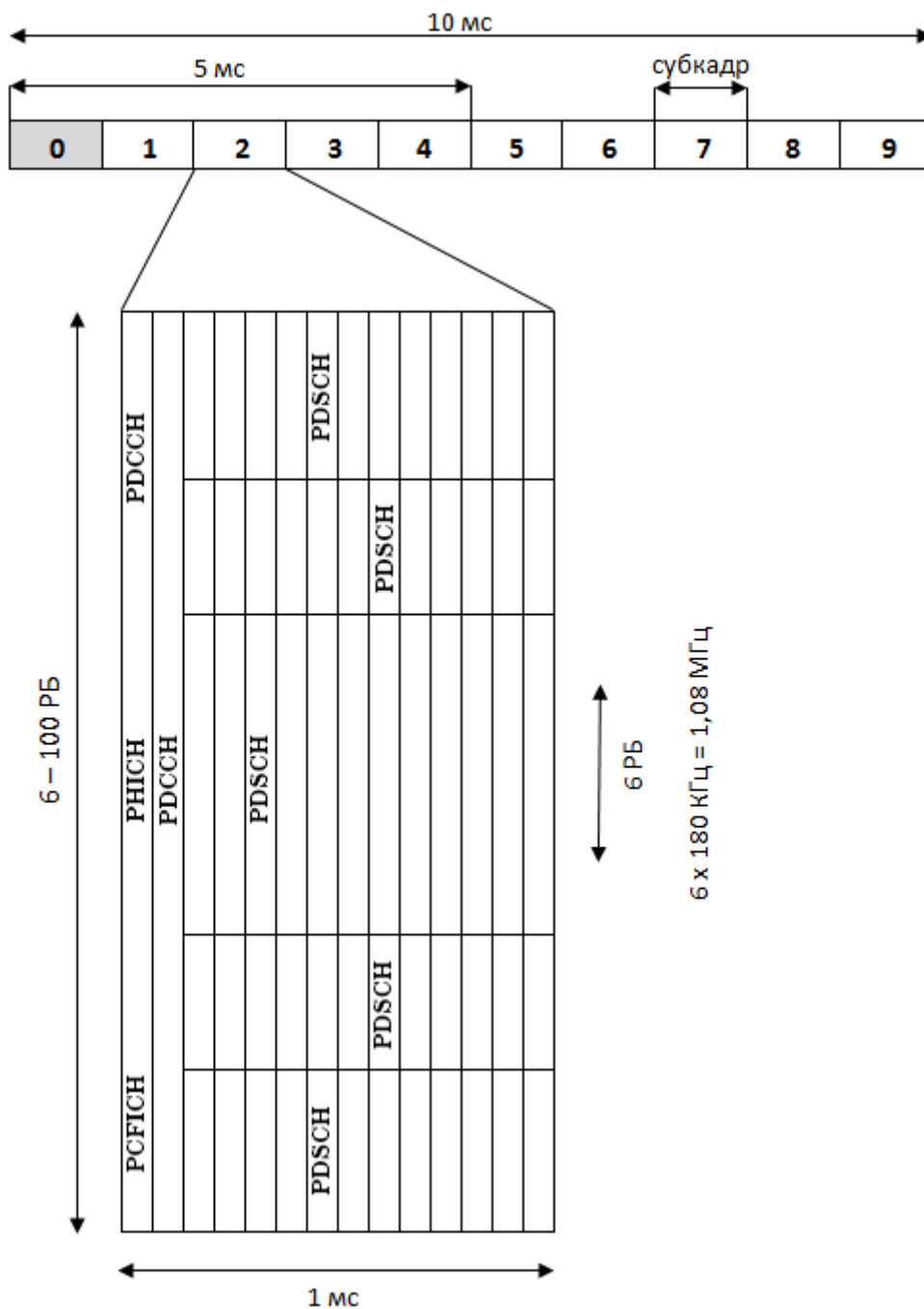


Рис.3.17. Распределение канального ресурса в субкадре вниз

Канальный ресурс выделяют в виде ресурсных блоков (РБ) в субкадре. Для сокращения размеров каждого сообщения в стандарте LTE приняты различные, достаточно остроумные способы индикации выделяемых ресурсных блоков. Прежде всего все РБ разбиты на группы ресурсных блоков (ГРБ). Размер ГРБ зависит от рабочей полосы сети. С увеличением рабочей полосы растет и размер ГРБ (табл.3.9). Группы ресурсных блоков пронумерованы подряд и каждую группу индицируют одним битом. Абоненту могут выделять несколько групп, причем на разных участках рабочего диапазона, а также отдельные РБ, индицируя их так, что длина сообщения о выделяемом ресурсе в битах минимальна.

Таблица 3.9

Рабочая полоса (в РБ)	Размер ГРБ (в РБ)
$\leq 10$	1
11 – 26	2
27 – 63	3
64 – 110	4

DCI содержит также информацию об используемых при передаче модуляционно-кодирующих схемах MCS (Modulation and Coding Scheme)<sup>2</sup>, команду управления мощностью передатчика UE, данные о HARQ. Всего стандартом LTE предусмотрено 29 MCS с модуляцией 4-ФМ, 16-КАМ, 64-КАМ (256-КАМ) и различными скоростями кодирования. В режиме динамического выделения канального ресурса ресурсные блоки и MCS назначают UE на один субкадр. Возможен и полустатический вариант, когда канальный ресурс выделяют для конкретной передачи (соединения) на определенное время в специальных сигнальных сообщениях.

Алгоритм взаимодействия управляющих каналов и передачи по каналу PDSCH представлен на рис. 3.18.

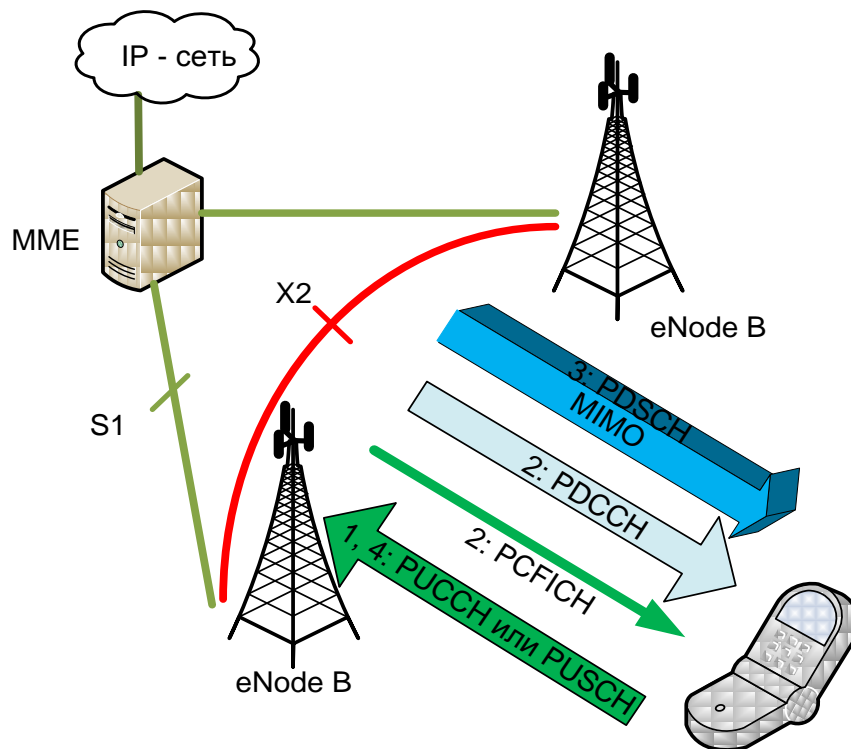


Рис. 3.18. Взаимодействие каналов при передаче вниз

1. UE по каналам PUCCH или PUSCH постоянно передает на eNB индикаторы качества каналов CQI (Channel Quality Indication), на основе которых eNB выбирает формат передачи вниз.

<sup>2</sup> В многоантенных структурах можно использовать 2 разные MCS



2. **Планировщик** (scheduler) в eNB в динамическом режиме назначает каналный ресурс для каждого субкадра. UE читает информацию каналов PCFICH и PDCCH, определяет выделенный ей каналный ресурс и формат передачи вниз.

3. eNB посылает пакет данных по каналу PDSCH.

4 UE декодирует данные и отправляет вверх подтверждение или неподтверждение (ACK/NACK) приема переданного пакета.

### 3.3. Технологии MIMO

MIMO (Multiple Input – Multiple Output) - многоантенные технологии, используемые для решения двух задач:

- повышения качества связи за счет пространственного временного/частотного кодирования и (или) формирования лучей (beamforming),
- увеличения скорости передачи при использовании пространственного мультиплексирования.

В любом варианте MIMO речь идет об одновременной передаче в одном физическом канале нескольких сообщений. Для реализации MIMO используют многоантенные системы: на передающей стороне имеется  $M$  передающих антенн, а на приемной стороне  $N$  приемных. Эту структуру поясняет рис. 3.19.

Математическая модель, описывающая систему (рис.3.19), представляет собой векторное уравнение

$$\mathbf{r} = \mathbf{H} \times \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (3.5)$$

где  $\mathbf{r}$  и  $\mathbf{s}$  - вектора принятых и переданных сигналов, а  $\mathbf{n}$  – вектор помех на входе приемников.

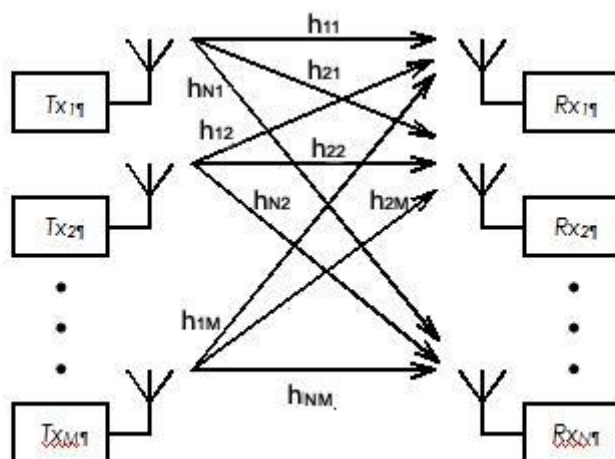


Рис.3.19. Модель канала с  $M$  передающими и  $N$  приемными антеннами

Коэффициенты передач между различными передающими и приемными антеннами определяет матрица  $\mathbf{H}$ :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & \dots & h_{NM} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

элементы которой  $h_{ij}$  являются комплексными коэффициентами передачи напряжения между  $i$  приемной антенной и  $j$  передающей. Для того, чтобы приемник мог различать сигналы, передаваемые разными антеннами, коэффициенты матрицы  $H$  должны быть между собой некоррелированными.

Когда речь идет о макросотах (сотах на открытом воздухе с высоко поднятыми антеннами), то для обеспечения низкой корреляции приходящих на UE лучей с разных антенн, требуется разнос антенн на eNB порядка  $10\lambda$  (длин волн). В то же время на мобильном терминале обычно достаточно разнести антенны на  $\lambda$ , чтобы получить слабо коррелированные приходящие сигналы. Это обусловлено тем, что множество лучей, вызывающих быстрые замирания сигналов и их декорреляцию, обычно формируется в ближней зоне около UE. Такая картина типична для микро и пикосот в зданиях. Точно также антенны eNB, установленных внутри помещений или под крышами зданий, могут быть разнесены на гораздо меньшую дистанцию, чем в макросотах. Все сказанное относится к антеннам с одинаковой поляризацией. Разумеется, что использование антенн с ортогональной поляризацией обеспечивает слабую корреляцию коэффициентов передачи  $h_{ij}$ .

Коэффициенты  $h_{ij}$  приемник рассчитывает, принимая символы опорных сигналов. Опорные сигналы передающие антенны излучают по очереди по установленному алгоритму (рис.2.13). При передаче опорного сигнала одной антенной все остальные антенны “молчат”.

При **пространственном мультиплексировании** через разные передающие антенны идут разные потоки данных. В результате скорость передачи данных в радиоканале увеличивается в  $M$  раз, где  $M$  – число независимых потоков данных.

В сетях LTE можно реализовать как однопользовательские MIMO (SU-MIMO), так и многопользовательские MIMO (MU-MIMO). При SU-MIMO вниз все разные потоки данных, передаваемые в одном частотном канале, принимает один UE. В направлении вверх один UE также может передавать через разные антенны несколько независимых потоков.

При MU-MIMO вниз разные потоки будут направлены разным UE, причем каждый мобильный терминал получает только один поток. При использовании MU-MIMO вверх в одном частотном канале одновременно передают несколько UE. На рис. 3.21 показана структура MU-MIMO вниз с 4 UE.

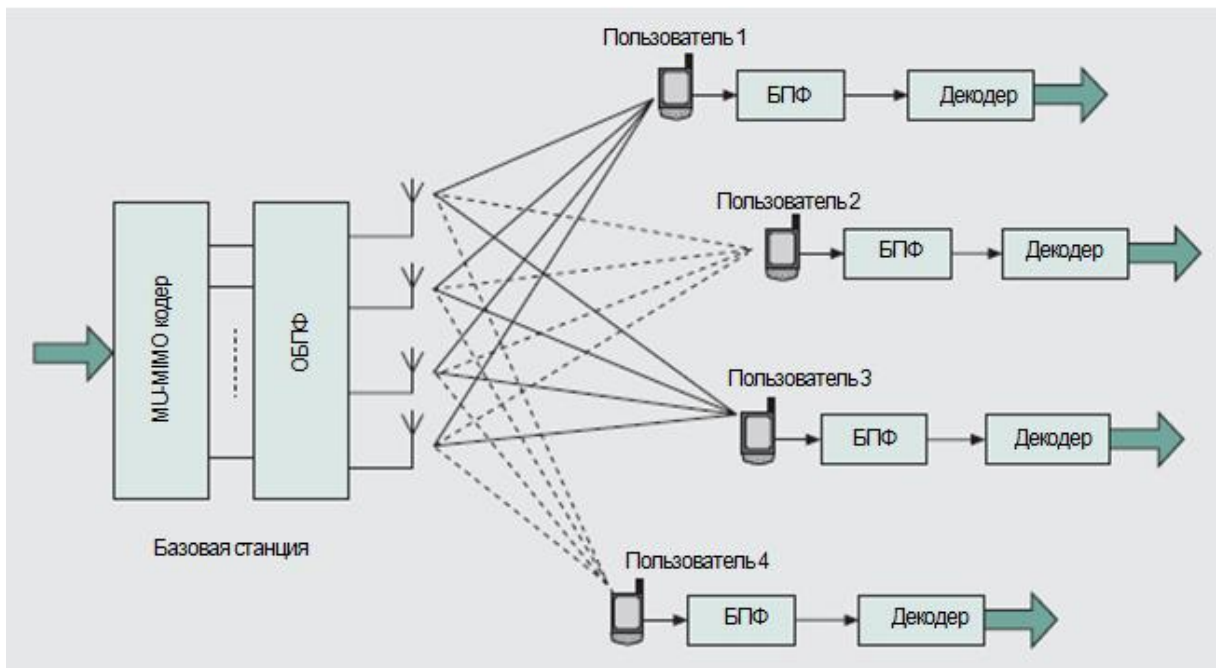


Рис.3.21. Структура MU-MIMO вниз с 4 UE

Рассмотрим простую задачу пространственного мультиплексирования, когда на передающей стороне (eNB) 2 антенны и на приемной (UE) – тоже 2 приемные антенны. (рис. 3.22). Поток символов  $s_1$  идет через передающую антенну Tx1, поток символов  $s_2$  через передающую антенну Tx 2. Каждая приемная антенна (Rx1 и Rx2) принимает взвешенную сумму сигналов  $s_1$  и  $s_2$ . Векторное уравнение (3.5) будет следующим:

$$\begin{aligned} r_1 &= h_{11} s_1 + h_{12} s_2 + n_1 \\ r_2 &= h_{21} s_1 + h_{22} s_2 + n_2 \end{aligned} \quad (3.9)$$

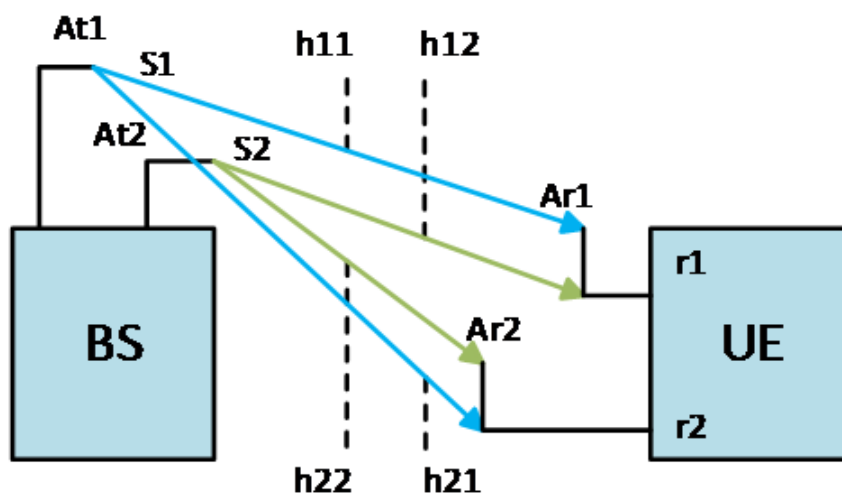


Рис. 3.22. Пространственное мультиплексирование 2x2

Задача приемника абонентского терминала состоит в том, чтобы получить из принятых сигналов  $s_1$  и  $s_2$ . Сигналы  $r_1$  и  $r_2$  принимает приемник мобильного терминала. Для решения системы линейных уравнений (3.9) необходимо знать коэффициенты передач  $h_{ij}$ . Для этого каждая передающая антенна транслирует специальные заранее известные опорные сигналы, принимая которые приемник определяет массив коэффициентов передачи  $h_{ij}$ . В результате получаем:

$$\begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \end{pmatrix} = H \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix}, \quad \text{где} \quad H = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix}$$

Вычислив обратную матрицу  $H^{-1}$ , получаем

$$\begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} = H^{-1} \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \end{pmatrix} - H^{-1} \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

Система (3.10) представляет собой алгоритм работы ZF-приемника. Разделение приемником сигналов  $s_1$  и  $s_2$  возможно, если существует обратная матрица  $H^{-1}$ , то-есть, коэффициенты передачи  $h_{ij}$  между собой некоррелированы.

При использовании пространственного мультиплексирования существенно усложняется построение приемников. Каждый независимый поток данных создает помехи другим потокам. Поэтому пространственное мультиплексирование реализуют в "хороших" каналах, с высоким отношением сигнал/помеха. Для разделения потоков в приемнике необходимо, чтобы число приемных антенн  $N$  было не меньше числа передаваемых потоков данных. Если принять, что каждый поток идет через одну передающую антенну, то в соответствии с рис.3.19  $N \geq M$ . Теория и практика показывают, что с увеличением числа приемных антенн (например, при  $N=4$  и  $M=2$  в сравнении с вариантом  $N=2$  и  $M=2$ ) коэффициент ошибок снижается.

Максимальное число независимых потоков при пространственном мультиплексировании может достигать 8.

### 3.8. Организация физических каналов для передачи вверх

Взаимосвязь между логическими, транспортными и физическими каналами вверх показана на рис.3.26.

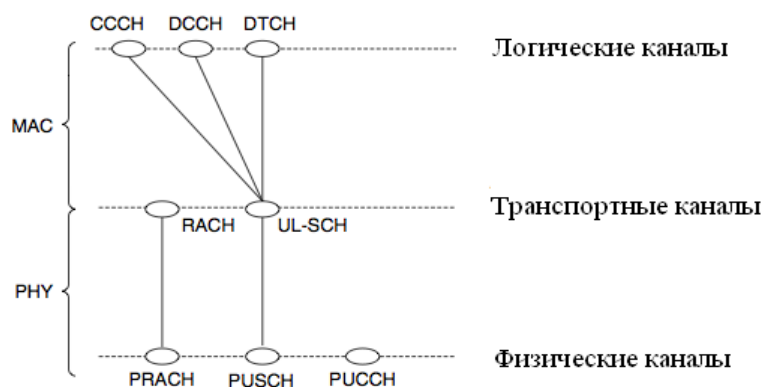


Рис.3 26. Соответствие логических, транспортных и физических каналов вверх

**Логические каналы:**

Common Control Channel (CCCH) – канал для установления соединения с сетью, когда станция находится в состоянии LTE\_IDLE.

Dedicated Control Channel (DCCH) – канал для передачи индивидуальной сигнализации.

Dedicated Traffic Channel (DTCH) – канал для передачи пользовательского трафика.

**Транспортные каналы:**

Random Access Channel (RACH) – канал запросов на доступ. Его используют для подключения к сети, для подключения к целевой eNB при хэндовере, для восстановления синхронизации вверх.

Uplink Shared Channel (UL-SCH) – канал передачи индивидуального трафика и сигнализации.

**Физические каналы:**

Physical Random Access Channel (PRACH) – физический канал передачи запросов на случайный доступ.

Physical Uplink Shared Channel (PUSCH) – канал передачи индивидуального трафика и сопутствующей сигнализации UCI (Uplink Control Information).

Physical Uplink Control Channel (PUCCH) – канал передачи сопутствующей сигнализации UCI в отсутствие канала PUSCH.

В дополнение к приведенным на рис.3.26 физическим каналам следует указать на возможность передачи зондирующего опорного сигнала SRS (Sounding Reference Signal) для получения информации о затуханиях на трассе вверх на различных частотах выделенного диапазона.

Информацию о выделенном канальном ресурсе в каналах PUSCH или PUCCH абонентские станции получают по каналу PDCCH в предшествующем субкадре.

Особенностью каналов PUCCH и PUSCH является возможность работы со скачками частоты для реализации частотного разноснения. На рис.3.27 приведен пример размещения 4 каналов PUCCH в субкадре . По каналам PUCCH передают информацию о подтверждении/неподтверждении приема пакетов вниз (ACK/NACK), индикаторы качества каналов CQI, управляющая информация при

пространственном мультиплексировании PMI/RI, запросы на каналный ресурс при передаче вверх. Один канал PUSCH занимает 1 РБ в субкадре. Для каналов PUSCH выбирают РБ по краям рабочей полосы, причем канал PUSCH внутри субкадра прыгает по частоте от одного края полосы к другому (рис. 3.27). Это позволяет улучшить качество приема за счет частотного разнесения передаваемого сигнала.

**CQI** является основным параметром, позволяющим планировщику в eNB динамически менять формат передачи вниз для конкретной абонентской станции. UE, измеряя отношение сигнал/помеха, определяет максимально допустимую по скорости передачи MCS вниз. При измерениях уровня сигнала UE рассчитывает среднюю мощность принятых ресурсных элементов с опорными сигналами RSRP (Reference Signal Received Power) в заданной полосе частот. Для передачи CQI используют индексы от 1 до 15; каждому индексу соответствует определенная модуляционно-кодирующая схема (табл. 3.11). В ней скорость кодирования  $R_{код}$  нормирована к 1024, а эффективность выражена в бит/с/Гц.

Передаваемый CQI может состоять из нескольких параметров. Передают индекс широкополосного  $CQI_{WB}$  – усредненный CQI по всей полосе рабочих частот, и  $CQI_{SB}$  для отдельных субполос. Число субполос определения CQI зависит от ширины рабочей полосы и полностью соответствует разбивке частотного диапазона на группы РБ при передаче вниз (табл. 3.9).

Если в рабочей полосе меньше 10 РБ, то передают только  $CQI_{WB}$ . При более широкой полосе  $CQI_{WB}$  в соответствии с табл. 3.8 дополняют несколькими  $CQI_{SB}$ . При этом для снижения объема информации вместо  $CQI_{SB}$  передают разность

$$CQI_{Diff-SB}(i) = CQI_{SB}(i) - CQI_{WB}$$

$CQI_{Diff-SB}$  может принимать значения {-2, 0, +1, +2}. Обратим внимание на то, что в сторону увеличения возможны 2 параметра: +1 и +2 в то время как в сторону уменьшения только один: -2. Это позволяет планировщику при передаче вниз выделять те участки рабочего диапазона, где индекс CQI выше и где требуется большая точность в определении формата передачи.

Информацию о выделенном канальном ресурсе в каналах PUSCH или PUSCH абонентские станции получают по каналу PDCCH в предшествующих субкадрах. В каналах PUSCH пользовательский трафик может быть объединен с управляющими сообщениями ACK/NACK и CSI.

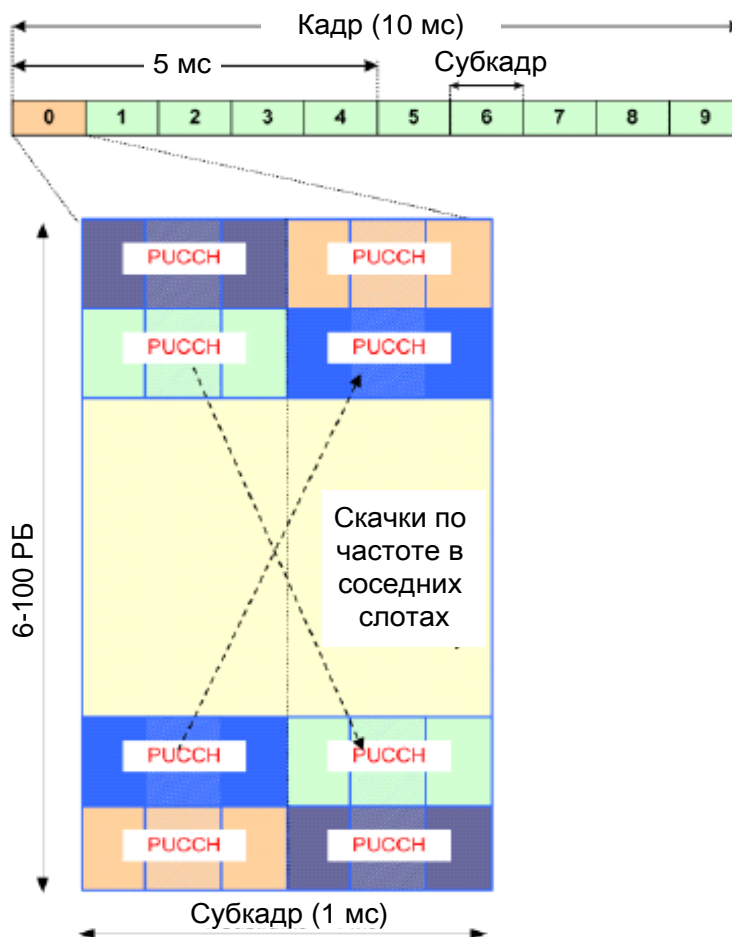


Рис.3.27. Размещение каналов PUCCH в субкадре

Таблица 3.11

Индекс CQI	Модуляция	$R_{\text{код}} \times 1024$	Эффективность
1	4-ФМ	78	0,1523
2	4-ФМ	120	0,2344
3	4-ФМ	193	0,3770
4	4-ФМ	308	0,6010
5	4-ФМ	449	0,8770
6	4-ФМ	602	1,1758
7	16-КАМ	378	1,4766
8	16-КАМ	490	1,9141
9	16-КАМ	616	2,4063
10	64-КАМ	466	2,7305
11	64-КАМ	567	3,3223
12	64-КАМ	666	3,9023
13	64-КАМ	772	4,5234
14	64-КАМ	873	5,1152
15	64-КАМ	948	5,5547

Передача канала PUSCH может идти без скачков частоты или со скачками частоты в двух таймслотах субкадра (рис. 3.35). В каналах PUSCH опорные OFDM-символы размещены в середине каждого таймслота (рис.3.35) по одному опорному символу на каждой частоте. Если опорные сигналы вниз цифровые, то для формирования опорных сигналов вверх используют последовательности комплексных чисел, среди которых важнейшее место принадлежит ZC-последовательностям, введенным ранее в 3.3.

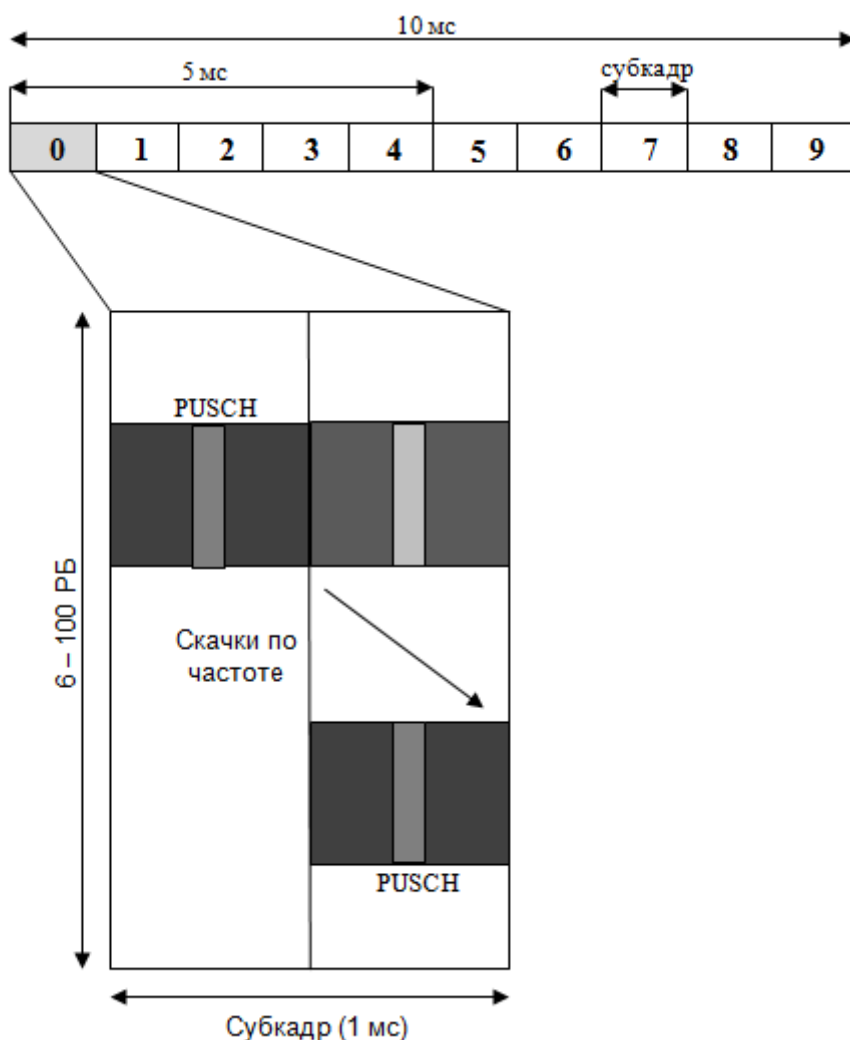


Рис. 3.35. Передача канала PUSCH без скачка и со скачком частоты

При оценке пропускной способности сети LTE можно исходить из следующих соображений.

Канальный ресурс абонентам выделяют в виде ресурсных блоков (РБ). 1РБ – это 12 последовательных поднесущих на временном отрезке в 1ТС. Фактически ресурсные блоки выделяют на целый субкадр (2ТС или 1 мс). Тогда в субкадре в 1РБ при нормальном CP (7 OFDM-символов на поднесущей в 1ТС) будет

$$7 \times 2 \times 12 = 168 \text{ OFDM-символов.}$$

Из этого числа надо удалить символы, в которых передают опорные сигналы. При передаче вниз число опорных сигналов возрастает с увеличением числа передающих антенн в eNB (рис.2.13). Так при работе с одной передающей антенной число OFDM-символов уменьшится до 160. Кроме этого, надо убрать OFDM-



символы, используемые для передачи каналов управления PHICH, PCFICH и PDCCH: от одного до 3 OFDM-символов в каждом субкадре, и символы, где в кадре размещены сигналы PSS, SSS и канал PBCH. При передаче вверх следует убрать опорные символы, расположение которых показано на рис. 3.35.

Скорость передачи в информационном блоке определяется используемой модуляционно-кодирующей схемой. При модуляции 4-ФМ в каждом OFDM-символе передают 2 бита, при 16-КАМ – 4 бита и при 64-КАМ – 6 бит. Однако в радиоканал сигнал поступает после избыточного кодирования, Реальная скорость передачи снижается пропорционально скорости кодирования  $R_{код} \leq 1$ .

В табл. 3.12 приведены сквозные скорости передачи вниз в режиме частотного дуплекса, когда каналы управления в субкадре занимают 2 OFDM-символа и работают 2 антенны. В табл. 3.12 в рабочей полосе 600 поднесущих (50 РБ), и 1200 поднесущих (100 РБ).

Таблица 3.12

Индекс CQI	Модуляция	Rкод (скорость кода)	Кол-во бит на символ	Сквозная скорость, Мбит/с	
				50 РБ	100 РБ
1	4-ФМ	0,08	2	0,99	2,00
2	4-ФМ	0,12	2	1,53	3,08
3	4-ФМ	0,19	2	2,46	4,95
4	4-ФМ	0,30	2	3,93	7,90
5	4-ФМ	0,44	2	5,73	11,5
6	4-ФМ	0,59	2	7,69	15,4
7	16-КАМ	0,37	4	9,66	19,4
8	16-КАМ	0,48	4	12,5	25,1
9	16-КАМ	0,6	4	15,7	31,6
10	64-КАМ	0,46	6	17,8	35,8
11	64-КАМ	0,55	6	21,7	43,6
12	64-КАМ	0,65	6	25,5	51,2
13	64-КАМ	0,75	6	29,6	59,4
14	64-КАМ	0,85	6	33,4	67,2
15	64-КАМ	0,93	6	36,3	73,0

В табл.3.13 приведены расчеты сквозных скоростей вверх. При этом учтено, что большинство действующих в настоящее время станций не поддерживают вверх модуляцию 64-КАМ.

Таблица 3.13

Индекс CQI	Модуляция	Rкод (Скорость кода)	Кол-во бит на символ	Сквозная скорость, Мбит/с	
				50 РБ	100 РБ
1	4-ФМ	0,08	2	1,03	2,06
2	4-ФМ	0,12	2	1,59	3,18
3	4-ФМ	0,19	2	2,56	5,12
4	4-ФМ	0,3	2	4,09	8,18
5	4-ФМ	0,44	2	5,96	11,9
6	4-ФМ	0,59	2	7,99	15,9
7	16-КАМ	0,37	4	10,0	20,0
8	16-КАМ	0,48	4	13,0	26,0
9	16-КАМ	0,6	4	16,3	32,6

### 3.9. Абонентская аппаратура и скорости передачи

Начиная с Rel.12, для повышения скорости передачи данных вниз введены модуляционно-кодирующие схемы с модуляцией 256-КАМ (таблица 3.14).

Таблица 3.14

CQI индекс	Модуляция	Rкод x 1024	Эффективность
0	Не используют		
1	4-ФМ	78	0,1523
2	4-ФМ	193	0,3770
3	4-ФМ	449	0,8770
4	16-КАМ	378	1,4766
5	16-КАМ	490	1,9141
6	16-КАМ	616	2,4063
7	64-КАМ	466	2,7305
8	64-КАМ	567	3,3223
9	64-КАМ	666	3,9023
10	64-КАМ	772	4,5234
11	64-КАМ	873	5,1152
12	256-КАМ	711	5,5547
13	256-КАМ	797	6,2266
14	256-КАМ	885	6,9141
15	256-КАМ	948	7,4063

Характеристики абонентской аппаратуры, соответствующие Rel.13, представлены в табл. 3.15 – 3.17.

Таблица 3.15

Категория UE	Параметры физического уровня вниз				Параметры физического уровня вверх		Параметры L2
	Макс. число бит в канале DL-SCH в субкадре <sup>1</sup>	Макс. число бит в блоке DL-SCH в субкадре <sup>2</sup>	Макс. число бит, обработыв. при HARQ	Макс. число слоев при MIMO	Макс. число бит в канале UL-SCH в субкадре	Модуляция 64-QAM вверх	
1	10296	10296	250368	1	5160	нет	150
2	51024	51024	1237248	2	25456	нет	700
3	102048	75376	1237248	2	51024	нет	1 400
4	150752	75376	1827072	2	51024	нет	1 900
5	299552	149776	3667200	4	75376	есть	3 500
6	301504	149776 (4 слоя) 75376 (2 слоя)	3654144	2 или 4	51024	нет	3 300
7	301504	149776 (4 слоя) 75376 (2 слоя)	3654144	2 или 4	102048	нет	3 800
8	2998560	299856	35982720	8	1497760	есть	42 200
9	452256	149776 (4 слоя) 75376 (2 слоя)	5481216	2 или 4	51024	нет	4 800
10	452256	149776 (4 слоя) 75376 (2 слоя)	5481216	2 или 4	102048	нет	5 200
11	603008	149776 (4 слоя – 64-QAM) 195816(4 слоя – 256-QAM) 75376 (2 слоя-64-QAM) 97896 (2 слоя – 256-QAM)	7308288	2 или 4	51024	нет	6 200
12	603008	149776 (4 слоя – 64-QAM) 195816(4 слоя – 256-QAM) 75376 (2 слоя-64-QAM) 97896 (2 слоя – 256-QAM)	7308288	2 или 4	102048	нет	6 700

В табл. 3.15 обозначены:

- 1) Максимальное число бит, которое UE может получить во всех принятых блоках по каналу DL-SCH в одном субкадре.
- 2) Максимальное число бит в одном транспортном блоке, переданном по каналу DL-SCH в субкадре.

Начиная с Rel.12, кроме таблицы 3.15, специфицирующей категории мобильных терминалов LTE вниз и вверх, введена альтернативная категоризация UE отдельно по направлениям вниз и вверх. В табл. 3.16 представлены категории UE

вниз, а в табл. 3.17 – вверх. Категории 0 и M1UE введены для использования в сетях M2M с низкоскоростным трафиком<sup>3</sup>.

Таблица 3.16

Категория UE вниз (DL)	Макс. число бит в канале DL-SCH в субкадре <sup>1</sup>	Макс. число бит в блоке DL-SCH в субкадре <sup>2</sup>	Макс. число бит, обработыв. при HARQ	Макс. число слоев при MIMO
DL Категория M1*	1000	1000	25344	1
DL Категория 0	1000	1000	25344	1
DL Категория 6	301504	149776 (4 слоя) 75376 (2 слоя)	3654144	2 или 4
DL Категория 7	301504	149776 (4 слоя) 75376 (2 слоя)	3654144	2 или 4
DL Категория 9	452256	149776 (4 слоя) 75376 (2 слоя)	5481216	2 или 4
DL Категория 10	452256	149776 (4 слоя) 75376 (2 слоя)	5481216	2 или 4
DL Категория 11	603008	149776 (4 слоя, 64-KAM) 195816 (4 слоя, 256-KAM) 75376 (2 слоя, 64-KAM) 97896 (2 слоя, 256-KAM)	7308288	2 или 4
DL Категория 12	603008	149776 (4 слоя, 64-KAM) 195816 (4 слоя, 256-KAM) 75376 (2 слоя, 64-KAM) 97896 (2 слоя, 256-KAM)	7308288	2 или 4
DL Категория 13	391632	195816 (4 слоя) 97896 (2 слоя)	3654144	2 или 4
DL Категория 14	3916560	391656	47431680	8
DL Категория 15	749856- 798800	149776 (4 слоя, 64-KAM) 195816 (4 слоя, 256-KAM) 75376 (2 слоя, 64-KAM) 97896 (2 слоя, 256-KAM)	9744384	2 или 4
DL Категория 16	978960 - 1051360	149776 (4 слоя, 64-KAM) 195816 (4 слоя, 256-KAM) 75376 (2 слоя, 64-KAM) 97896 (2 слоя, 256-KAM)	12789504	2 или 4
DL Категория 17	25065984	391656 (8 слоёв, 256-KAM)	303562752	8
DL Категория 18	1174752- 1206016	299856 (8 слоёв, 64-KAM) 391656 (8 слоёв, 256-KAM)] 149776 (4 слоя, 64-KAM) 195816 (4 слоя, 256-KAM) 75376 (2 слоя, 64-KAM) 97896 (2 слоя, 256-KAM)	14616576	2 или 4 [или 8]
DL Категория 19	1566336 - 1658272	299856 (8 слоёв, 64-KAM) 391656 (8 слоёв, 256-KAM)] 149776 (4 слоя, 64-KAM) 195816 (4 слоя, 256-KAM) 75376 (2 слоя, 64-KAM) 97896 (2 слоя, 256-KAM)	19488768	2 или 4 [или 8]
* Станции категории M1 предназначены для работы в сетях M2M в узкополосном режиме с полосой 1,4 МГц				

<sup>3</sup> Таблицы составлена на основе TS 36.306, Rel. 15.0.

Категория UE вниз (DL)	Макс. число бит в канале DL-SCH в субкадре <sup>1</sup>	Макс. число бит в блоке DL-SCH в субкадре <sup>2</sup>	Макс. число бит, обработыв. при HARQ	Макс. число слоев при MIMO
DL Категория 20	1948064 - 2019360	299856 (8 слоев, 64-KAM) 391656 (8 слоев, 256-KAM)] 149776 (4 слоя, 64-KAM) 195816 (4 слоя, 256-KAM) 201936 (4 слоя, 256-KAM) 75376 (2 слоя, 64-KAM) 97896 (2 слоя, 256-KAM) 100752(2 слоя, 256-KAM)	24360960	2 или 4 [или 8]
DL Категория 21	1348960- 1413120	149776 (4 слоя, 64-KAM) 195816 (4 слоя, 256-KAM) 201936 (4 слоя, 256-KAM) 75376 (2 слоя, 64-KAM) 97896 (2 слоя, 256-KAM) 100752(2 слоя, 256-KAM)	17052672	2 или 4

В Rel.15.3 добавлены DL категории 23 – 26, где в качестве возможной альтернативы указана модуляция 1024-KAM.

Таблица 3.17

Категория UE вверх (UL)	Макс. число бит в канале UL-SCH в субкадре	Макс. число бит в блоке UL-SCH в субкадре <sup>2</sup>	Модуляция 64-KAM вверх	Модуляция 256-KAM вверх
UL Категория M1	1000	1000	нет	нет
UL Категория 0	1000	1000	нет	нет
UL Категория 3	51024	51024	нет	нет
UL Категория 5	75376	75376	есть	нет
UL Категория 7	102048	51024	нет	нет
UL Категория 8	1497760	149776	есть	нет
UL Категория 13	150752	75376	есть	нет
UL Категория 14	9585664	149776	есть	нет
UL Категория 15	226128	75376	да	нет
UL Категория 16	105528	105528	да	да
UL Категория 17	2119360	211936	да	да
UL Категория 18	211056	105528	да	да
UL Категория 19	13563904	211936	да	да
UL Категория 20	316584	105528	да	да
UL Категория 21	301504	75376	да	нет

#### 4. LTE радио протокол

Для передачи трафика в радиоканале в eNB и UE происходит обработка дейтаграмм на протокольном уровне L2, в результате которой формируют блоки, передаваемые по радиointерфейсу. Структура уровня L2 в eNB при передаче вниз показана на рис. 4.X; структура уровня L2 в UE при передаче вверх – на рис. 4.XX.

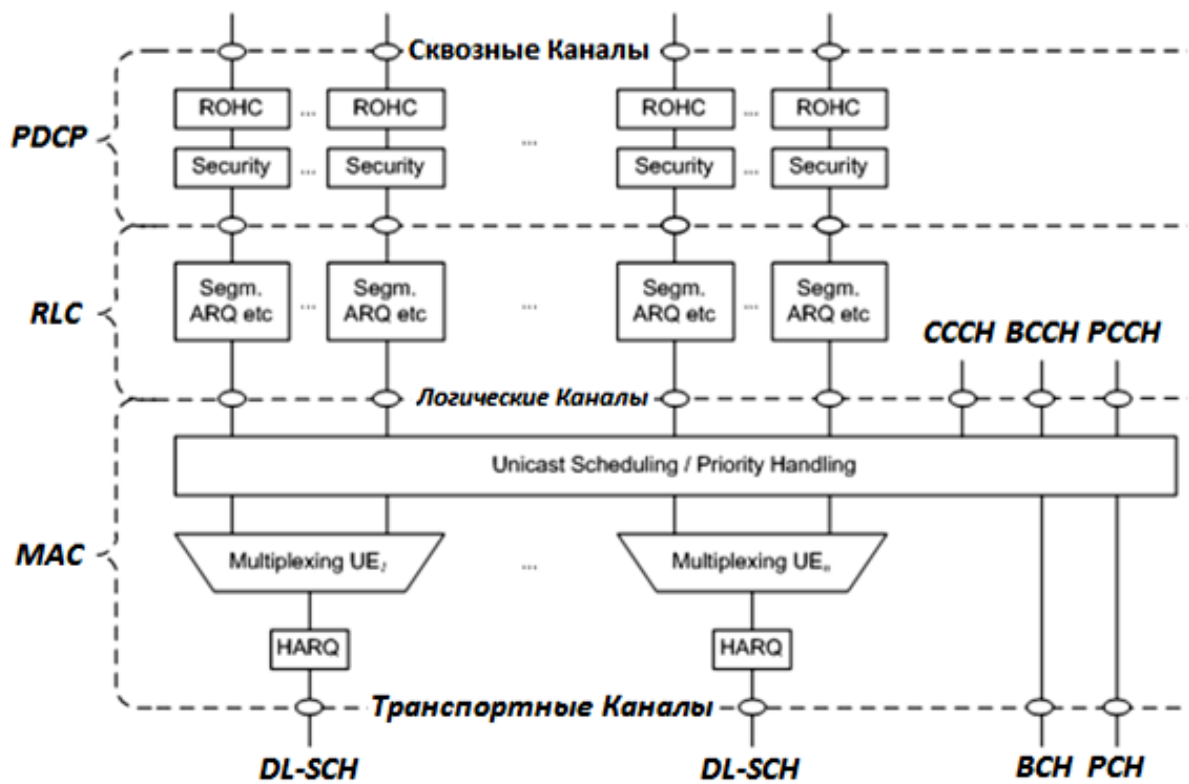


Рис. 4.X. Структура уровня L2 при передаче вниз



Рис. 4.XX. Структура уровня L2 при передаче вверх

LTE радио протокол включает в себя 3 уровня (рис.4.1).

В плоскости управления на уровне L3 находится RRC (Radio Resource Control) протокол. Уровень L2 расщеплен на 3 подуровня:

- PDCP – Packet Data Convergence Protocol, протокол конвергенции пакетов данных;
- RLC – Radio Link Control Protocol, протокол управления радиосоединением;
- MAC – Medium Access Control Protocol, протокол управления доступом к среде.

Протокол RRC представляет собой систему алгоритмов и команд, используемых для обслуживания UE на радиointерфейсе.

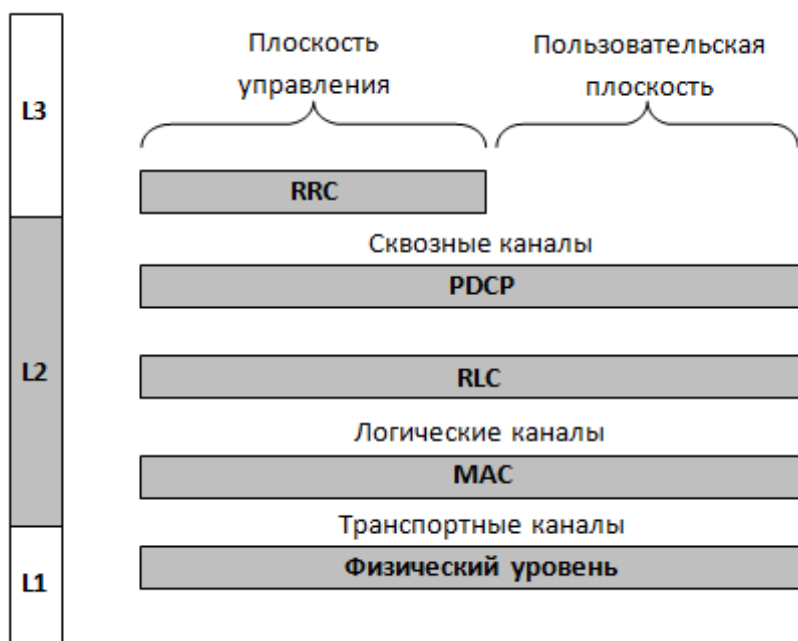


Рис.4.1. Структура радио протоколов LTE

Рассмотрим функции, выполняемые различными подуровнями L2 радиointерфейса. На **протокольном уровне PDCP** обрабатывают данные более высоких уровней: SDU (Service Data Units) – дейтаграммы трафика и сигнальные сообщения. При этом осуществляют:

- сжатие (и, соответственно, восстановление) IP-заголовков, используя протокол ROHC (Robust Header Compression), разработанный IETF и применяемый с сетях UMTS,
- шифрацию и дешифрацию SDU трафика и сигнализации (в UMTS это делают на уровнях RLC или MAC),
- защиту (проверку) целостности сигнальных сообщений (в UMTS это осуществляют на уровне RLC).

Последовательность производимых операций показана на рис. 4.4.

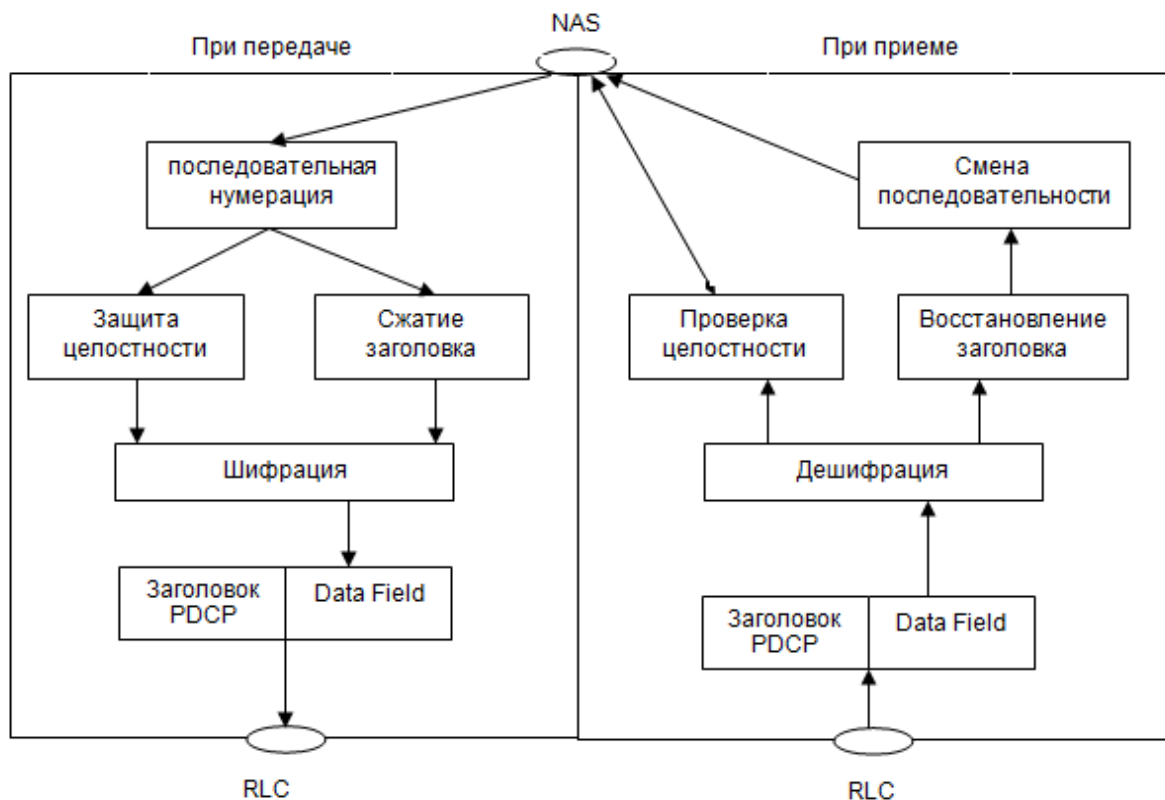


Рис.4.4. Операции, выполняемые на уровне PDCP

Кроме указанных функций, уровень PDCP обеспечивает передачу данных без потерь при хэндоверах и обрывах связи.

На **уровне RLC** осуществляют:

- сегментацию SDU на PDU (Protocol Data Unit) для передачи и объединение пакетов при приеме в требуемой последовательности,
- коррекцию ошибок при передаче, используя повторную передачу (ARQ),
- устранение ошибок в передаче пакетов, вызванных ошибками сигнализации.

Возможны 3 режима обработки пакетов на уровне RLC в зависимости от характера передаваемой информации:

- прозрачный (transparent mode) – пакеты не обрабатывают на уровне RLC,
- передача без подтверждения (unacknowledged mode),
- передача с подтверждением (acknowledged mode).

На **уровне MAC** происходит размещение и мультиплексирование пакетов логических каналов в транспортных с последующей передачей их по физическим каналам. Уровень MAC осуществляют:

- управление выделением канального ресурса с учетом приоритетов трафика, т.е. выполняют задачи планирования передач,
- выбор транспортных форматов передач,
- управление повторными передачами непринятых пакетов,
- организацию процедур доступа UE к сети и периодической синхронизации UE,



- измерения: объема передаваемого трафика, загрузки канала, состояния буферов передачи UE, относительной мощности передачи UE и ряд других,
- организацию режима сна/прерывистого приема (DRX) абонентских станций.

Протокольные уровни MAC и RLC тесно связаны между собой. В зависимости от характеристик канала связи и загрузки сети MAC выбирает оптимальный формат передачи (модуляцию, скорость избыточного кодирования, объем передачи), на основе которого RLC устанавливает размер PDU. MAC уведомляет RLC о начале передачи по конкретному соединению и о числе PDU, которые RLC должен выставить в данный момент. При неприеме PDU MAC сообщает RLC о необходимости повторной передачи.

Работой уровня MAC непосредственно руководит планировщик (scheduler), алгоритмы работы которого и ПО являются know-how производителя аппаратуры.

**Сигнальный протокол RRC** обеспечивает следующие функции и процедуры:

- передачу системной информации по радиointерфейсу,
- пейджинг,
- установление, поддержку и разрыв соединения по протоколу RRC между UE и e-UTRAN,
- выполнение задач безопасности, в том числе управление ключами,
- организацию части сквозного канала на радиointерфейсе,
- хэндоверы,
- селекцию сот при перемещении UE,
- передачу сигнализации NAS между UE и ядром сети,
- исправление системных ошибок между UE и ядром сети,
- поддержку самоконфигурации и самооптимизации сети.

### 4.3. Безопасность в сетях LTE

Безопасность в сетях E-UTRA (LTE) основана на тех же принципах, что и в сетях UTRA (UMTS):

- взаимная аутентификация абонента и сети,
- шифрация сообщений в радиоканале,
- защита целостности передаваемых сообщений,
- защита абонентов.

Защита абонента состоит в том, что его в процессе обслуживания закрывают временными номерами (идентификаторами) M-TMSI, S-RNTI и C-RNTI.

В дополнение к этому в сетях LTE приняты меры по безопасности внутрисетевых соединений (они представляют собой туннели). На интерфейсах S1 и X2 передаваемые пакеты можно шифровать, используя IPsec ESP. Подвергают шифрации и сообщения в сигнальных плоскостях этих интерфейсов.

При каждом подключении или активизации UE в сети сеть запускает процедуру аутентификации и соглашения о ключах АКА (Authentication and Key Agreement). Цель процедуры состоит во взаимной аутентификации абонента и сети и выработки промежуточного ключа  $K_{ASME}$ <sup>4</sup>.

Процедуру аутентификации запускает MME, посылая в HSS соответствующий запрос. В ответ HSS направляет в MME вектор аутентификации (рис.4.8):

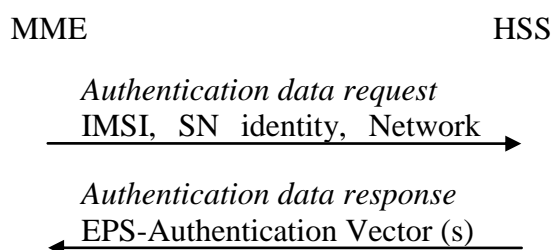


Рис.4.8. Начало процедуры АКА

На рис.4.8 SN (Serving Network) identity – идентификатор обслуживающей сети (24 бита), состоящий из MCC и MNC (кода страны и кода оператора). Тип сети (Network Type) – E-UTRA. Из HSS обслуживающая сеть (MME) получает вектор аутентификации EPS (Evolved Packet System). Вектор аутентификации в HSS генерируют в два этапа. На первом этапе используют алгоритм, принятый в UMTS (рис.4.9).

<sup>4</sup> ASME – Access Security Management Entity.

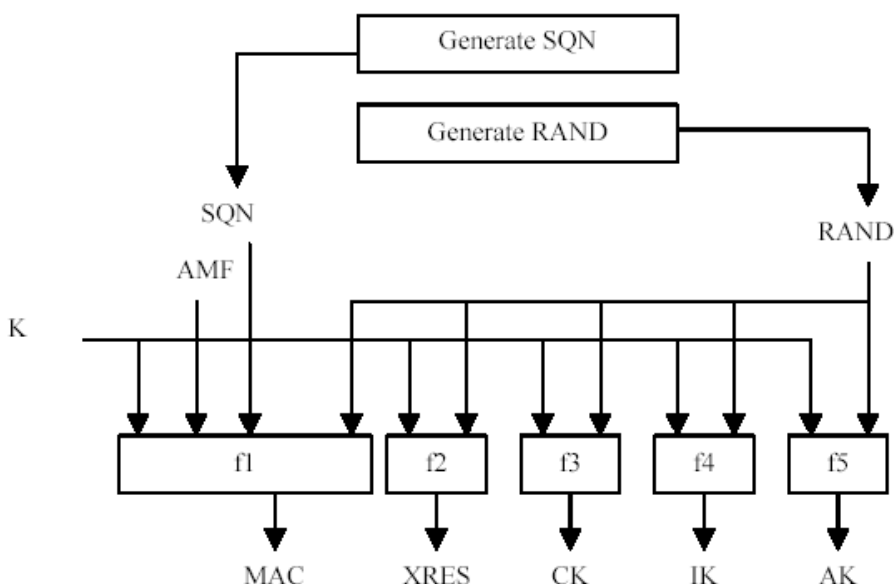


Рис.4.9. Исходный алгоритм генерации вектора аутентификации

Криптографический алгоритм (рис.3.9) реализован с помощью односторонних функций. Это значит, что прямой результат получают путем простых вычислений, но не существует эффективного алгоритма для получения обратного результата. В самом алгоритме использованы 5 односторонних функций:  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_3$ ,  $f_4$  и  $f_5$ . Исходными параметрами являются случайное число  $RAND <128\text{бит}>$ , Master Key  $K$  абонента  $<128\text{бит}>$  и порядковый номер процедуры Sequence Number  $SQN$ . Счетчик  $SQN$  меняет свое значение при каждой генерации вектора аутентификации. Аналогичный счетчик  $SQN$  работает в  $USIM$ . Это позволяет всякий раз получать новый вектор аутентификации и делает невозможным повторение уже использованного вектора.

Кроме трех исходных величин:  $SQN$ ,  $RAND$  и  $K$ , в алгоритме  $f_1$  участвует поле управления аутентификацией Authentication Management Field  $AMF$ , в алгоритмах  $f_2 - f_5$  исходные параметры –  $RAND$  и  $K$ . На выходах соответствующих функций получают Message Authentication Code ( $MAC <64\text{ бита}>$ ),  $XRES$  – eXpected Response, результат работы алгоритма аутентификации  $<32 - 128\text{ бит}>$ , ключ шифрации  $CK$ , ключ целостности  $IK$  и промежуточный ключ Anonymity Key  $AK <64\text{ бита}>$ .

Второй этап генерации вектора аутентификации зависит от типа сети обслуживания. Поле  $AMF$  содержит специальный бит (separation bit), определяющий тип сети: если он равен 0, то это сеть  $GERAN/UMTS$ . В этом случае вектор аутентификации состоит из чисел  $RAND$ ,  $XRES$ , ключей  $CK$ ,  $IK$  и числа  $AUTN$  представляющего собой запись в строку трех параметров:  $SQN \oplus AK$ ,  $AMF$  и  $MAC$ .

При обслуживании абонента сетью  $E-UTRA$  ключи  $CK$  и  $IK$  в открытом виде в ядро сети не передают.  $HSS$  генерирует  $K_{ASME}$  с помощью алгоритма  $KDF$  (Key Derivation Function), для которого исходными параметрами

являются СК и ИК, а также идентификатор обслуживающей сети и  $SQN \oplus AK$ . Вектор аутентификации содержит RAND, XRES, AUTN и  $K_{ASME}$ , на основе которого происходит генерация ключей шифрации и целостности, используемых в соответствующих алгоритмах.

Мобильная станция получает из ядра сети три параметра: RAND, AUTN и  $KSI_{ASME}$  (рис.4.10).  $KSI$  – Key Set Identifier, индикатор установленного ключа, однозначно связанный с  $K_{ASME}$  в мобильной станции.

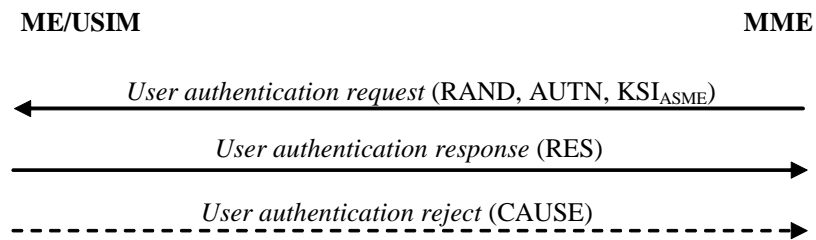


Рис.4.10. Завершение процедуры аутентификации

Используя RAND и AUTN, USIM на основе алгоритмов безопасности, тождественных хранящимся в HSS, производит вычисление MAC, XRES, СК и ИК (рис.4.12).

В ответе *Res* (рис.4.10) UE передает в MME вычисленное RES, которое должно совпасть с XRES, полученным из HSS. Так сеть аутентифицирует абонента. Вычислив ХМАС, UE сравнивает его с МАС, полученным ею в AUTN. При успешной аутентификации абонентом сети ( $MAC = XMAC$ ) UE сообщает об этом в ответе *Res*. Если аутентификация сети не удалась ( $MAC \neq XMAC$ ), то UE направляет в MME ответ *CAUSE*, где указывает причину неудачи аутентификации.

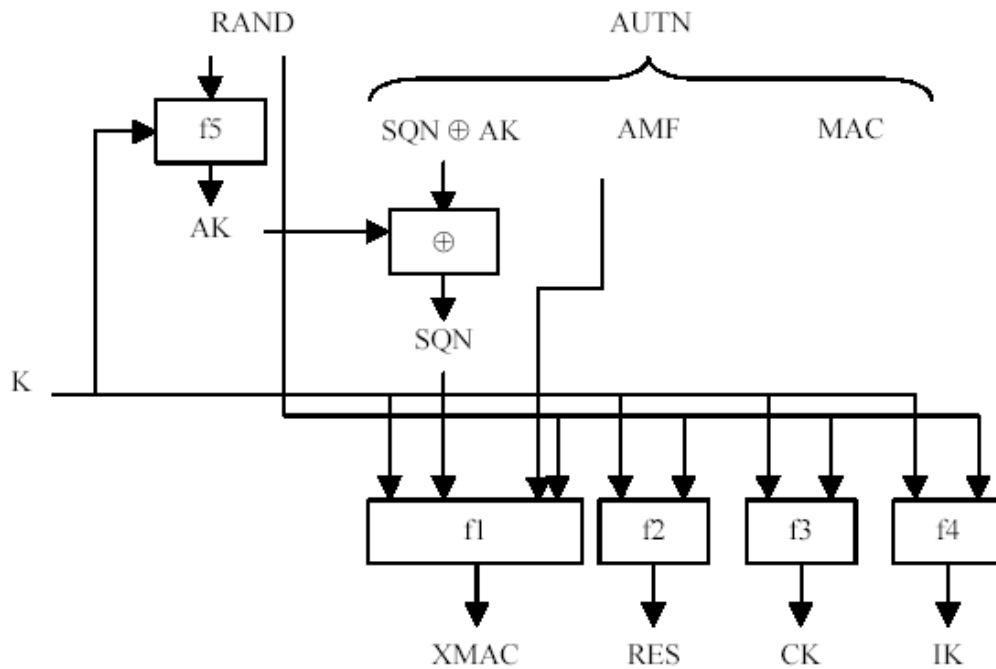


Рис.4.12. Процедура аутентификации в USIM

Далее MME, eNB и UE производят генерацию ключей, используемых для шифрации и проверки целостности получаемых сообщений. Иерархия ключей в E-UTRA приведена на рис.4.13.

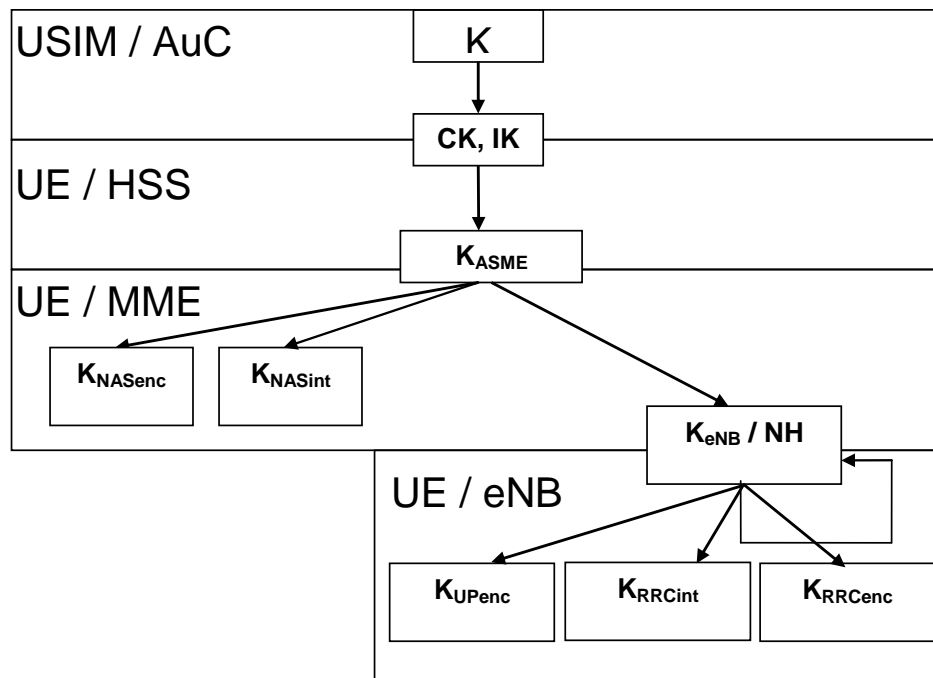


Рис.4.13. Иерархия ключей в E-UTRA

Исходным ключом для всей цепочки является  $K_{ASME}$  <256 бит>. Защиту при передаче в радиоканале обеспечивают для сигнального трафика (Control Plane) и для пользовательских пакетов (User Plane). При этом все сообщения сигнализации разделяют на сквозные сигнальные сообщения между UE и

ММЕ протоколов MM и SM (NAS – Non Access Stratum) и сигнальные сообщения между eNB протокола RRC (AS – Access Stratum). Для шифрации и защиты целостности можно использовать разные базовые алгоритмы:

- UEA2 (UMTS Encryption Algorithm 2) и UIA2 (UMTS Integrity Algorithm 2), разработанные для стандартов 3G,
- AES (Advanced Encryption Standard).

Для сигнальных сообщений NAS ключи шифрации  $K_{NASenc}$  и целостности  $K_{NASint}$  получают по схеме рис.4.14. Входными параметрами являются  $K_{ASME}$ , тип алгоритма (в данном случае *NAS-enc-alg* или *NAS-int-alg*) и идентификаторы базовых алгоритмов (UEA2, UIA2) или AES. На выходах генераторов ключей KDF (Key Derivation Function) соответствующие ключи имеют длину 256 бит. У каждого ключа усекают 128 старших бит (Trunc); в результате получают рабочие ключи длиной 128 бит. Эти процедуры выполняют параллельно в UE и ММЕ.

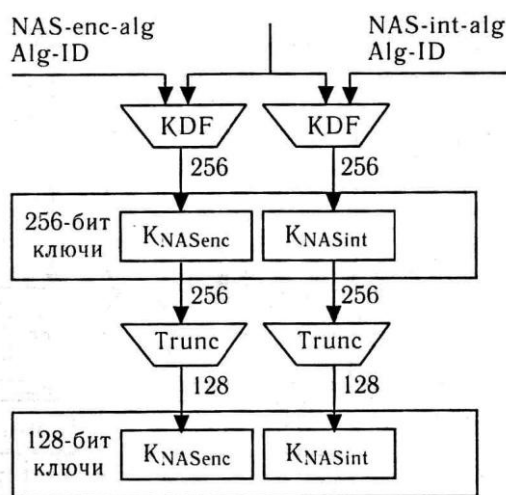


Рис.4.14. Генерирование ключей шифрации и целостности для NAS сигнализации

Сигнальные сообщения протокола RRC (AS) также шифруют и обеспечивают их целостность. Пакеты трафика только шифруют. Эти операции производят в обслуживающей eNB и UE. Схема получения ключей шифрации и целостности (рис.4.15) для AS и UP трафика отличается от схемы рис.3.14 тем, что исходным параметром здесь служит вторичный промежуточный ключ  $K_{eNB} <256 \text{ бит}>$ . Этот ключ генерируют, также используя KDF, где входными параметрами являются:  $K_{ASME}$ , счетчик сигнальных сообщений NAS вверх, прежнее значение  $K_{eNB}$ , идентификатор соты и номер частотного канала в направлении вверх. Таким образом, при каждой периодической локализации UE происходит изменение  $K_{eNB}$ .

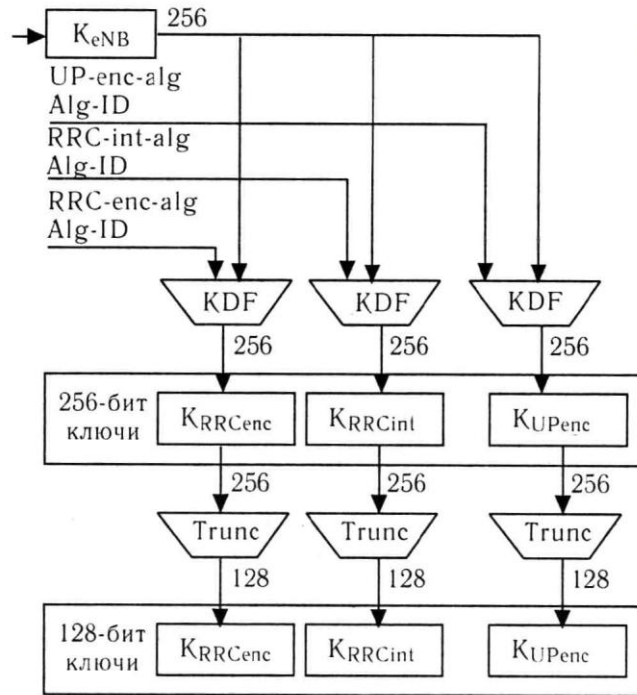


Рис.4.15. Генерирование ключей для AS сигнализации и пакетов трафика UP

$K_{eNB}$  меняется и при хэндовере; при этом в алгоритме генерации нового  $K_{eNB}$  можно использовать дополнительный параметр NH (Next Hop), фактически счетчик числа базовых станций, по цепочке обслуживающих абонента. Все реализуемые процедуры безопасности в сети E-UTRAN проиллюстрированы рис. 4.16.

Алгоритм шифрации и дешифрации сообщений представлен на рис. 4.17. Исходными параметрами в нем являются: шифрующий ключ  $KEY <128 \text{ бит}>$ , счетчик пакетов (блоков)  $COUNT <32 \text{ бита}>$ , идентификатор сквозного канала  $BEARER <5 \text{ бит}>$ , указатель направления передачи  $DIRECTION <1 \text{ бит}>$  и длина шифрующего ключа  $LENGTH$ . В соответствии с выбранным алгоритмом шифрации  $EEA$  (EPS Encryption Algorithm) вырабатывается шифрующее число  $KEYSTREAM BLOCK$ , которое при передаче складывают по модулю два с шифруемым исходным текстом блока  $PLAINTEXT BLOCK$ . При дешифрации на приемном конце повторно совершают ту же операцию.

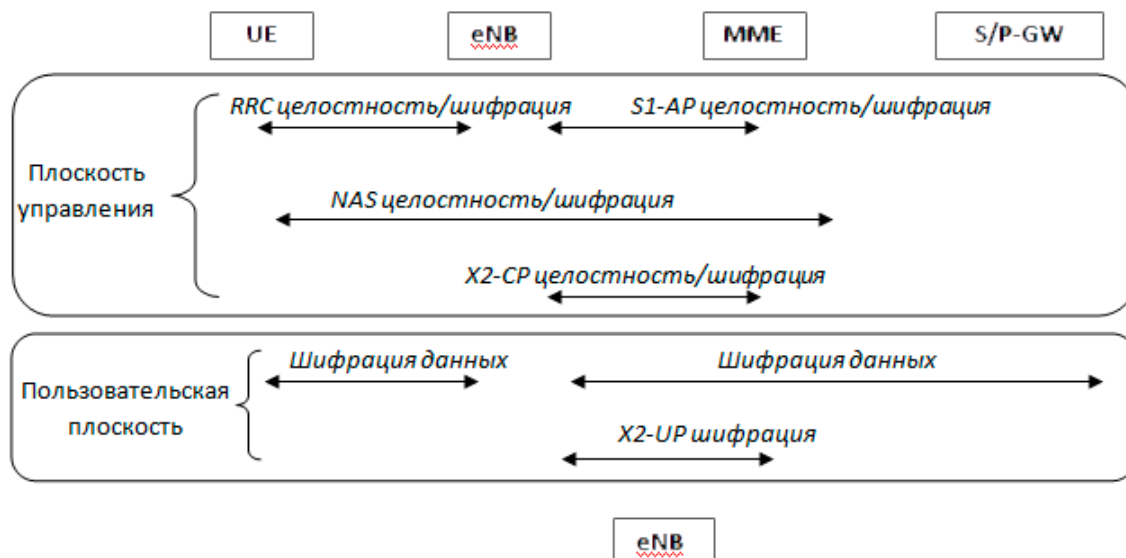


Рис.4.16. Реализуемые процедуры безопасности в сети E-UTRAN

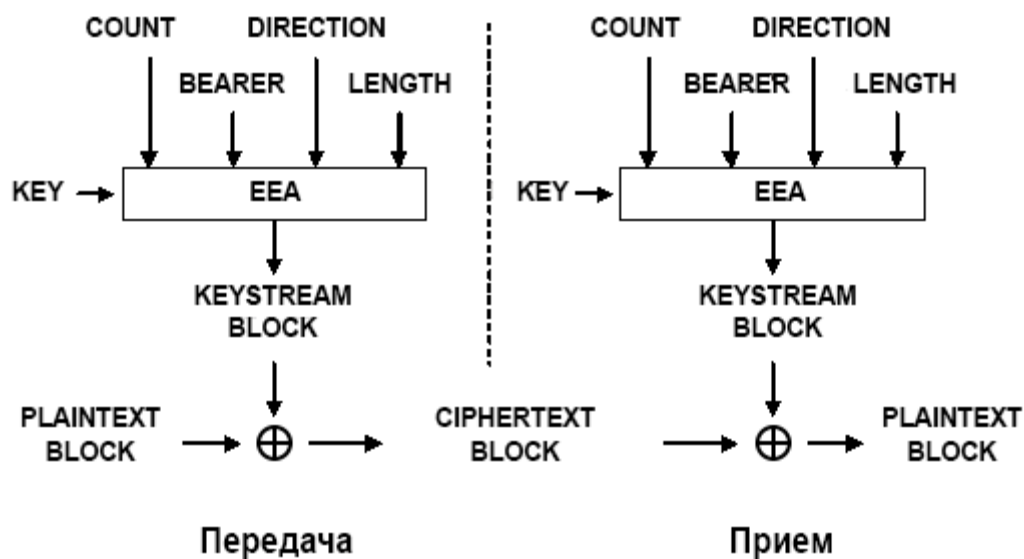


Рис.4.17. Алгоритм шифрации в E-UTRA

Процедура защиты целостности сообщения состоит в генерации “хвоста” MAC (Message Authentication Code) <32 бита>, присоединяемого к передаваемому пакету. Алгоритм генерации MAC и проверки целостности полученного пакета путем сравнения ХМАС с MAC (они должны совпасть) показан на рис. 4.18.

В алгоритме *EIA (EPS Integrity Algorithm)* использован ключ целостности *KEY* <128 бит>, счетчик сообщений *COUNT* <32 бита>, идентификатор сквозного канала *BEARER* <5 бит>, указатель направления передачи *DIRECTION* <1 бит> и само сообщение *MESSAGE*.



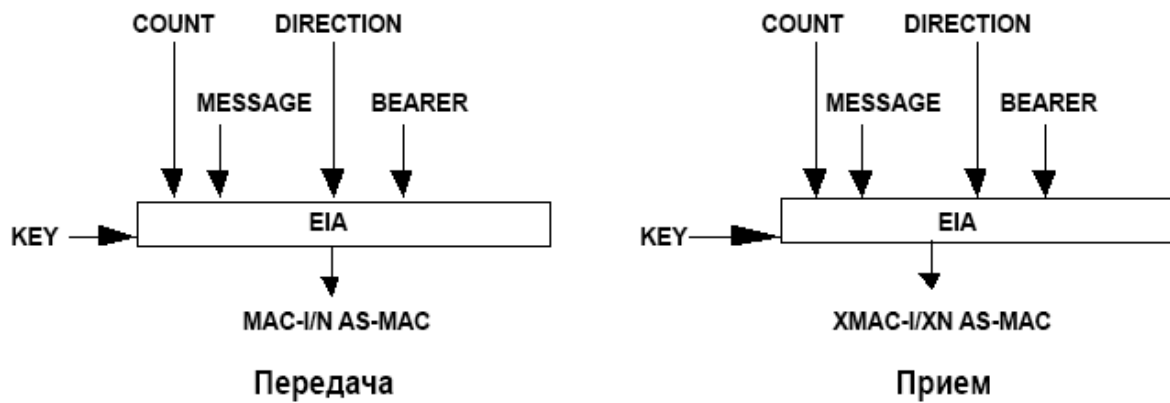


Рис.4.18. Алгоритм проверки целостности в E-UTRA

## 5. Процедура доступа UE к сети

Процедура доступа UE к сети проиллюстрирована рис. 5.4. Она начинается с посылки **преамбулы** по каналу PRACH. В отличие от сетей UMTS, где преамбула не является сообщением ортогональным по отношению к пользовательскому трафику, в E-UTRA приняты специальные меры для ортогонализации передачи преамбулы. По каналу системной информации сеть передает сообщение всем пользовательским терминалам о выделенном канальном ресурсе для передачи преамбул. Этот ресурс составляет 6 ресурсных блоков и определенное число временных слотов. На рис. 5.5 показан вариант для передачи преамбулы формата 0 длительностью в 1 субкадр (1 мс).

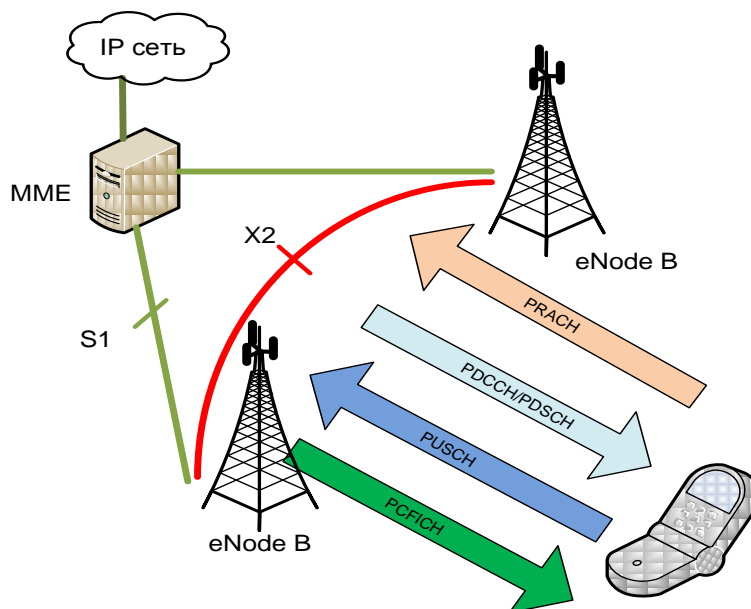


Рис.5.4. Процедура доступа UE к сети

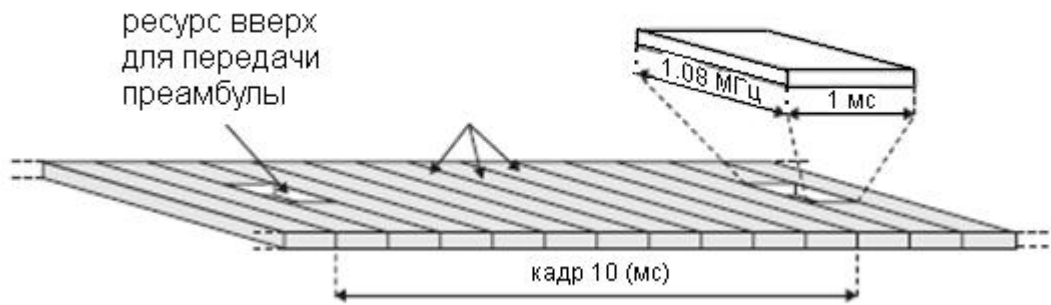


Рис.5.5. Выделение канального ресурса для передачи преамбулы

При этом возникает проблема устранения межсимвольной интерференции, поскольку UE передает преамбулу с запаздыванием, обусловленным ее удалением от eNB. Ее решают следующим образом. Длина преамбулы составляет примерно 80% выделяемого временного ресурса, а в начале преамбулы передают CP, занимающий 10% выделенного времени (рис. 5.6, соответствующий формату 0). В результате образуется защитный интервал порядка 10% выделенного времени, что позволяет обслуживать UE при их удалении до 15 км от eNB (суммарный пробег по трассе 30 км, что при скорости света  $3 \times 10^8$  м/с создает задержку в 0,1 мс).

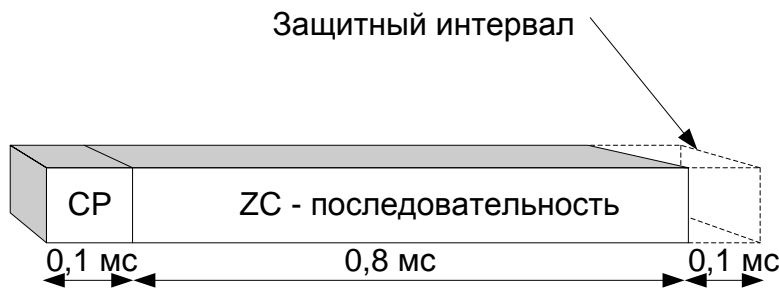


Рис.5.6. Временные соотношения при передаче преамбулы

Преамбула представляет собой ZC-последовательность; ее длина и длина CP зависят от выбранного в сети формата преамбулы. Спецификации [14] устанавливают 5 возможных форматов преамбул (табл. 5.1).

Таблица 5.1

Формат преамбулы	$T_{CP}$	$T_{ZC-последоват.}$
0	$3168 \cdot T_s$	$24576 \cdot T_s$
1	$21024 \cdot T_s$	$24576 \cdot T_s$
2	$6240 \cdot T_s$	$2 \cdot 24576 \cdot T_s$
3	$21024 \cdot T_s$	$2 \cdot 24576 \cdot T_s$
4	$448 \cdot T_s$	$.4096 \cdot T_s$

Из табл.5.1 следует, что в формате 0 для передачи преамбулы выделяют 1 субкадр (напомним, что его длина составляет  $30720 T_s$ ). Передача преамбулы в форматах 1 и 2 занимает 2 субкадра, а в формате 3 – 3 субкадра. В формате 4 преамбулу передают в поле  $U_pPTS$  подкадра S (рис.3.3). Для формирования пре-

амбул форматов 0-3 используют ZC-последовательности длиной 839 символов, для преамбул формата 4 длина ZC-последовательности составляет 139 символов. Всего в каждой соте UE случайным образом выбирает один из 64 возможных вариантов взаимно-ортогональных преамбул. За один кадр (10 мс) UE может отправить только одну преамбулу.

eNB обнаруживает абонента, запрашивающего доступ, детектируя преамбулу. В ответном сообщении RAR (Random Access Response) eNB подтверждает получение преамбулы, присваивает абоненту временный идентификатор и передает информацию о времени упреждения, что необходимо для синхронной работы в сетях с частотно-временным разделением каналов.

Информацию о поступлении ответа от eNB UE получает по каналу PDCCH. Его идентифицируют как RA-RNTI. Обратное сообщение RAR от eNB к UE, передаваемое по каналу PDSCH, состоит из заголовка (MAC header) и информационной части. Заголовок занимает один октет и содержит номер преамбулы (0...63), выбранной UE для запроса на подключение к сети. Структура MAC RAR приведена на рис. 5.7.

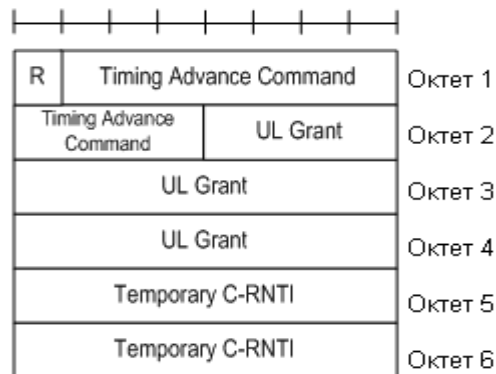


Рис.5.7. Структура MAC RAR

Сообщение MAC RAR содержит информацию о выделяемом абонентской станции канальном ресурсе (*UL Grant*), временный идентификатор абонента (*Temporary C-RNTI*) и команду на установку таймера времени упреждения (*Timing Advance Command*). Величину *Timing Advance* передают в виде 11-битового числа  $T_A$  в диапазоне 0...1282. Для вычисления *Timing Advance* в секундах надо переданное число  $T_A$  умножить на  $16T_s$ . Следовательно, диапазон возможных установок *Timing Advance* находится в пределах  $0 \leq N_{TA} \leq 20512 T_s$ , что при  $T_s = 1/(15000 \times 2048)$ с составляет 0...0,668мс (это соответствует соте радиусом 100 км). Далее, в процессе обслуживания при перемещении UE сеть корректирует *Timing Advance*, отправляя сообщения  $T_A$  для вычисления  $N_{TA,new}$  по формуле

$$N_{TA,new} = N_{TA,old} + (T_A - 31) \times 16$$

Точность установки *Timing Advance* в соответствии с [17] составляет  $16 T_s$ , что во времени означает погрешность в 0,52 мкс.

## 7. Качественные показатели и их обеспечение в сетях LTE

Как и в UMTS, в сетях LTE доставку услуг осуществляют по сквозным каналам (bearer) с необходимыми качественными характеристиками (QoS – Quality of Service). Важнейшими из них являются:

- классы трафика,
- приоритеты,
- надежность,
- задержки,
- скорости передачи.

В зависимости от требований QoS все виды предоставляемых услуг поделены на классы и каждому классу присвоен идентификатор QCI (QoS Class Identifier). В свою очередь организуемые для передачи трафика сквозные каналы поделены на 2 группы в зависимости от типа выделяемого ресурса:

- с гарантированной скоростью передачи GBR (Guaranteed Bit Rate),
- не с гарантированной скоростью передачи Non-GBR.

На основе разработанной классификации в спецификациях E-UTRA приведена таблица требований к качественным показателям передач для трафика разных классов (табл.7.1). К основным услугам классов QCI = 1...9 в Rel.14 стандарта добавлены новые классы услуг с двузначными QCI (65...79).

Передача с гарантированной скоростью требует от eNB управления в динамическом режиме. Услуги классов QCI 1,2, 3, 7, 65, 66, 75 – это услуги, реализуемые в реальном времени. Для них основным ограничивающим фактором является допустимая задержка в доставке пакетов. В табл.7.1 приведена усредненная величина задержки между точкой доступа<sup>5</sup> в шлюзе P-GW и UE. При этом возможно увеличение задержки до 50 мс при роуминге, например, между Америкой и Европой.

Таблица 7.1

QCI	Тип ресурса	Приоритет	Задержка (мс)	PERL	Примеры услуг
1	GBR	2	100	$10^{-2}$	Телефония в реальном времени
2		4	150	$10^{-3}$	Видеотелефония, видео в реальном времени
3		3	50	$10^{-3}$	Игры в реальном времени
4		5	300	$10^{-6}$	Видео с буферизацией
65		0,7	75	$10^{-2}$	Приоритетная связь в сетях общественной безопасности (MCPTT)
66		2	100	$10^{-2}$	Неприоритетная связь в профессиональной мобильной связи
75		2,5	50	$10^{-2}$	Сообщения V2X
5		Non-GBR	1	100	$10^{-6}$
6	6		300	$10^{-6}$	Видео с буферизацией, TPC/IP услуги для приоритетных пользователей
7	7		100	$10^{-3}$	Аудио, видео в реальном времени, интерактивные игры
8	8		300	$10^{-6}$	Видео с буферизацией, TPC/IP услуги
9					
69	0,5		60	$10^{-6}$	Сигнализация MCPTT
70	5,5		200	$10^{-6}$	MCPTT данные
79	6,5		50	$10^{-2}$	Сообщения V2X

<sup>5</sup> Это задержка между PCEF и UE. Программное обеспечение, выполняющее функции поддержки, тарификации и учета услуг (PCEF – Policy and Charging Enforcement Function) обычно находится в шлюзе с точкой доступа к внешним IP-сетям.

Надежность передачи оценивают по относительной величине непринятых пакетов PERL (Packet Error Loss Rate). Обеспечение величины  $PERL \leq 10^{-6}$  возможно при доставке пакетов по протоколу TCP/IP. Отметим, что наивысшим приоритетом обладает связь в системах общественной безопасности и сигнальный трафик. По умолчанию доставка TCP/IP трафика (чтение файлов из Интернета, E-mail, видео) непривилегированным пользователям идет по классу 9.

Для передачи сервисного потока данных конкретной услуги организуют сквозной канал (bearer) соответствующего класса QCI. Сквозной канал характеризуют следующие параметры:

- установленный и сохраняемый приоритет,
- для GBR классов передачи гарантированная и максимальная скорость передачи, которая не может быть превышена,

Для сквозных каналов с негарантированной скоростью передачи устанавливают суммарную скорость передачи потоков по всем каналам. Сквозные каналы GBR классов являются выделенными.

Динамическим выделением канального ресурса управляет планировщик (scheduler) в eNB. В алгоритме работы планировщика учитывают :

- состояние радиоканалов с конкретными UE,
- атрибуты сквозных каналов,
- характеристики передач по сквозным каналам, включая состояние буферов UE при передаче вверх,
- помеховые ситуации в соседних сотах и возможности межсотовых хэндоверов с целью улучшения условий работы UE, находящихся вблизи границ сот.

Работа планировщика также связана с программами управления доступа к сети и управления ситуациями перегрузки на радиоинтерфейсе.

Отдельно стоит вопрос передачи телефонного трафика в сетях LTE. Поскольку стандарт LTE разработан для передачи пакетного трафика, он не может напрямую поддерживать услугу телефонии с коммутацией каналов. Однако именно голосовой трафик приносит операторам мобильной связи наибольший доход. Поэтому сейчас рассматривают несколько вариантов передачи телефонии по сетям LTE.

Сейчас большинство операторов сетей LTE при запросе абонентом услуг телефонии используют технологию CS Fallback, то-есть, переключение абонентов на время сеанса телефонии на сети UMTS или GSM. Однако полным ходом идет внедрение услуги VoLTE (Voice over LTE), где под управлением системы IMS возможна передача не только речевого сигнала с разной шириной полосы, но и музыки. Для этого в Rel.12 разработан новый Enhanced Voice Services (EVS) кодек со скоростями передачи данных в радиоканале 5,9; 7,2; 8; 9,6; 13,2; 16,4; 24,4 кбит/с в узкополосном варианте и 5,9; 7,2; 8; 9,6; 13,2; 16,4; 24,4; 32, 48, 64, 96, 128 кбит/с в широкополосном варианте. Эту услугу в начале 2019г. предоставляют 180 оператора в 87 странах.

## 8. Прогрессивные технологии в LTE

### 8.1. Агрегация частотных полос

.Агрегация (присоединение) частотных полос является наряду с пространственным мультиплексированием основным способом увеличения скорости передачи данных. В LTE Rel. 8/9 максимальная ширина частотного канала 20 МГц. Дальнейшее расширение канала технологически затруднено, так как сложно обеспечить необходимую точность синхронизации при когерентном приеме сигналов на поднесущих с большими номерами.

Релизы стандарта E-UTRA, начиная с 10 релиза, позволяют увеличить скорость передачи данных в разы, используя **пространственное мультиплексирование** (до 8 независимых потоков данных) и **агрегацию частотных полос**. При агрегации полос приемник абонентской или базовой станций принимает одновременно несколько независимых сигналов в разных частотных полосах, которые могут располагаться в одном диапазоне или в разных диапазонах (рис. 8.1). Теоретически число агрегируемых полос может достигать 8 и более. Если приемник UE будет принимать 4 полосы по 20 МГц (т.е. суммарную полосу в 80 МГц), то при MIMO 4×4 и скорости передачи в одной полосе 75 Мбит/с, получим суммарную скорость сброса информации 1200 Мбит/с, что соответствует требованиям, предъявляемым к сетям радиодоступа 4 поколения: 1 Гбит/с вниз для медленно перемещающихся абонентов. При агрегации частотных полос возможна одновременная передача данных с частотным дуплексом в одной полосе и с временным дуплексом в другой. Сейчас в лицензированных диапазонах, выделенных для LTE, можно агрегировать до 5 частотных полос.

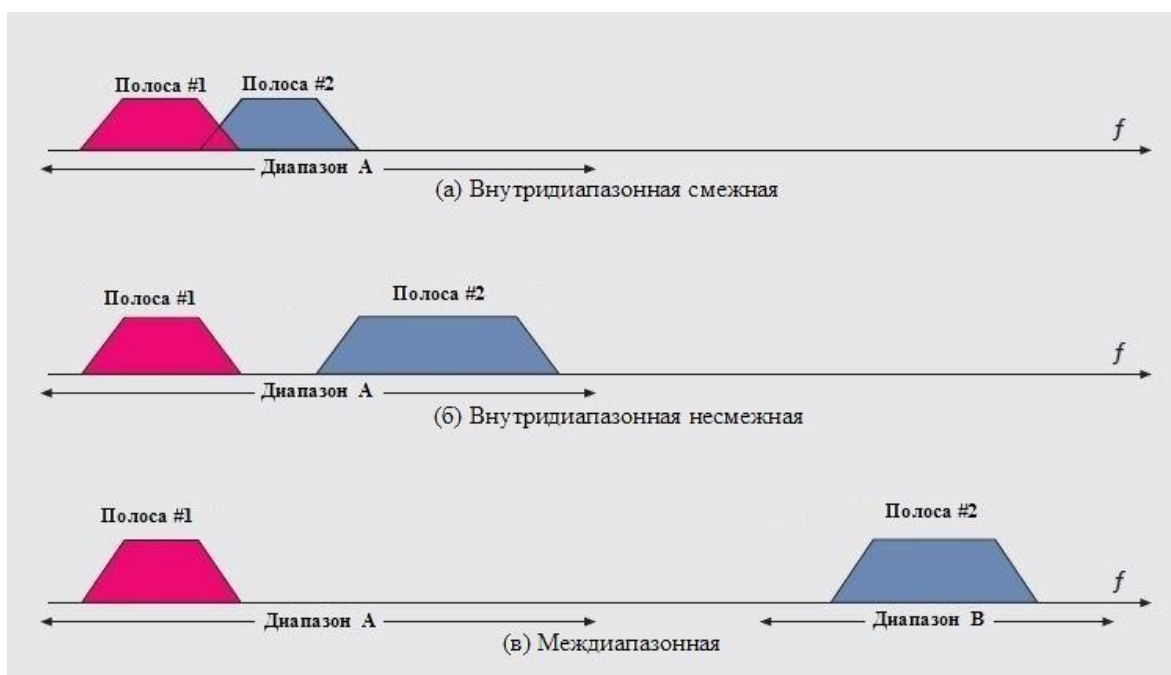


Рис. 8.1. Виды агрегации полос

В спецификациях LTE при агрегации полос используют понятия первичных и вторичных сот. Каждому UE выделяют первичную соту (Primary Cell или PCell), работающую в основной полосе. Все добавленные частотные полосы обеспечивают соты, называемые вторичными (Secondary Cells или SCells). В первичной соте передают всю системную информацию: синхронизирующие сигналы, пейджинг,

ответы eNB на запросы на доступ к сети, поскольку этот канал используют все UE, обслуживаемые данным eNB. UE, использующие агрегацию полос, получают в первичной соте индивидуальные сообщения каналов управления. В этой полосе UE производят запросы на доступ к сети и выполняют измерения, связанные с хэндовером. Процедура хэндовера также ориентирована на работу с первичными сотами. После завершения процедуры хэндовера вторичные соты выделяет новый eNB.

Вторичные соты используют только для передачи трафика.

Особо следует сказать о диапазонах 46 и 48, введенных в Rel.13 – 15. В диапазоне 46 работают сети Wi-Fi стандартов IEEE 802.11a, n, ac. В этом диапазоне выделено 26 частотных каналов шириной 20 МГц, что позволяет увеличить пропускную способность сетей LTE в разы. Речь идет о технологии eLAA (Enhanced Licensed Assisted Access), где для увеличения пропускной способности в качестве *вторичных сот* используют соты полосой в 20 МГц, по частотам совпадающие с каналами, выделенными для Wi-Fi. При этом возможна совместная работа в одном частотном канале двух сетей: LTE и Wi-Fi. Чтобы не допустить одновременного занятия частотного канала станциями двух стандартов в спецификациях LTE предусмотрена процедура LBT (Listen Before Talk) по аналогии с процедурой прослушивания канала в сетях Wi-Fi.

Присоединение большого числа вторичных сот нелицензированных диапазонов позволяет скоростей передачи данных в гигабиты в секунду, что и требуется в технологии LTE-A-Pro.

## 8.2. Неоднородные сети. Фемтосоты

В действующих структурах LTE можно выделить следующие типы сот (рис. 8.2).

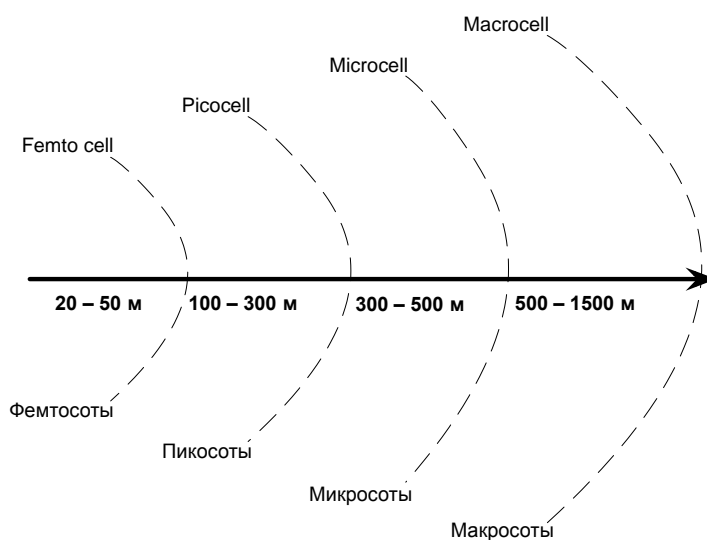


Рис. 8.2. Типы сот

- **Макросоты** (Macrocell). Радиус обслуживаемой территории от 500 – 1500м и более. Являются основой построения сети сотового оператора, используются для обеспечения сплошного покрытия большой территории.

- **Микросоты** (Microcell). Радиус обслуживаемой территории 300 – 500м. Используются для обслуживания абонентов вне помещений путем покрытия отдельных улиц и обеспечивают дополнительную емкость сотовой сети. По структуре покрытия микросоты обслуживают локальные области (группы территориально объединенных зданий - бизнес-центры, выставочные центры, университеты, аэропорты и т. д.).
- **Пикосоты** (Picocell). Радиус обслуживаемой территории 100 – 300м. Предназначены, прежде всего, для обеспечения покрытия внутри помещений и в тех зданиях, где отмечается повышенный спрос на услуги высокоскоростной передачи данных (видеоконференции, мультимедиа и т. д.).
- **Фемтосоты** (Femtocell). Радиус обслуживаемой территории порядка 20 – 50м. Фактически это полноценные маломощные базовые станции, предназначенные для обслуживания небольшой территории (офиса, квартиры).

Для сетей LTE характерно использование неоднородных структур. Неоднородность состоит в том, что наряду с регулярным покрытием территорий макро и микросотами в “горячих точках” (прежде всего, на рабочих местах, в жилых домах, кампусах), где наблюдаются всплески запрашиваемого трафика, размещают большое число маломощных eNB, физически приближая их к пользовательским терминалам. Это позволяет организовывать высококачественные каналы связи для получения высокой пропускной способности сети. По существу речь идет о создании локальных беспроводных подсетей, связанных с глобальной сетью оператора. При этом могут возникать сложные соединения UE с несколькими eNB одновременно, в частности, в рамках технологии CoMP. Фемтосота (femtocell) – это сота небольшого размера, устанавливаемая в квартире или офисе и обслуживаемая маломощной базовой станцией сотовой связи (мощность передатчика до 20 мВт). Такую станцию называют домашней базовой станцией Home eNodeB (HeNB).

Архитектура сети E-UTRAN с фемтосотами приведена на рис. 8.3.

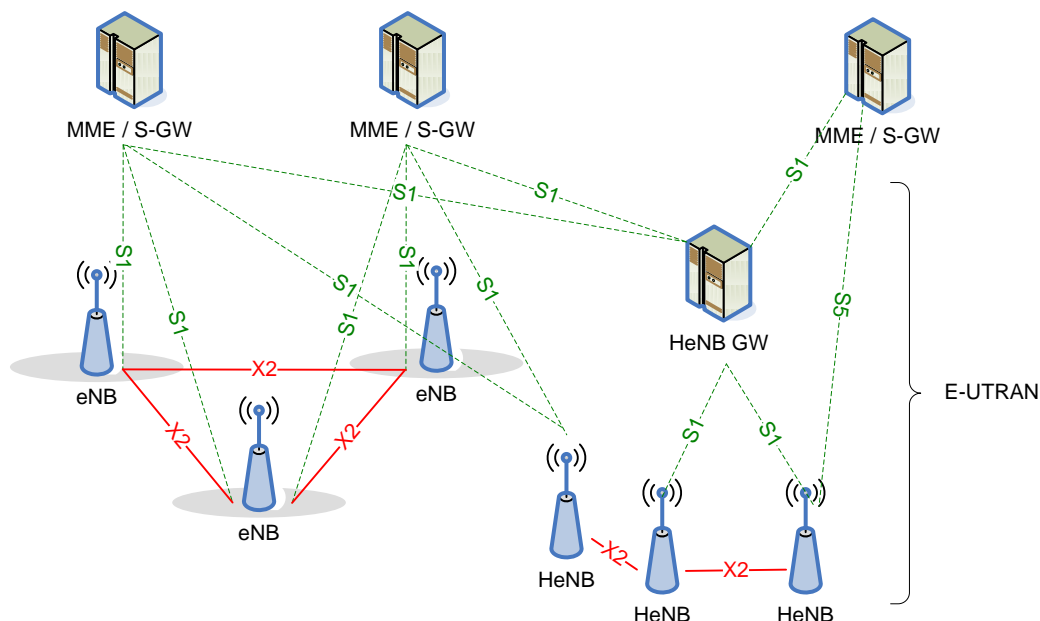


Рис.8.3. Архитектура E-UTRAN с фемтосотами



Так как домашняя базовая станция располагается близко от мобильного терминала, последний работает с пониженной мощностью передатчика и значительно медленнее расходует заряд батареи. Как правило, в пределах комнаты на приемники UE и HeNB приходят радиосигналы с низким затуханием, что обеспечивает высокие отношения сигнал/помеха на входах приемников. Это дает возможность использовать в радиоканале высокоэффективные модуляционные схемы и технологии пространственного мультиплексирования, что позволяют увеличить число подписчиков на высокоскоростные услуги 4G. Фемтосоты также применяют для локального расширения зоны действия сети в зонах сильного затухания сигнала или даже за пределами радиуса действия основной сети.

Фемтосоты отличаются от макро – пикосот разделением абонентов на группы и категории в зависимости от их прав на подключение к HeNB. Есть фемтосоты, доступные для всех категорий абонентов, а есть фемтосоты, доступные только для закрытых групп пользователей CSG (Closed Subscriber Group). Такие фемтосоты подключают только тех абонентов, которые прописаны в их HeNB. Каждой CSG оператор присваивает специальный идентификатор CSG ID. Наконец, есть фемтосоты с гибридным доступом (Hybrid Access). Такие соты доступны всем пользователям, но абонентам, которые в них прописаны (т.е. входящим в соответствующие CSG), предоставляют приоритетное обслуживание.

Существуют 2 разных способа подключения фемтосот к сети. В первом варианте фемтосоты (HeNB) соединены с ядром сети MME/S-GW (EPC) через специальный фемтошлюз HeNB GW посредством интерфейсов S1 (рис. 8.3, 8.4).

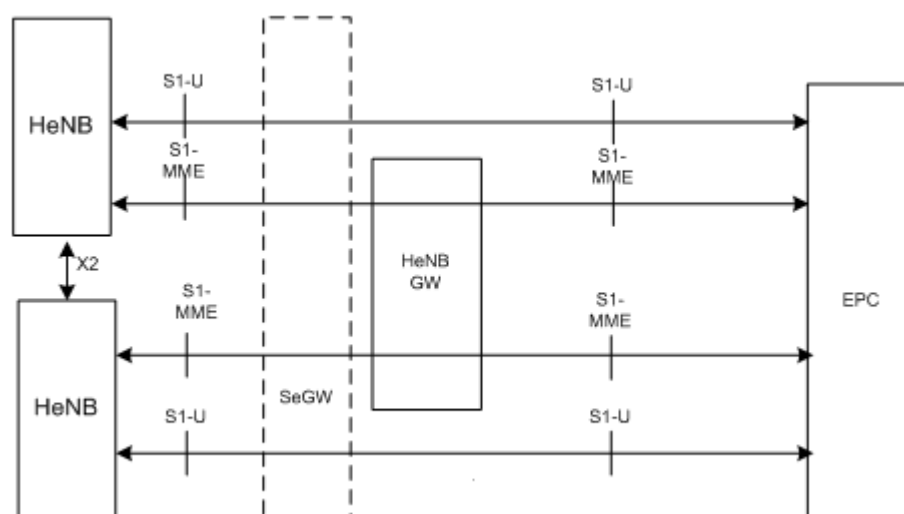


Рис.8.4. Подсоединение HeNB к ядру сети через фемтошлюз

При этом фемтошлюз обрабатывает только сообщения сигнализации, следующие по сигнальной части интерфейса S1-MME (S1-C), а для трафика (по S1-U) фемтошлюз прозрачен. На уровне протоколов со стороны MME шлюз воспринимается как eNB, а со стороны HeNB как MME. Для обеспечения защиты трафика и сигнальных сообщений на S1 между UE и фемтошлюзом организуют туннель на основе протокола IPSEC, а непосредственно в фемтошлюзе или перед ним размещают шлюз безопасности SeGW.(Security Gateway). Один фемтошлюз может обслуживать десятки и сотни HeNB. Процедуры предоставления услуг при таком способе подключения фемтосот к ядру сети ничем не отличаются от аналогичных

процедур в макросотах, за исключением особенностей обслуживания абонентов закрытых пользовательских групп (CSG).

Второй способ подключения фемтосот состоит в использовании локального доступа к IP-сети LIPA (Local IP Access) для передачи трафика непосредственно из HeNB. При этом с ядром сети HeNB связана посредством интерфейса S5 (рис. 1.7), а обмен пакетами трафика с сетью идет через специальный локальный шлюз LIPA L-GW (Local Gateway) (рис. 8.5). Одновременно с LIPA HeNB поддерживает связь с ядром сети через интерфейс S1 для тех абонентов и соединений, для которых доступ к сети Интернет осуществляют через PDN GW. Спецификации LTE позволяют реализовывать разные сценарии, например, когда абонент скачивает на компьютер интерактивный трафик (файлы из Интернета) через PDN GW, а через LIPA принимает видео из локальной IP-сети.

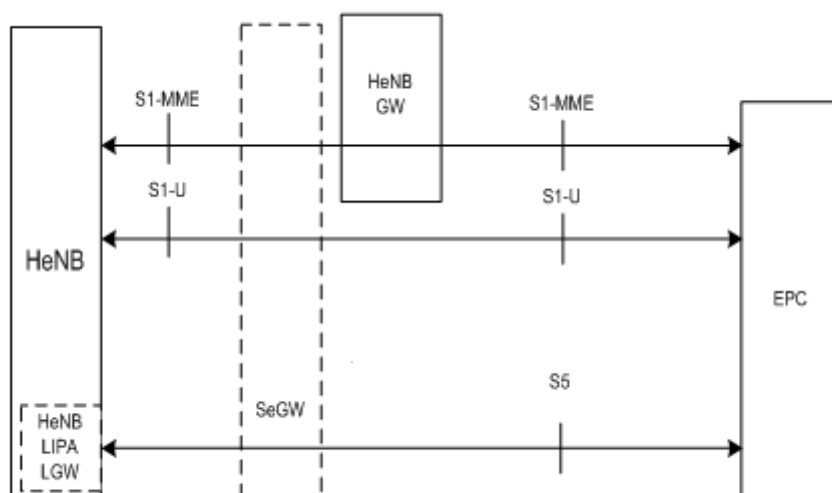


Рис. 8.5. Использование в фемтосети LIPA

Шлюз LIPA L-GW в большинстве вариантов встроен в HeNB, но может представлять собой отдельное устройство и даже принадлежать другому оператору. Интерфейс S5 – это интерфейс, разработанный для туннельного соединения между S-GW PDN GW (рис. 1.1). В структурах с LIPA его используют в основном для сигнального обмена. Если L-GW встроен в HeNB, то HeNB и L-GW могут иметь один IP-адрес. Для защиты информации на S5 применяют протокол IPSec.

### 8.3. Технологии CoMP и двойного соединения

Используя CoMP (Coordinated Multi-Point Operation) – технологию согласованной многоточечной передачи и приема, абонентский терминал получает обслуживание не от одного eNB, а от группы узлов, которые к тому же могут принадлежать к разным сетям: макро и микро, пико, фемто и т.д.

Основная идея технологии CoMP заключается в следующем: в зависимости от местоположения UE может одновременно принимать сигналы от множества передающих точек, расположенных в разных сотах или секторах. В то же время, при передаче от UE пользовательские данные могут быть получены на множестве точек приема в зависимости от нагрузки на систему.

В Rel.12 технология CoMP получила развитие в виде технологии двойного соединения. В этом случае UE получает трафик одновременно от двух eNB, один из которых является мастером (главным), а другой – вторичным.

Двойное соединение можно рассматривать как развитие технологии CoMP в неоднородных сетях. Базовая структура неоднородной сети представлена на рис.8.6. На частоте F1 работают макросоты, на частоте F2 – пикосоты.

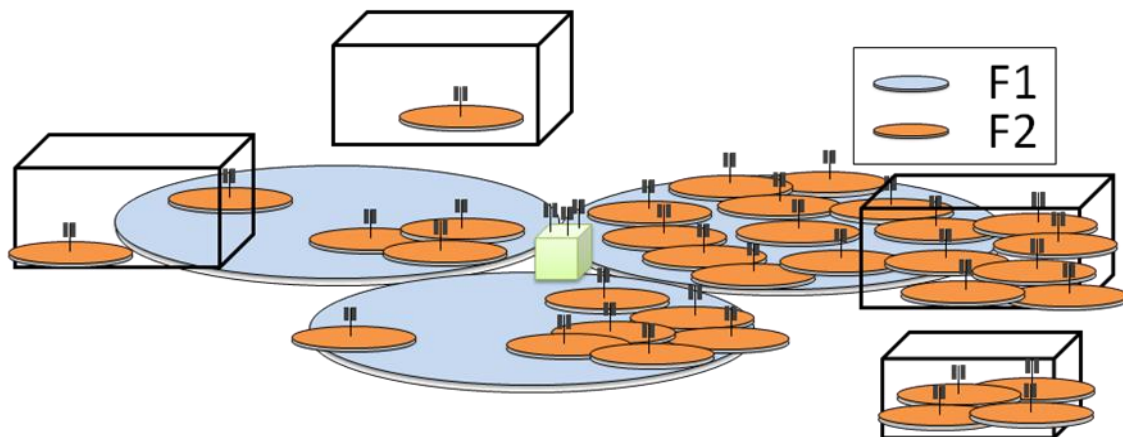


Рис. 8.6. Структура неоднородной сети

При двойном соединении все соты поделены на главные (master MeNB) и вторичные (secondary SeNB). Интерфейсы в пользовательской плоскости показаны на рис.8.7.

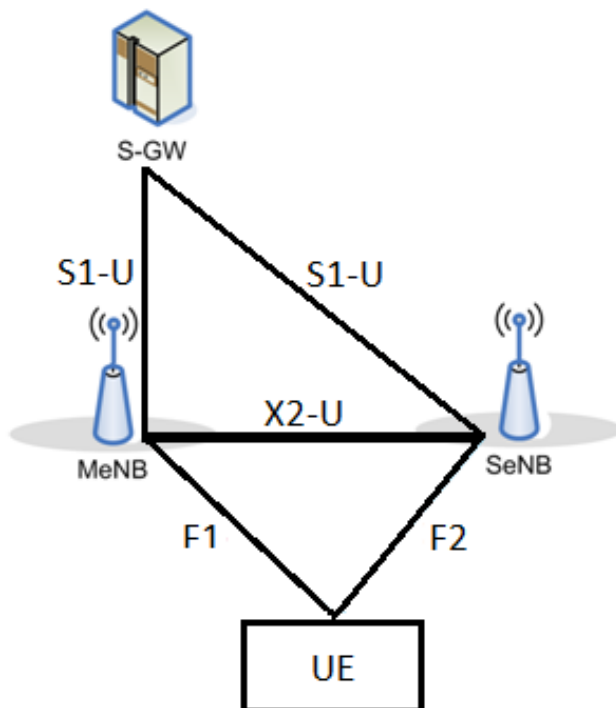


Рис. 8.7. Интерфейсы в пользовательской плоскости

#### 8.4. Технологии, введенные в релизах 13 и 14

Технология прямого соединения абонентских терминалов (Sidelink).

Технология машинных соединений LTE-M (M2M – Machine-to-Machine) с полосой радиоканала 1,4 МГц.

Технология узкополосной связи в сетях Интернета вещей (NB IoT – Narrow Band Internet of Things) с полосой радиоканала 200 кГц.

Технология eLAA и технология LWA (LTE - WLAN Aggregation), позволяющая объединять работу сетей LTE и Wi-Fi. При этом сети LTE могут использовать частотные каналы сетей Wi-Fi в диапазоне 5 ГГц.

Mission-critical push-to-talk (MCPTT) – технология приоритетной диспетчерской связи.

V2X (Vehicle to Everything) – связь для автомобилей, включая беспилотные.

## 9. Алгоритмы работы планировщика

Как было сказано в гл.4, выбор блоков на передачу, выбор модуляционно-кодированной схемы и выделение ресурсных блоков осуществляет ПО уровня MAC. Весь этот процесс происходит в реальном времени под руководством **планировщика** (scheduler). Планировщик представляет собой программный продукт, разрабатываемый и поставляемый производителем аппаратуры. Назначение планировщика состоит в максимизации пропускной способности отдельных сот и сети в целом. Скорости, с которыми идет обмен данными между eNB и абонентскими терминалами, зависят от отношения сигнал/помеха на входах соответствующих приемников. Планировщик собирает данные о скоростях передачи, запрашиваемых различными UE, и решает, какие терминалы будут обслуживаться в каждом конкретном субкадре и с какими скоростями.

В каждом субкадре планировщик назначает приоритеты различным пользовательским каналам трафика, на основе которых идет выделение (или невыделение) канального ресурса конкретным абонентам. Основным алгоритмом работы планировщика является **пропорционально-справедливый алгоритм**.

Приоритет  $m$ -го пользовательского канала для  $n$ -го субкадра рассчитывают по формуле

$$P_{m,n} = \frac{R_m(n)}{T_m(n)}, \quad (9.1)$$

где  $R_m(n)$  – скорость передачи данных, определяемая выбором модуляционно-кодированной схемы в зависимости от отношения сигнал/помеха на входе соответствующего приемника,

$T_m(n)$  – взвешенный объем ранее переданной информации по данному соединению. Значение  $T_m(n+1)$  для  $(n+1)$ -го субкадра определяют как

$$T_m(n+1) = \left(1 - \frac{1}{t_c}\right)T_m(n) + \left(\frac{1}{t_c}\right)R_m(n), \text{ если в субкадре } n \text{ была передача,}$$

$$T_m(n+1) = \left(1 - \frac{1}{t_c}\right)T_m(n), \text{ если в субкадре } n \text{ не было передачи.}$$

Величину  $t_c$  называют окном передачи: это длительность передачи, выраженная числом субкадров. Уменьшая  $t_c$ , можно повышать приоритет соединений, передаваемых в квазиреальном времени (поточный трафик). Для соединений, которые не критичны к задержкам ( $t_c$  велико), планировщик выбирает для передачи те субкадры, в которых может быть обеспечена максимальная скорость  $R_m(n)$ .

Если для всех соединений установлен большой  $t_c$  (в пределе  $\infty$ ), то пропорционально-справедливый алгоритм максимизирует функцию.

$$U(n) = \sum_{m=1}^M \log [T_m(n)].$$

(9.2)