

From BigBang to 5G

Part II

v. 1.0 版

Gu Panzer
10.1.2018

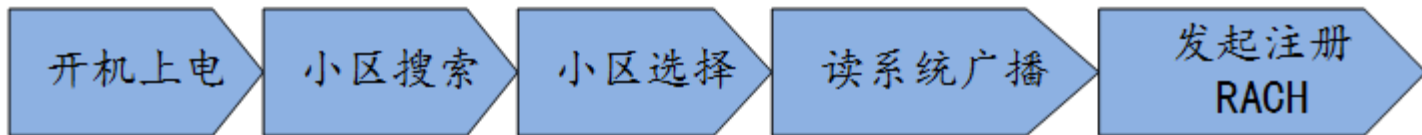
第4章：下行公共过程

第一节主辅同步信号和SSB



手机开机的过程

□ 手机/终端的观点看，他的应用过程如下



- ✓ UE开机，在可能存在LTE小区的几个中心频点上接收信号（PSS-主同步信号），以接收信号强度来判断这个频点周围是否可能存在小区，如果UE保存了上次关机时的频点和运营商信息，则开机后会先在上次驻留的小区上尝试；如果没有，就要在划分给5G系统的频段范围内做全频段扫描，发现信号较强的频点去尝试；
- ✓ 在5G中，主和辅同步信号(SSS)是放在一个SS Block中的。SSB中除了同步信号还有PBCH
- ✓ 在中心频点周围收PSS（主同步信号），它占用了中心频带的20个RB，因此可以兼容所有的系统带宽，信号以5ms为周期重复，并且是随机序列，具有很强的相关性，因此可以直接检测并接收到，据此可以得到小区组里小区ID，同时确定TTI的边界；

手机开机的过程-2

- ❑ 当UE已经获得的时隙同步以后，就可以读广播信号了，以便于获得小区的各种配置信息
 - ✓ 要完成小区搜索，仅仅接收PBCH是不够的，因为PBCH只是携带了非常有限的系统信息，更多更详细的系统信息是由SIB携带的，因此此后还需要接收SIB（系统信息模块），即UE接收承载在PDSCH上的BCCH信息。
 - ✓ 在PDCCH信道域的公共搜索空间里查找发送到SI-RNTI（无线网络标识符）的候选PDCCH，如果找到一个并通过了相关的CRC校验，那就意味着有相应的SIB消息，于是接收PDSCH，译码后将SIB上报给UE的高层协议栈
 - ✓ 我们可以看看MIB里面有什么
 - ❑ ssb-IndexExplicit
 - ❑ halfFrameIndex
 - ❑ systemFrameNumber
 - ❑ subCarrierSpacingCommon , ssb-subcarrierOffset
 - ❑ dmrs-TypeA-Position
 - ❑ pdccchConfigSIB1
 - ❑ ...

主同步序列的构成

- 主同步序列，也是一个随机序列，是全网统一的，因此手机很快能搜索到。这个序列的构成依赖于如下的序列：

$$x(i+7) = (x(i+4) + x(i)) \bmod 2$$

$$[x(6) \ x(5) \ x(4) \ x(3) \ x(2) \ x(1) \ x(0)] = [1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0]$$

我们可以发现，这个序列前6位是固定的，而前六位定了，整个序列后面每一位都可以算出来，**所以我们可以知道，这个序列是没有变量的**。也就是我们说全网统一的，那么同步序列的完整定义如下：

$$\begin{aligned} d_{\text{PSS}}(n) &= 1 - 2x(m) \\ m &= (n + 43N_{\text{ID}}^{(2)}) \bmod 127 \\ 0 &\leq n < 127 \end{aligned}$$

我们可以发现这个序列一共有127位，而 $N_{\text{ID}}^{(2)}$ 则是小区ID的后2个比特，也就是说小区ID的后三个比特，决定了同步序列的在三个不同位置的开始（是在127个比特内分三段循环的）

辅同步序列的构成

- 辅同步序列，也主同步序列也是一个随机序列，是全网统一的，这个序列的构成依赖于如下的两个序列：

$$\begin{aligned}x_0(i+7) &= (x_0(i+4) + x_0(i)) \bmod 2 & [x_0(6) \ x_0(5) \ x_0(4) \ x_0(3) \ x_0(2) \ x_0(1) \ x_0(0)] &= [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1] \\x_1(i+7) &= (x_1(i+1) + x_1(i)) \bmod 2 & [x_1(6) \ x_1(5) \ x_1(4) \ x_1(3) \ x_1(2) \ x_1(1) \ x_1(0)] &= [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]\end{aligned}$$

不用去多想，我们可以发现这个序列依然是没有变量的，所以他是全世界唯一的，而辅同步信号的构成为下面公式。

$$d_{\text{SSS}}(n) = [1 - 2x_0((n + m_0) \bmod 127)][1 - 2x_1((n + m_1) \bmod 127)]$$

$$m_0 = 15 \left\lfloor \frac{N_{\text{ID}}^{(1)}}{112} \right\rfloor + 5N_{\text{ID}}^{(2)}$$

$$m_1 = N_{\text{ID}}^{(1)} \bmod 112$$

也不用去多想，这个公式我们发现如果 $N_{\text{ID}}^{(2)}$ 已经从主同步序列得到的话，只有一个变量 $N_{\text{ID}}^{(1)}$ 这个东西是小区ID的除了最后三位的前125个比特，Cell ID一共是0到1007这个数字

小区ID的获得

- ❑ 为了加深印象，我给出在LTE时候的高通UE log(因为没有5G的..有了再改)，大家可以看到主同步信号的获得，其中得到NID2的值是2，然后通过SSS 可以得到完整的Cell id
- ❑ 大家可能要问，为什么一开始就要知道Cell id，难道大家忘了很多信道Z-C序列或者Golden 序列的根都是Cell ID吗？

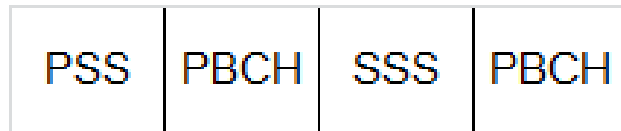
#	PSS Peak Value (dB)	Peak Position	PSS Indices
0	11.119	8982	2
1	3.399	8983	2
2	-1.249	9041	2
3	-1.627	8923	2
4	-1.627	8913	2
5	-2.499	9051	2
6	-3.010	8924	2
7	-4.260	9052	2
8	-4.260	8914	2
9	-4.260	9042	2
10	-5.051	8981	2
11	-7.270	7034	0
12	-7.270	12276	1
13	-7.270	11137	1
14	-7.270	7134	0
15	-9.031	12039	0

```
Version = 22
Number of Barred Cells = 0
Number of Detected Cells = 1
Detected Cells
```

#	SSS Peak Value	Cell ID	CP	Ha Hy
0	3646	323	Normal	

5G中SSB的概念

- ❑ 我们前面提到这个SS Block的概念，在第二章讲RACH的时候也简单提到了这个概念，在一个SSB在时间上包含4个Symbol，在频域上包含20个PRB。
- ❑ 每一个SSB，在空间上扫描的是不同的方向，UE获得最强的SSB的能量，就知道自己的方向了
- ❑ 每一个SSB包含如下信息
 - ✓ PSS（占一个Symbol），SSB（占一个Symbol），PBCH（占两个Symbol）
 - ✓ PBCH中放的是MIB的信息（广播的主信息块，做C-plane的兄弟比较清楚）
 - ✓ 还有些时频资源放了下行的解调参考信号。
- ❑ 通过SSB中下行解调参考信号可以进一步的精确时隙与频率同步（我们一直提一个说法就是上行失去同步，从来没有说过下行失步，因为下行天然就是同步的，因为如灯塔一般的基站，一直在广播SSB），解调参考信号同时可以为解调PBCH做信道估计了。通过解调PBCH，可以得到系统帧号和带宽信息，以及天线配置等
 - ✓ SSB中符号在4个Symbol中的基本排列如下，更加详细的信息在后一页：



5G中SSB的符号排列(详细)

- 我们知道SSB中,除了PSS,SSS和PBCH以外,还有解调参考信号,完整的信息如右,每一个格子是一个RE
- 例子中Cell ID为0,不同的Cell ID就决定了SSB中DMRS位置的在频域上偏移,想想原因?避免相邻小区的DRMS干扰,其偏移为

$$v = N_{ID}^{cell} \bmod 4$$

- 注意,参考信号是避开SSS的,基本上是4个子载波放一个

	设为0		0	1	2	3
	PSS	0				
	SSS	1				
	PBCH	2				
	DMRS	3				
		4				
		5				
		7				
		8				
		9				
	纵列为子载波	10				
	在Cell id为0	...				
		48				
		49				
		...				
		55				
		56				
		57				
					
		181				
		182				
		183				
		184				

5G中SSB在时间上的重复

- ❑ 因为SSB中包含了主辅同步信道和PBCH中的MIB，所以在时间上肯定的重复广播发送的，对于具有SSB的半帧(5ms)， 候选SSB的数目和第一个符号索引位置根据SSB的子载波间隔确定如下：
 - ✓ Case A - 15 kHz子载波间隔：候选SSB的第一个符号的索引为 $\{2, 8\} + 14*n$ 。对于载频小于或等于3 GHz的情况， $n=0, 1$ 。对于载频大于3 GHz且小于或等于6 GHz的情况， $n=0, 1, 2, 3$ 。如下图<3G的情况
 - ✓ 他出现在10ms中， 0和5ms的位置

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13

- ✓ CaseB - 30 kHz子载波间隔：候选SSB的第一个符号的索引为 $\{4, 8, 16, 20\} + 28*n$ 。对于载频小于或等于3 GHz的情况， $n=0$ 。对于载频大于3 GHz且小于或等于6 GHz的情况， $n=0, 1$ 。大家注意一个问题，这里为什么会出现28这个数字，因为无论如何一个TTI是14个symbol。 不要急，后面会讲到
- ✓ 问题如果按照Nokia的假设， 每一个SSB对应一个Beam的方向， 那么手机怎么知道Beam重复的周期呢？ 我们来看PBCH的加扰过程 (3GPP没有统一结论)

5G中PBCH的加扰过程，以及Beam的处理

□ 我们可以看出SSB中PBCH的加扰符号的产生是如下：

$$\tilde{b}(i) = (b(i) + c(i + vM_{\text{bit}})) \bmod 2$$

- ✓ $b(i)$ 是PBCH要发送的bit，而比特加的c序列定义为Cell id的一个Gold序列
- ✓ 而 vM_{bit} 我们可以理解为SSB的index，如果SSB的总数小于等于4的话，就一共两位，如果小于等于8的话就一共三位，

□ 通过这个扰码序列，理论上UE可以一次一次的尝试，可以知道SSB最多几位，乃至几个。

□ PBCH通过QPSK进行调制

□ Nokia Shadow spec中提到有一个SS burst的概念，多个SS block构成一个SS burst，不同的SS block映射到不同的beam方向，在3GPP中并没有提到这些内容，相应的提案也没有查到。这部分内容留待以后更新

SSB在时域上的展开1

□ 我们在这之前没有讨论过SSB的子载波间隔，但是这是一个在3GPP中隐藏的很深的topic，也就是SSB的子载波间隔和其他slot的子载波间隔可以不一样，SSB的一个symbol在时域上的尺度，和普通slot的symbol不一样，比如我们15K的系统，一个Symbol是一个1ms/14，而这个系统中SSB可以是30K的载波，一个Symbol是1ms/28，3GPP在这个topic没有明确说明，而是暗示。

✓ 证据1： 3GPP 38.331 在PBCH的MIB中，定义了如下参数（如下），如果SSB的子载波和普通slot一样，这不是多此一举吗？

```
..
MIB ::= SEQUENCE {..
-- Part of the SSB index transmitted explicitly in the MasterInformationBlock (see 38.213, section 4.1)...
-- The SSB-Index identifies this SSB in the SS-Burst-Set. ..
-- The field is only present for carrier frequencies >6 GHz. FFS whether to create a separate MIB for >6 GHz or move optional field to ..
ssb-IndexExplicit          INTEGER (1..7)                                OPTIONAL, -- Cond Above6Ghz..
..
-- Indication of whether the SS block is in the first or second 5 ms of a radio frame...
-- Corresponds to L1 parameter 'half-frame-index' (see 38.211, section 4.3.1)..
halfFrameIndex             ENUMERATED {firstHalf,secondHalf},..
..
systemFrameNumber          BIT STRING (SIZE (10)),..
..
-- Subcarrier spacing for SIB1, Msg.2/4 for initial access and SI-messages...
-- Values 15 and 30 kHz are applicable for carrier frequencies <6GHz; Values 60 and 120 kHz are applicable for carrier frequencies >6GHz..
subCarrierSpacingCommon    SubcarrierSpacing,..
..
}
```

SSB在时域上的展开2

□ 更多的暗示证据。

- ✓ 证据2： 我们看3GPP 38.213中如下对于SSB的子载波间隔的说法，大家发现什么了吗？？
 - ✓ 没有60K…….
 - ✓ 如果我有60K的系统，那么只能用120K的子载波间隔
- Case C - 30 kHz subcarrier spacing: the first symbols of the candidate SS/PBCH are $14 \cdot n$. For carrier frequencies smaller than or equal to 3 GHz, $n=0, 1$. For carrier frequencies larger than 3 GHz and smaller than or equal to 6 GHz, $n=0, 1, 2, 3$.
 - Case D - 120 kHz subcarrier spacing: the first symbols of the candidate SS/PBCH are $20 \cdot n$. For carrier frequencies larger than 6 GHz, $n=0, 1, 2, 3, 5, 6, 7, 8, 10$.
 - Case E - 240 kHz subcarrier spacing: the first symbols of the candidate SS/PBCH are $20, 32, 36, 40, 44 \cdot n$. For carrier frequencies larger than 6 GHz, $n=0, 1, 2, 3$.

SSB在时域上的展开3

□ 更多的暗示证据。

✓ 证据3： 我们看3GPP 38.211中如下对于CRB的描述

- for SS/PBCH block type A, $k_0 \in \{0, 1, 2, \dots, 23\}$, $\mu \in \{0, 1\}$, and $N_{\text{CRB}}^{\text{SSB}}$ is expressed in terms of 15 kHz subcarrier spacing, and⁴⁾
- for SS/PBCH block type B, $k_0 \in \{0, 1, 2, \dots, 11\}$, $\mu \in \{3, 4\}$, and $N_{\text{CRB}}^{\text{SSB}}$ is expressed in terms of 60 kHz subcarrier spacing.⁴⁾

✓ 这两句话似乎像废话一样，但是3GPP不说废话的，如果SSB的子载波间隔和普通的slot一样的，为什么要强调是以15K或者60K的子载波为单位

SSB在时域上的展开4

- 是的，真相只有一个，就是SSB的子载波是独立于其他slot的
- 对于UE而言，他只需要获得SSB然后得到PBCH，通过解出PBCH，得到这个carrier上的普通信道的子载波的间隔，他们的确是可以独立存在的。
- 而且更短的SSB也给了在短时间内下发更多的beam方向。



第4章：下行公共过程

第二节 DL/UL slot格式的获得



UE获得帧格式和slot格式的方法

- ❑ UE获得上行和下行的配比，在5G中是以一种非常特殊的方式获得的。**是逐步靠近，一点一点得到的。**
- ❑ 按照3GPP的定义，理论上在UE接入以前，UE是不完全知道这个小区的上下行配比的（这个和4G LTE不一样，4G是通过SIB1得到），可能5G中上下行配比更加复杂，SIB放不下。
 - ✓ 理论上讲5G也是通过SIB1得到的，但是SIB1在5G中只给出了部分信息，而不是全部的信息，UE是遵循一步一步接近来获得上下行配比的
 - ✓ 为了板式的完整，具体过程在下一页



UE获得帧格式和slot格式的方法2

□ 我们可以看到有这么几个参数：

- ✓ dl-UL-TransmissionPeriodicity: 上下行转换的周期
- ✓ nrofDownlinkSlots: 从整个周期开始后连续的全下行Slot
- ✓ nrofDownlinkSymbols 在这个下行Slot后面的下行symbol
- ✓ nrofUplinkSlots 从周期结束从后往前的全上行slot
- ✓ nrofUplinkSymbols 全上行slot前面的上行Symbol

□ 从这里我们看到了什么：

- ✓ 在SIB1广播中，UE只能得到一个周期内首尾的信息
- ✓ 而中间的部分，UE不知道，UE可以当做的GP
- ✓ 但是这个大概的内容，可以让UE基本能够接入并且跑起来
- ✓ 这是一个典型的TDD LTE的衍生方案

```
tdd-UL-DL-configurationCommon SEQUENCE {  
  -- Periodicity of the DL-UL pattern. Corresponds to L1  
  dl-UL-TransmissionPeriodicity ENUMERATED {ms0dot5  
  
  -- Number of consecutive full DL slots at the beginning  
  -- Corresponds to L1 parameter 'number-of-DL-slots' (se  
  -- FFS_Value: Verify that 160 is correct (maximum numbe  
  nrofDownlinkSlots INTEGER (0..160)  
  
  -- Number of consecutive DL symbols in the beginning of  
  -- Corresponds to L1 parameter 'number-of-DL-symbols-co  
  nrofDownlinkSymbols INTEGER (0..maxSymb  
  
  -- Number of consecutive full UL slots at the end of ea  
  -- Corresponds to L1 parameter 'number-of-UL-slots' (se  
  -- FFS_Value: Verify that 160 is correct (maximum numbe  
  nrofUplinkSlots INTEGER (0..160)  
  
  -- Number of consecutive UL symbols in the end of the s  
  -- Corresponds to L1 parameter 'number-of-UL-symbols-co  
  nrofUplinkSymbols INTEGER (0..maxSymb
```

UE获得帧格式和slot格式的方法3

□ 那么UE怎么知道全部的内容，有两个办法：

- ✓ 从RRC消息中，我们全部传递给UE，如下面的参数tdd-UL-DL-configurationDedicated
- ✓ 我们在Grant中，也可以告诉UE。其实理论上，UE只要知道了PDCCH的Grant，理论上一些行动听基站的指挥，UE只要知道Dc的位置就好了

```
ServingCellConfigDedicated ::= SEQUENCE {  
    -- L1 parameters:  
    ..  
    tdd-UL-DL-configurationDedicated SEQUENCE {  
        -- The slotSpecificConfiguration allows overriding UL/DL allocations pro  
        -- FFS_ASN1: Consider making this an AddMod/Release list.  
        -- FFS_ASN1: Replace absolute numbers by variables... once RAN1 confirms  
        slotSpecificConfigurations SEQUENCE (SIZE(0..160)) OF {  
            -- Identifies a slot within a dl-UL-TransmissionPeriodicity (given i  
            slotIndex INTEGER (0..160),  
            ..  
            -- FFS_ASN1: Consider a choice structure with options [allDownlink,  
            -- only in case of "explicit"..  
            ..  
            -- Number of consecutive DL symbols in the beginning of the slot ide  
            -- Corresponds to L1 parameter 'number-of-DL-symbols-dedicated' (see  
            nrofDownlinkSymbols INTEGER (0..maxSymbolIndex)  
            ..  
            -- Number of consecutive UL symbols in the end of the slot identifie  
            -- Corresponds to L1 parameter 'number-of-UL-symbols-dedicated' (see  
            nrofUplinkSymbols INTEGER (0..maxSymbolIndex)
```

Nokia的实现方式

- ❑ 很抱歉，如果像3GPP这样做，那么在每一个周期内，一定有一定数量的全下行slot，在每一个周期结束的时候，一定有一定数量的全上行slot（实际上的确如此）
- ❑ Nokia的理解不是这样（也只有Nokia这么做），在每一个slot开始的时候，并不是全下行的slot，可以是下行和上行的混用的。所以Nokia的SIB1中是不广播tdd-UL-DL-configurationCommon的，全部要靠RRC消息来得到的
- ❑ 而后，在UE初始接入的时候，UE是一脸迷惘的，这个时候全部要靠Grant来指示



第5章：PDCCH的各种恩怨

第一节 PDCCH综述



PDCCH的作用和重要性

- ❑ 在4G/5G中，PDCCH携带指示下行发送和上行传输的grant，UE在每一个Slot/TTI中，都要监听PDCCH的相应位置。
 - ✓ PDCCH的资源分为Common（对所有人，如paging）和UE独有的位置
 - ✓ 所谓的相应位置，其起始位置由RNTI来决定，并在频域上扩展，称为PDCCH的search space
- ❑ 除了指示DL/UL grant以外，还有PDCCH order的功能，是用来指示UE重新发起RACH接入，但是小心，5G中似乎PDCCH order有新的定义，我还没有研究
- ❑ 如果PDCCH的Grant丢失，那么然后就没有什么然后了。所以PDCCH的可靠接受非常重要
- ❑ 当然也有不需要PDCCH就能支持的上下行发送（如SPS, 或者RACH message 3）

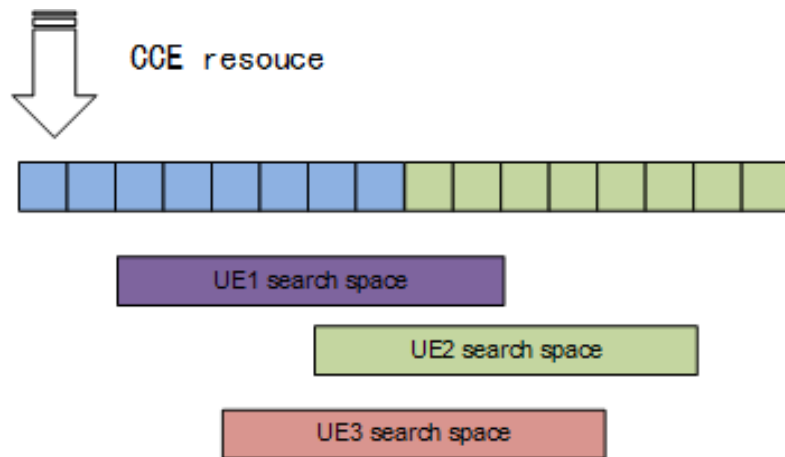
PDCCH的复杂性 1

- 因为PDCCH是用来指示DL/UL grant以外，实际上PDCCH的资源成了系统的瓶颈，也就是实际能调度的UE个数，并不取决于UL/DL 的PRB数量，而是PDCCH能支持的UE个数。
 - ✓ 一个UE所使用的PDCCH资源，取决于CCE的数量，和发送功率
 - ✓ 下行的功率控制，基本上就是对PDCCH的功率控制，PDSCH没啥好控制的
- PDCCH同时支持DL和UL的grant，那么既然grant是由调度器产生的，而DL和UL调度器是独立并行进行的，如何协调DL和UL之间的PDCCH的资源，上行多一点，还是下行多一点，我的感觉是
 - ✓ “剪不断，理还乱，是离愁，别是一番滋味在心头”——没有一家厂商有完美的方案。毕竟牵扯的因素太多了，业务模型，Agg level，功率……

PDCCH的复杂性 2

□ 我们谈到了PDCCH资源的起始位置的差别由**UE的RNTI来决定**，但是两个UE之间他们的起始位置是可能一样的，这样这两个UE如果在同一个TTI中进行频选调度的话，就会产生竞争，特别是在两个AL比较大的情况下，如下图：

✓ 如右图，如果UE1和UE2都被调度了使用了全部的PDCCH资源以后，UE3可能就没有PDCCH的资源了，死活都出不去，当然实际情况会更加复杂：



PDCCH里面都有啥？-1

□ 比如说format0-0，是一个上行grant的格式，下列的东西我们是要注意的：

- ✓ Frequency domain resource assignment, 分配那些RB
- ✓ Time domain resource assignment: 在哪个时间上传
- ✓ Modulation and coding scheme: 调制方式
- ✓ New data indicator: 哇咔咔，著名的NDI
- ✓ Redundancy version: 哇咔咔again: RV版本，这里可以写一个伏笔
- ✓ HARQ process number : HARQ id哦
- ✓ TPC command for scheduled PUSCH: 功控哦

□ 比如说format0-1，多了什么：

- ✓ CSI request, 哦要一个CQI
- ✓ PTRS-DMRS association: 要PTRS

PDCCH里面都有啥？-2

□ 比如说format1-0，是一个下行grant的格式，下列的东西我们是要注意的：

- ✓ Frequency domain resource assignment, 分配那些RB
- ✓ Time domain resource assignment:在哪个时间上传
- ✓ New data indicator: 哇咔咔，著名的NDI
- ✓ Redundancy version: 哇咔咔again: RV版本，这里可以写一个伏笔
- ✓ HARQ process number : HARQ id哦
- ✓ Downlink assignment index : 还记得我们讲过的DAI吗
- ✓ TPC command for scheduled PUCCH: PUCCH功控哦
- ✓ PUCCH resource indicator : PUCCH resource就是这个
- ✓ PDSCH-to-HARQ_feedback timing indicator :K1就是这个

□ 比如说format1-1，多了什么：

- ✓ CSI request, 哦又要一个CQI

PDCCH中REG和CCE的概念

- 这两个概念都是PDCCH资源的基本构成
- REG(resource element group)是指在频率上，以一个PRB为尺度，在时间上以一个Symbol的长度。REG的编号以最低的PRB位置，第一个Symbol，按照时间顺序展开。如右图，分别为一个Symbol和三个Symbol长度的REG编号：
- 6个REG构成一个CCE

	symbol 1						
PRB 240	240						
	...						
	5						
	4						
	3						
PRB1	2						
PRB 0	1						

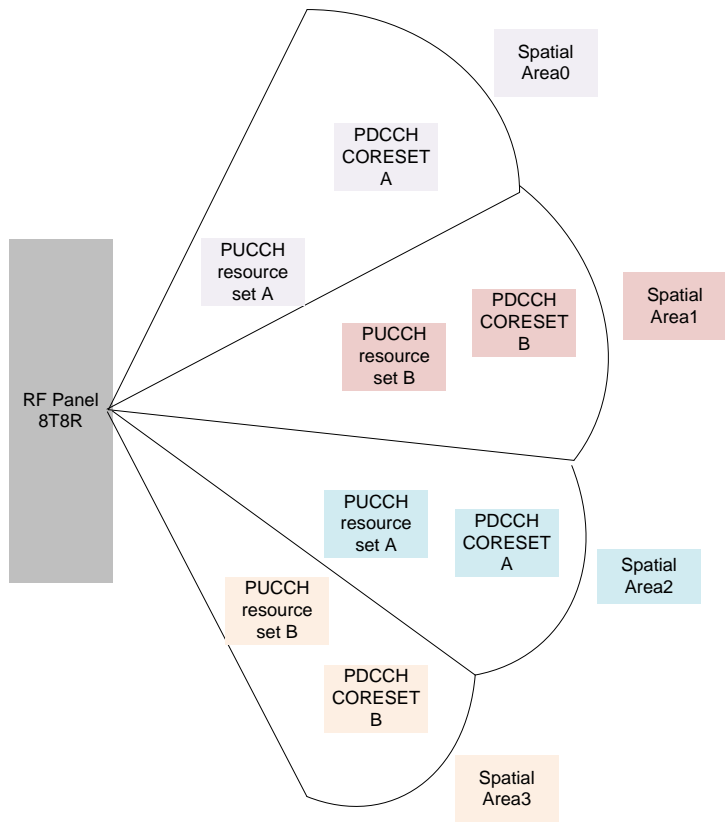
	symbol 1						
	10	11	12				
	7	8	9				
PRB1	4	5	6				
PRB 0	1	2	3				

PDCCH的资源控制集合

- ❑ 和4G LTE时代不同，在5G中3GPP定义了一个PDCCH资源控制集（control-resource set, CORESET）的概念
- ❑ 控制资源集在
 - ✓ 频域上，由参数CORESET-freq-dom定义了RB构成
 - ✓ 时域上，由参数CORESET-time-dom定义了一共多少个OFDM符号。
- ❑ 如果一个CORESET，CORESET-freq-dom定义了24个RB，CORESET-time-dom定义为两个，那么我们就知道里面一共有 $(24 \times 2) / 6$ ，一共8个CCE.
- ❑ 如果参数CORESET-freq-dom覆盖所有的系统RB数，那么这个实际上就退回到4G LTE的时代
- ❑ 一个UE可以配置一个或者多个资源控制集，UE在资源控制集合

对于资源控制集的一些思考

- ❑ 我最初的理解，在3GPP中引入资源控制集合，是为了帮助UE省电，以及对UE搜索PDCCH性能的改善，可以做的更加快速，因为5G中PRB数量更多，UE要搜索更多的位置。有了CORESET可以让UE只在某些位置搜索
- ❑ 但是从左边这张图(是Nokia 5G MU-MIMO的概要设计)，我们可以看到，不同的资源控制集合实际上代表了不同的Beam方向，使得相邻的Beam不会使用同一个资源控制集合（避免了干扰）
- ❑ 我们可以进一步考虑，如果做的变态一点，不同的UE因为CQI的关系，我们是知道他在哪些资源控制集上的信号最好，可以把Grant分配到相对应的资源控制集上（这个想法有一点小变态，我自己瞎想的，希望不是真的）



PDCCH中REG和CCE的映射关系-1

- ❑ CCE-to-REG映射可以是交织的或非交织的，这由高层参数 *CORESET-CCE-REG-mapping-type* 来配置（应该在小区广播中）
 - ✓ 对于非交织的case, 非常简单，我们认为REG 0-5属于CCE0，REG6-11属于CCE1，依次类推
 - ✓ 对于交织的case，有一点点复杂，但是其核心就是把REG打散了，映射到CCE
- ❑ 对于非交织3GPP首先定义了CORESET-REG-bundle-size, $L \in \{2,6\}$ 表达为2个REG构成一个组，或者6个REG构成一个组。
- ❑ 然后定义了CORESET-interleaver-size ($R \in \{2,3,6\}$)
- ❑ 要计算映射有一个中间变量 $C = \left\lfloor N_{\text{REG}}^{\text{CORESET}} / (LR) \right\rfloor$
 - ✓ 我们定义L为6， R为2，CORESET中总共包含8个CCE. 那么有48个REG，C就是4
 - ✓ 那么CCE0到REG的映射为REG 0, REG 1，因为R为2，就要跨过一个C，那么下一个REG是REG5, 后面REG6，我们又跨过了一个R，那么最后两个是REG8和9

PDCCH中REG和CCE的映射关系-2

□ CCE-to-REG映射的完整公式比我刚才讲的复杂一点点。多了一个参数 n_{shift} ，这个参数由小区ID所得，完整的公式如下：

$$f(j) = (rC + c + n_{\text{shift}}) \bmod (N_{\text{REG}}^{\text{CORESET}} / L)$$

$$j = cR + r$$

$$r = 0, 1, \dots, R - 1$$

$$c = 0, 1, \dots, C - 1$$

$$C = \lceil N_{\text{REG}}^{\text{CORESET}} / (LR) \rceil$$

PDCCH的Aggregation level

- ❑ PDCCH由一个或多个控制信道单元（control-channel element，CCE）组成，见Table 7.3.2.1-1

Table 7.3.2.1-1: Supported PDCCH aggregation levels.

Aggregation level	Number of CCEs
1	1
2	2
4	4
8	8
16	16

PDCCH的Aggregation level的控制所带来的影响

- ❑ PDCCH的Aggregation level如果比较高的话，那么PDCCH的码率就更加低（其实PDCCH的码率本来就比较低），我们要想到PDCCH的编码方式是Polar码，更高的Aggregation level就意味着更大的N（如果忘记了，可以看一下part 1的绪论部分），N越大就意味着信道的极化分裂的gain越大
- ❑ 但是Aggregation level如果比较低的话，那么所需要的CCE自然就比较少
 - ✓ 消耗的CCE比较少，可以为其他人留出位置
 - ✓ 自己也更容易找到位置
- ❑ 所以一般在算法设计上Aggregation level的确定是跟着CQI走的
- ❑ 但是这里还有另外一个维度
 - ✓ 如果一个UE应该用aggregation level 8，但是因为种种限制，没有8的资源了
 - ✓ 那好吧，我只能给你aggregation 4，但是为了弥补你的损失，基站可以给你一个额外的东西
功率，加大的你的功率，但是基站总的下行功率是有定额的
这个，就看各家算法了

各个厂商在4G中对PDCCH的使用情况

- ❑ PDCCH在4G中，厂商间的在实验室peak throughput, 大约400-500UE/小区的时候 (10Mhz)，每个小区的每TTI的PDCCH的个数：

A//	f-ALU	Nokia
2	2.5	7-10

- ❑ 在外场，密集城区，大约每个小区200-300UE的数据，同等throughput下

A//	f-ALU	Nokia
2-3	3 - 6	7-12

- ❑ Nokia看上去很棒，但是这个数字越高，是不是等同于用户体验更好（想想功率？），这个倒是不一定，A//只有2-3，客户并没有抱怨。这个是由各个厂商自己的理解，我很难说谁好谁不好，但是CMCC这个家伙，他什么都要最高的…变成军备竞赛了。
- ❑ 但是越多的Grant有一点是肯定的，算法更加复杂

PDCCH的Aggregation level的分配的一些杂谈1

- ❑ PDCCH的资源首先要面对的是DL的grant和UL的grant如何分配，就是哪些CCE给上行，哪些CCE给下行。
- ❑ 在4G中，f-ALU是基于静态的分配的，一张配置表决定了哪些CCE用于上行，哪些CCE用于下行，但是保证，任何一个UE基于RNTI都可以找到任何一个方向的资源
- ❑ 在f-ALU中，一个用户在调度之前，是保证拥有PDCCH的资源的，就是说如果UE在被分配RB之前，如果没有PDCCH的资源，是会被踢出调度队列的
- ❑ f-ALU在LTE早期，也尝试过动态分配的算法，但是这个算法过于复杂，只存在理论上有意义，所以没有进入开发。这个动态分配的算法是由写PPT的人，和一个德国非常有钱的工程师一起研究的，但是通过研究我收获了音乐和航空的乐趣，还有PDCCH动态分配不可为这个观念，从f-ALU的调度数量来看，也不需要动态



PDCCH的Aggregation level和分配的一些杂谈2

□ PDCCH在Nokia中的确是动态的，厉害厉害，其动态算法的要点是

- ✓ 一个初始的上行，下行配比，比如说100个CCE,下行70个，上行30个
- ✓ 在上行或者下行，调度一个用户的时候，根据CQI得到aggregation level,得到这个UE需要的CCE,然后从配比中扣掉所需要的CCE. (注意这里只扣掉CCE没有实际分配)
- ✓ 然后在下行所有CCE用完后，调度结束，把调度列表按优先级排个序，发给上行
- ✓ 上行把自己的调度列表和收到下行调度列表，做合并然后排序(上下行是基于同一个优先级)，就是产生一个唯一的，包含上下行调度在一起结果的PDCCH请求队列。
- ✓ 这个排序以后的队列，按照优先级从高到低，一个一个分配
- ✓ 分不出来的怎么办：
 1. 看看能不能转common,
 2. 看看能不能降低aggregation level，并增加一点功率弥补一下
- ✓ 如果实在分不出来了，那就没辙，这个UE失败，根据上行失败的，和下行失败的谁多，动态调整上行和下行的配比

PDCCH的Aggregation level和分配的一些杂谈3

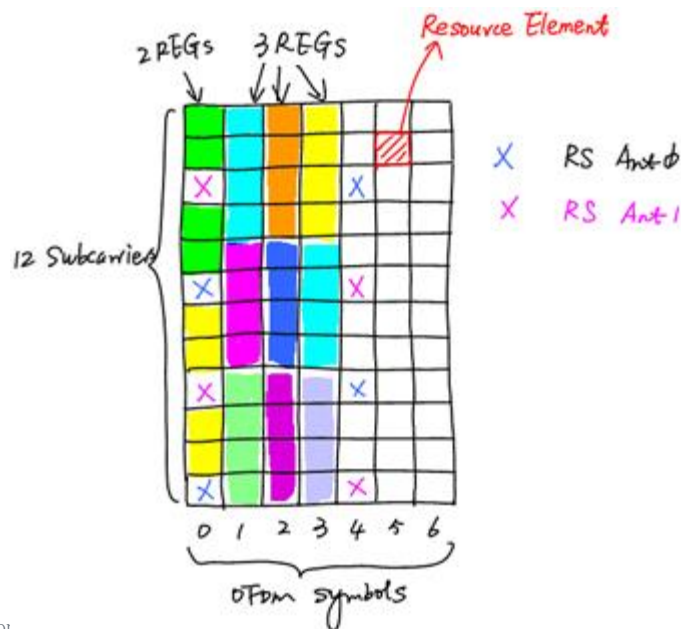
□ Nokia这个动态的PDCCH算法我的观点如下，未必正确，只是我有空瞎想想的观点

- ✓ 这是一个working的算法，当时我在德国，花掉公司很多钱，没有拿出这样一个算法
- ✓ 但是这个Nokia算法的较为复杂
- ✓ 然后有一些逻辑上悖论
 - 既然已经是按照优先级排序了，那么排在前面的人，几乎不存在分不出来的可能。
 - 而失败的case往往集中在排在优先级队列后端，就是相对不重要的那些调度结果
 - 一个GBR或者Volte的失败，抵得上100次NGBR的失败，只是根据失败的数字有一些问题
 - 如果上行重要的(GBR)都满足，而下行不重要(NGBR)的失败了几个，凭什么上行要让下行几个CCE。
 - 另外如果初次分不出来，依靠增加功率，减少AL的方式，其实也是一种失败，因为下行的功率是有限的
 - 分不出来的话，不一定是CCE不够，而是这个TTI调度的UE，他们的搜索空间正好撞在一起，搜索空间是以用户RNTI决定的，后面会提到。

□ PDCCH的分配过于复杂，对于复杂的问题，最好用简单的方式应对（个人观点）

第5章：PDCCH的各种恩怨

第二节 PDCCH应用



PDCCH的编码和加扰的方式

□ PDCCH的加扰方式是由Golden序列进行加扰

- ✓ 在PCell上，通过SI-RNTI加扰的DCI格式的Type0-PDCCH公共搜索空间
- ✓ 在PCell上，通过SI-RNTI加扰的DCI格式的Type0A-PDCCH公共搜索空间
- ✓ 在PCell上，通过RA-RNTI或TC-RNTI或C-RNTI加扰的DCI格式的Type1-PDCCH公共搜索空间
- ✓ 在PCell上，通过P-RNTI加扰的DCI格式的Type2-PDCCH公共搜索空间
- ✓ 在PCell上，通过INT-RNTI或SFI-RNTI或TPC-PUSCH-RNTI或TPC-PUCCH-RNTI或TPC-SRS-RNTI或C-RNTI或CS-RNTI(s)加扰的DCI格式的Type3-PDCCH公共搜索空间
- ✓ 通过C-RNTI或CS-RNTI(s)加扰的DCI格式的UE特定搜索空间

□ 我们可以主要到一个Ue的CRNTI有两块空间可以使用：common和UE特定的

□ PDCCH的调制方式是QPSK, 也就是两个bit生成一个符号.

□ PDCCH的DMRS序列的生成公式为

$$r(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m + 1))$$

✓ 这个DMRS的序列的生成方式已经出现出现多次，这里不再重复

□ PDCCH的频率时间映射方式为

$$a_{k,l}^{(p,\mu)} = \beta_{\text{DMRS}} \cdot r(3n + k')$$

$$k = N_{\text{sc}}^{\text{RB}} \left\lfloor n / N_{\text{symb}}^{\text{CORESET}} \right\rfloor + 4k' + 1$$

$$k' = 0, 1, 2$$

$$l = n \bmod N_{\text{symb}}^{\text{CORESET}}$$

✓ 其中频率上，如果我们PDCCH只有一个子载波， $n = 0, 1, \dots$

这个r序列第一个符号，在第一个子载波 第二，三个符号

在第二，三个子载波，但是第四个符号在下一个PRB，以此类推

时间上，因为只有一个符号，所以总是在第一个符号

用于UE读出SIB的PDCCH获得方式—type 0的方式1

□ 我们前面已经提到，对于Type0我们是通过SI_RNTI来加扰的，并且Type 0的PDCCH的资源信息（起始位置等）是怎么获得的呢？

✓ 在我们前面所谈到的SSB中携带的MIB中，通过38.331协议中MIB的定义我们可以看到有

```
-- Determines a bandwidth for PDCCH/SIB, a common ControlResourceSet (CORESET) a common search space and necessary PDCCH parameters.  
-- Corresponds to L1 parameter "RMSI-PDCCH-Config" (see FFS Specification, section FFS Section).  
-- FFS: Make optional and omit e.g. in EN-DC or in other cells not broadcasting SIB1? Or make it mandatory to avoid optional fields in MIB? ..  
pdcchConfigSIB1 INTEGER(0..255), ..
```

✓ 这个pdcchConfigSIB1,就是用于PDCCH Format 0，是一个0到255的数字（也就是8个bit），具体过程在38.213中定义，这里给一个例子，来说明过程。

✓ 我们先取pdcchConfigSIB1的前四个比特，然后查38.213中的表13-1到13-8(如下，是表的一部分)，我们就确定了Type0-PDCCH公共搜索空间的CORESET的连续RB的数量以及连续符号的数量

Index [⚡]	SS/PBCH block and control resource set multiplexing pattern [⚡]	Number of RBs $N_{RB}^{CORESET}$ [⚡]	Number of Symbols $N_{sym}^{CORESET}$ [⚡]	Offset (RBs) [⚡]
0 [⚡]	1 [⚡]	24 [⚡]	2 [⚡]	0 [⚡]
1 [⚡]	1 [⚡]	24 [⚡]	2 [⚡]	2 [⚡]
2 [⚡]	1 [⚡]	24 [⚡]	2 [⚡]	4 [⚡]
3 [⚡]	1 [⚡]	24 [⚡]	3 [⚡]	0 [⚡]
4 [⚡]	1 [⚡]	24 [⚡]	3 [⚡]	2 [⚡]
5 [⚡]	1 [⚡]	24 [⚡]	3 [⚡]	4 [⚡]
6 [⚡]	1 [⚡]	48 [⚡]	1 [⚡]	12 [⚡]
7 [⚡]	1 [⚡]	48 [⚡]	1 [⚡]	16 [⚡]

用于UE读出SIB的PDCCH获得方式—type 0的方式2

- 我们可以注意到在上一页的表中有一个offset的定义。而这个offset我认为
是3GPP比较贴心的一个定义，主要是为了手机厂商着想
- ✓ 这个offset1是根据CORESET的子载波间隔定义的，该偏移量是SSB的最小RB索引与用于Type0-PDCCH公共搜索空间的CORESET的最小RB索引之间的差值，这个是频域上的差值。
- ✓ 其中部分表中有一个条件A和条件B下不同的offset的配置，分别对应于SSB RBs和Type0-PDCCH公共搜索空间的CORESET RB之间的PRG（38.214）对齐或不对齐的情况，关于这个对齐和不对齐的问题我们在后续版本的更新中再讲

用于UE读出SIB的PDCCH获得方式—type 0的方式3

□ 我们达到了PDCCH type 0的RB数量和符号数量，但是其起始位置等是通过pdcchConfigSIB1的后四个比特得到的

- ✓ 通过后四个比特然后查3GPP38.213表13-9至表13-13中所述，后4位确定PDCCH监测时机，其中 SFN_C 和 n_C 分别是CORESET的SFN和时隙， SFN_{SSB} SFN_{SSB} 和 n_{SSB} n_{SSB} 分别是SSB的SFN和时隙。
- ✓ 具体的定义比较诡异，在前两页的PPT中，当通过前四个比特获得PRB等信息的时候，我们应该注意到还有一个multiplexing pattern的定义，这个pattern在表13-9和13-13中可以索引到不同的两个中间变量，就是O和M，那么PDCCH type0发送的slot的号如下定义，其中i是第i个SSB

$$n_0 = \left(O \cdot 2^\mu + \lfloor i \cdot M \rfloor \right) \bmod N_{\text{slot}}^{\text{frame}, \mu}$$

而具体发送的SFN的定义通过公式， $\left(O \cdot 2^\mu + \lfloor i \cdot M \rfloor \right) / N_{\text{slot}}^{\text{frame}, \mu}$ 如果向下取值为0就是偶数的SFN上重复，如果向下取整为1，就在奇数的SFN上发送

普通上下行Grant的PDCCH CCE资源映射方式1

- ❑ 这个topic我们一点一点来讲，从简单到复杂，因为比较烦…
- ❑ 我们先讲一个最简单的例子
 - ✓ 假设一个CORESET中有16个CCE, 而且其实搜索位置为0号CCE.
 - ✓ 而且UE的其实对于一种aggregation level, UE的PDCCH搜索空间如下图

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
AL : 16																
AL: 8																
AL: 4																
AL: 2																
AL: 1																

如果起始的搜索位置为3，那么大家都往后偏3格，比如AL4的最后一个位置就变成15, 0, 1, 2

普通上下行Grant的PDCCH CCE资源映射方式2

□ 当然我们前面提到PDCCH是用RNTI来决定起始位置的，那么具体公式就是如下这个

$$Y_{p,k_p} = (A_p \cdot Y_{p,k_p-1}) \bmod D$$

- ✓ 其中 A_p 对于port 0是固定的31827，port1是31829
- ✓ Y_{p,k_p-1} 就是RNTI
- ✓ D也是固定的数字65537

但是上述的这个起始位置只对UE特定的搜索空间有效，如果是公共搜索空间，则统一为0，皆大欢喜！！！！

那么这个东西和LTE有什么区别呢？答案是计算公式是一样的，但是起始位置在LTE内是整个频段上的CCE，而在5G是在一个CORESET中的

普通上下行Grant的PDCCH CCE资源映射方式3

- ❑ 我们在上一页PPT中得到了UE的起始搜索位置，那么不同的小区如果我们希望不同的UE有不同的起始位置，就可以加上一个参数 n_{CI}
- ❑ 在一个CCE为64的CORESET中一个UE AL 为2 的位置由32个，但是网络不希望这个UE去搜索32个位置那么多，可以配置一个参数对于某个AL，如果只让他搜索起始位置后面的N个，那么就可以指定参数 $M_{p,n_{CI}}^{(L)}$ 为N
- ❑ 好了，确定各个搜索位置的参数都有了，3GPP的完整公式为
 - ✓ 其中 $m_{n_{CI}}$ 就是从1到 $M_{p,n_{CI}}^{(L)}$

$$L \cdot \left\{ \left(Y_{p,k_p} + \left\lfloor \frac{m_{n_{CI}} \cdot N_{\text{CCE},p}}{L \cdot M_{p,\max}^{(L)}} \right\rfloor + n_{CI} \right) \bmod \left\lfloor N_{\text{CCE},p} / L \right\rfloor \right\} + i$$

UE搜索PDCCH的方式

□ 一个UE可以配置多个CORESET

- ✓ 那么UE怎么知道基站在哪个CORESET中下发PDCCH呢？
- ✓ UE怎么知道基站在哪个CORESET中用什么样的AL下发PDCCH呢？
- ✓ UE怎么知道在哪个CORESET中用什么样的AL的哪个位置下发PDCCH呢

□ 对不起UE无法知道，UE只能够

- ✓ 在全部的CORESET中找一遍
- ✓ 在全部的CORESET中的AL中找一遍
- ✓ 在全部的CORESET中的AL中的所有搜索位置中找一遍

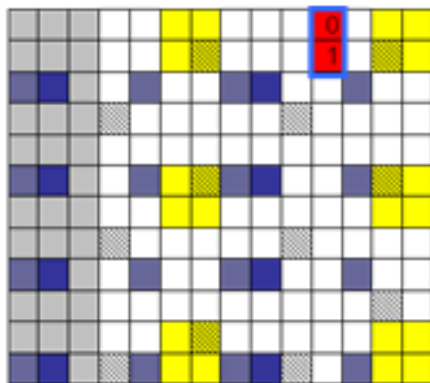
□ 如果找到了一个正确解码后，能不能不找了昵？

- ✓ 对不起，不行，因为一个TTI中，可能即有DL grant也有UL grant，还可能有paging…

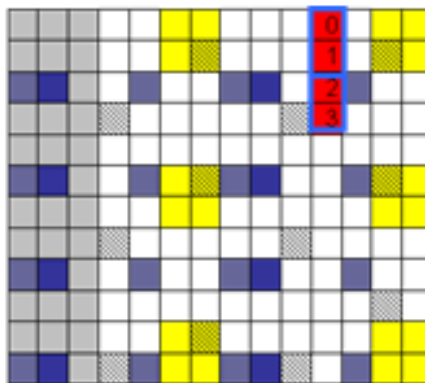


第5章：物理层相关的测量

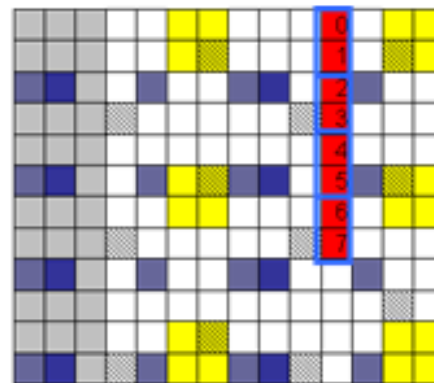
第一节 CSI RS



2 ports



4 ports



8 ports

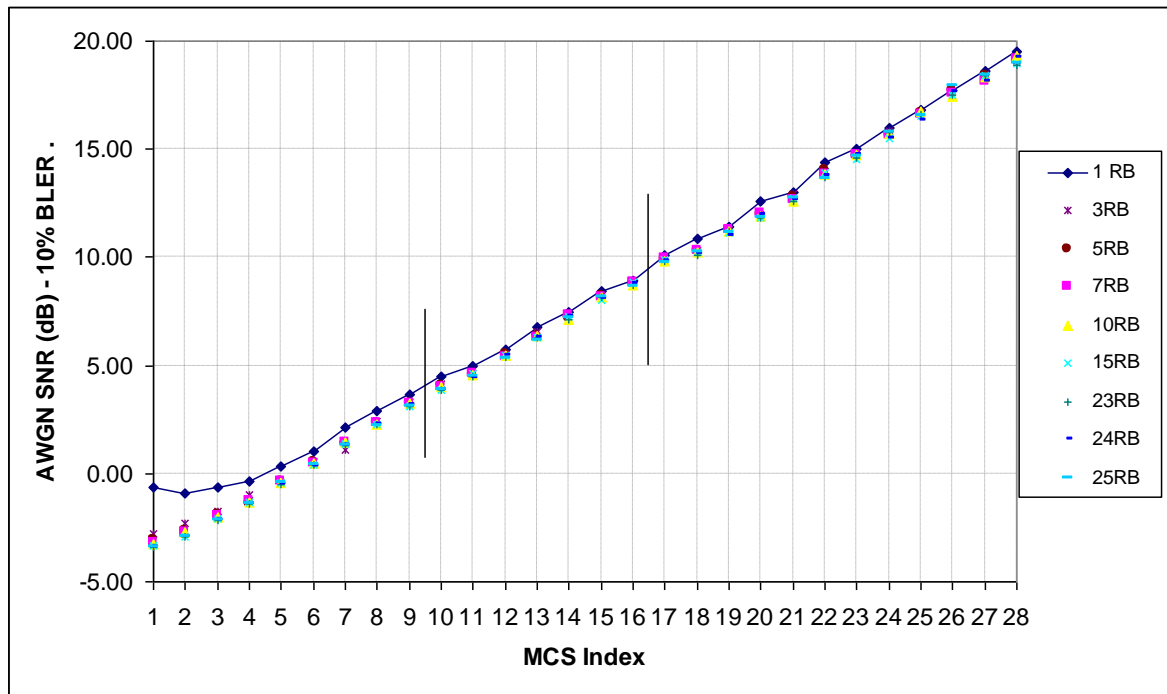
CSI RS的作用简述

- ❑ 从WCDMA HSXPA 时代开始，3GPP就定义了CQI这个概念，CQI用于UE想网络侧指示，通过下行测量，UE所感知到的下行链路的信噪比(SINR)
- ❑ 通过UE所报告的SINR, 网络决定UE在下行的频谱效率, 这频谱效率可以通过通过香农定理得到 $\log(1 + SINR)$ 。
- ❑ 当频谱效率被决定了以后，那么下行的码率就决定了，因为频谱效率的本意就是成功发送每个bit所需要的赫兹。
- ❑ 如果码率决定了，那么MCS也就确定了
 - ✓ MCS决定了调制方式和码率
- ❑ 所以从原理上，UE需要一个参考信号，来测得下行的SINR，并且进行上报，那么CSI RS的基本功能就是提供这个参考信号

CSI RS的作用简述

从MCS的图来看，每增加一步MCS 基本上是对应SINR增加 0.83dB，而CQI每增加一步，是1.7dB的SINR增加

CQI index	modulation	coding rate	efficiency
0	out of range		
1	QPSK	0.07617	0.1523
2	QPSK	0.11719	0.2344
3	QPSK	0.18848	0.3770
4	QPSK	0.30078	0.6016
5	QPSK	0.43848	0.8770
6	QPSK	0.58789	1.1758
7	16QAM	0.36914	1.4766
8	16QAM	0.47852	1.9141
9	16QAM	0.60156	2.4063
10	64QAM	0.45508	2.7305
11	64QAM	0.55371	3.3223
12	64QAM	0.65039	3.9023
13	64QAM	0.75391	4.5234
14	64QAM	0.85254	5.1152
15	64QAM	0.92578	5.5547



CSI RS的信号生成

□ 在5G中CSI RS的构成和作用比4G LTE极大的丰富了。首先38.211中定义了两种CSI RS的符号

- ✓ 非零功率的CSI RS符号(是按照一定的功率发射的)
- ✓ 零功率的CSI RS符号(就是不传任何东西), 估计这个符号用于UE噪声测量的。这个东西以前没有出现过

□ CSI RS的信号(当然是针对有功率的信号), 按照如下公式得到

$$r(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m+1))$$

其中Golden序列的根定义为

$$c_{\text{init}} = \left(2^{10} \cdot (14n_{\text{s,f}} + l + 1)(2n_{\text{ID}} + 1) + n_{\text{ID}} \right) \bmod 2^{31}$$

□ 类似的公式已经出现过多次数了, 我们不在重复了, 但是这里想说一句, 公式并不重要, 但是重要的是公式背后的基本原理, 只要想通了基本原理, 公式是自然得到的。希望大家多多思考原理

CSI RS的资源映射方式-1

❑ 3GPP定义了很奇怪的资源映射方式(现在还不完整, 规范中211和331还对不起来):

✓ UE通过RRC中下发的CSI-RS-ResourceMapping, 可以知道下面的参数

◆ 时域上的相关的参数 l_0 和 l_1

◆ 在CSI-RS-ResourceMapping中还定义了一个bitmap, 好我们看一下这个bit map是怎么决定的
时域和频域位置的

$$- [b_3 \dots b_0], k_i = f(i) \text{ for row 1 of Table 7.4.1.5.2-1.}$$

◆ 按照3GPP的描述: $f(i)$ 定义为 b_0 到 b_3 中设为1的比特个数 (希望我是对的)

where $f(i)$ is the bit number of the i^{th} set bit in the bitmap,

◆ 比如这四个比特是0110, 那么我们就有两个bit, 所以 $f(i)$ 是2. 好我们看那张表第一行

Row	Ports	Density ρ	CDMtype	(\bar{k}, \bar{l})	k'	l'
1	1	3	No CDM	$(k_0, l_0), (k_0 + 4, l_0), (k_0 + 8, l_0)$	0	0

◆ K_0 就是2, 那么就在子载波 $k_0 + k'$, 那么就在2, 6, 10这些子载波上, ρ 定义为报告的密度, 就是在子载波上有三个CSI RS的

CSI RS的资源映射方式-2

□ 我们再来看3GPP定义的另一格式：

- $[b_2 \dots b_0]$, $k_i = 4f(i)$ for row 4 of Table 7.4.1.5.2-1

□ 最后的3比特决定（我很怀疑3GPP在331协议当中，会规定CSI-RS-ResourceMapping中一共有几比特），那么我们假设这三比特是011，那么 $f(i)$ 就是2， K_i 就是8. 其配置对应表的第四列：

Row	Ports	Density ρ	CDMtype	(\bar{k}, \bar{l})	k'	l'
1	1	3	No CDM	$(k_0, l_0), (k_0 + 4, l_0), (k_0 + 8, l_0)$	0	0
2	1	1, 0.5	No CDM	(k_0, l_0)	0	0
3	2	1, 0.5	FD-CDM2	(k_0, l_0)	0, 1	0
4	4	1	FD-CDM2	$(k_0, l_0), (k_0 + 2, l_0)$	0, 1	0

✓ 因为密度(ρ)是1, 所以每个PRB放一个，第一个PRB是 $k_0 + k'$ 的位置 8，第二个是PRB $k_0 + k'$ 的位置是11 ($8+2+1$)，第三个PRB位置是又是8...

CSI RS的资源映射方式- 3

□ 在前面我们看到CSI RS有port的概念，在绪论中我们曾经提到过，一个port实际上是一个信道。

- ✓ 在4G LTE中最多有8个port吧（似乎是，回头查查），但是如果两个port的信号是可以出现在一个子载波，和一个时间上的symbol上的。那么怎么做区分呢，就是用正交码来区分
- ✓ 在5G中，目前为止发现下行CSI RS可以有最多32个port.

■ 17 [↻]	32 [↻]	1, 0.5 [↻]	FD-CDM2 [↻]	$(k_0, l_0), (k_1, l_0), (k_2, l_0), (k_3, l_0),$ $(k_0, l_0 + 1), (k_1, l_0 + 1), (k_2, l_0 + 1), (k_3, l_0 + 1),$ $(k_0, l_1), (k_1, l_1), (k_2, l_1), (k_3, l_1),$ $(k_0, l_1 + 1), (k_1, l_1 + 1), (k_2, l_1 + 1), (k_3, l_1 + 1)$
■ 18 [↻]	32 [↻]	1, 0.5 [↻]	CDM4 (FD2,TD2) [↻]	$(k_0, l_0), (k_1, l_0), (k_2, l_0), (k_3, l_0), (k_0, l_1), (k_1, l_1), (k_2, l_1), (k_3, l_1),$
■ 19 [↻]	32 [↻]	1, 0.5 [↻]	CDM8 (FD2,TD4) [↻]	$(k_0, l_0), (k_1, l_0), (k_2, l_0), (k_3, l_0)$

- ✓ 比如第19这种配置，在时域只有一个位置(l)，在频域在有4个位置(k)，但是要支持32个port，那么我们需要几个正交码来区隔呢。当然是8个。
- ✓ 在这里我问大家一个非常重要的问题，如果我们这个配置定了，那么我们是不是只需要告诉UE一次，就是那最多12个bit，是吗？？？？？我这里留下一个伏笔，但是没有听懂这个问题的人，请立即问我

CSI RS的资源映射方式- 4

□ 是的，在3GPP中定义了8个码分正交序列，如下图：

Index	$w_f(k')$	$w_t(l')$
0	$[+1 \ +1]$	$[+1 \ +1 \ +1 \ +1]$
1	$[+1 \ -1]$	$[+1 \ +1 \ +1 \ +1]$
2	$[+1 \ +1]$	$[+1 \ -1 \ +1 \ -1]$
3	$[+1 \ -1]$	$[+1 \ -1 \ +1 \ -1]$
4	$[+1 \ +1]$	$[+1 \ +1 \ -1 \ -1]$
5	$[+1 \ -1]$	$[+1 \ +1 \ -1 \ -1]$
6	$[+1 \ +1]$	$[+1 \ -1 \ -1 \ +1]$
7	$[+1 \ -1]$	$[+1 \ -1 \ -1 \ +1]$

□ 所以完整的CSI RS资源映射的公式如下，再说一遍公式并不重要：

因为这里出现了码分正交序列，向这位提出码分的伟大女性（海蒂-拉玛）

$$a_{k,l}^{(p,\mu)} = \beta_{\text{CSIRS}} w_f(k') \cdot w_t(l') \cdot r(m)$$

$$k = \bar{k} + k'$$

$$l = \bar{l} + l'$$



致敬

5G中CSI RS的资源映射方式的分析-1

- ❑ 通过前面的描述，我们可以看到，CSI RS的信号是散布在一个下行slot内，不同的子载波位置(频域上)，不同的符号位置上以及不同的正交序列上的，用于UE进行下行的测量。
- ❑ 而不同的port，其实就定义了这个CSI RS有多少个信道。我们可能会想到，既然下行的CSI RS是用来让UE告诉基站SINR的，理论上搞一排符号，手机自己去做信道估计，测出能量和噪音，就好了，搞这么复杂，搞这么多信道干什么？
 - ✓ 我们来想一个问题，何为信道？何为不相干的信道。
 - ✓ UE如果做信道估计是基于一个信道的，那么对这个信道可以在时间做滤波，均衡…。但是对于不同的信道，是不可以放在一起做的。只能独立进行。
 - ✓ 下行提供的正交信道越多，UE能够检测出不同的正交信道的数量就会更多，注意基站发射的时候是正交的，UE可能检测出他们未必正交。而越多的正交信道，为MIMO提供了理论基础
 - ✓ 更多的port (信道)也为beam forming的丰富应用提供了可能，在实际应用中，不同的port可能加上不同的Beam forming权重，信号发射的时候，指向不同的方向。

5G中CSI RS的资源映射方式的分析-2

□ 对于CSI RS的应用，UE能够提供的不只是CQI，在4G LTE中，基于CSI UE可以提供CQI和PMI, RI 而在5G中，基于CSI，UE反馈的是

- ✓ CQI, RI, PMI （在LTE中就出现过的老三样）
- ✓ L1 RSRP （这个比较好理解，接受CSI RS的功率，但是具体怎么用，我也是个人猜测）
- ✓ CSI-RS resource indicator (CRI) - 还没有研究，以后更新
- ✓ strongest layer indication (SLI) - 3GPP没有提到，我后面又一些个人猜测
- ✓ IM - 噪音能量的测量

□ 我们先来看L1 RSRP, 这个东西原来只有做C-plane的人要知道这个东西，因为这个是小区间测量，并且提供UE切换的基础。但是原来RSRP或者RSRQ是通过RRC消息想L3 C-plane报告的，L2从来不需要知道RSRP，**下面对于这个上报量的分析，只是我个人的理解和猜测，未必准确。**

- ✓ 我们先来看这个概念，RSRP（接受信号的功率）那么这个同CQI有点关联，因为我们提到过CQI是基于SINR, 而SINR的概念上就是信噪比

5G中CSI RS的资源映射方式的分析-3

□ 对于L1 RSRP的分析（续）。

- ✓ 那么 we 来看UE的CQI，首先UE报上来的CQI，按照3GPP的定义

CQI report from the UE Refer to “expected SINR” from PDSCH power control module

- ✓ 我们可以注意到这个expected这个词，所以UE上报的CQI是告诉基站，他所希望的码率，并不是实际来自于SINR。打个不恰当的比喻，如果有一种超级UE，有超级厉害算法，即使信道的实际信噪比不好，但是UE也能恢复出来，那么UE可以报比较高一点CQI，另外一个情况就是如果UE估计的PMI不准，即使SINR比较好，也能造成UE上报的CQI比较低，就是CQI的上报是UE接收机测量处理以后，所希望网络进行调度的码率。
- ✓ 而L1 RSRP，我猜测这个是比较直接的测量数据，没有经过任何处理。所直接反应UE覆盖的。基站通过这个值，可以知道UE的覆盖，就是可以知道，可能UE距离比较远，或者UE没有位于beam的中心位置。总之，这是看L2 PS的算法怎么玩了

5G中CSI RS的资源映射方式的分析-4

□ strongest layer indication (SLI)是5G中引入的一个新概念，但是其应用的方式，和对算法的影响，我也是猜测。

- ✓ 这个SLI在3GPP, 12月的版本中并没有太多的解释，从字面的意义上看，应该是UE告知基站在UE能够测得的多条不相关信道中，最强的那一个，也就是UE如果能够测到4个Layer，质量最好的那一个Layer
- ✓ 那么可能有同事会问，多个不同的Layer，不同的Layer是有不同的CQI上报的，通过每一个层的WB CQI，我们就可以知道哪个Layer是最强的，为什么需要这个上报？
- ✓ 在很多厂商，包括f-ALU中，L2的算法中都有一个CQI的倒置算法。因为来自外场的很多经验，发现一个规律，如果有两个layer, Layer0的质量总是比Layer 1好，即使Layer1的CQI比Layer0高。那么在调度器处理的时候，如果发现Layer 1的CQI比Layer 0高，就把他们两个倒换一下，不合理吗？是的，不合理，但是的确有效，能够增加外场的KPI，我也没有想通过，回头要去问问做UE的人这才能知道。
- ✓ 但是通过这个例子，我们可以知道，UE实际上质量最好的layer，和UE实际上报的CQI并不是一致的，这个SLI概念的引入，可能是为了消除这种歧义。

5G中CSI的上报方式-1

❑ 3GPP中38.214中定义了CSI的上报方式。第一句话我就被吓到了

The time and frequency resources that can be used by the UE to report CSI are controlled by the gNB

❑ 在4G LTE中，其实很简单，反正CSI RS就在那里，告诉你全部的资源，**你手机自己测就好了**，基站只是配置了什么时候上报(上报的周期和上报偏移位置)，就没有了

❑ 而5G中，网络规定了你测那些port, 那些时频资源都可以被基站控制。那么在5G中，基站规定了UE的所有的测量行为，**UE没有自由可言，你不需要知道的不告诉你。**

❑ 我相信这背后的原因：

- ✓ Beam forming的丰富应用是一个可能的原因
- ✓ 对于算法策略，物理层过程的思考，可能是另外一个原因
- ✓ 还有我不知道的原因，**或者右边这位真的在3GPP讨论组中**
- ✓ 接下面几页的解释内容，比较复杂，如果各位有

• **身体不适，或者头晕，请包涵**



5G中CSI的上报方式-2

- ❑ 3GPP中38.214中相关的章节，非常的复杂，写PPT的人没有完全的搞清楚，因为3GPP这部分内容，在各个不同规范中有矛盾和FFS的地方，所以很难完全理解，我会在这个PPT的后续版本中更新。但是这一块会非常复杂，而且复杂的地方都影响L2和L3，L1反而是透明的
- ❑ 对于CSI的测量，38.214（物理层过程）中这部分内容感觉是由原来做331（RRC协议）的人写的，非常的C-plane的感觉。
 - ✓ 基站通过RRC协议，向UE配置一个 MeasConfig
 - ✓ 一个MeasConfig中包含多个CSI-ResourceConfig
 - ◆ 主要定义了要测什么资源，要上报那些测量
 - ✓ 一个MeasConfig中包含多个CSI-ReportConfig
 - ◆ ReportConfig中定义了上报的方式，后面详细讲

5G中CSI的上报方式-3

□ 在ReportConfig中定义了三种不同的报告方式

- ✓ Periodic方式，类似于4G LTE中的方式，规定了slot的周期用于上报。
- ✓ semiPersistent方式，就是半静态的方式，由grant指示激活或者关闭
- ✓ Aperiodic方式，完全由grant中指示上报
- ✓ reportQuantity，要上报那些量，CQI/RI/PMI/SLI/RSRP、IM

□ 在csi-ResourceConfig中定义了如下测量关键参量

- ✓ CSI-ResourceConfigId
- ✓ csi-ResourceSets，一组测量resource的集合，这个关键参量下面讲（这个是关键）
- ✓ ssb-Resources，这个列表中有一组SSB index的集合，这个集合用于在上面的Resource set中如果有Beam的测量行为，则测哪些Beam在这个列表中定义

5G中CSI的上报方式-4

□ 我们来看csi-ResourceSets这个关键的定义，在331协议中定义了如下变量：

- ✓ csi-ResourceSetId 这个不用解释
- ✓ csi-rs-Resources就是测那些CSI RS的符号，这是一个NZP-CSI-RS-Resource的列，每一个NZP-CSI-RS-Resource中定义了
 - ◆ NZP-CSI-RS-Resource id, 不解释
 - ◆ nrofPorts, 这是一个枚举量，就是测哪几个port
 - ◆ resourceMapping: 331中还没定义，但是211中提到过，应该就是我们前面讲到的CSI resource mapping那个12个bit的东西。

第5章：物理层相关的测量

第二节 Time Alignment



TA的基本概念与作用-2

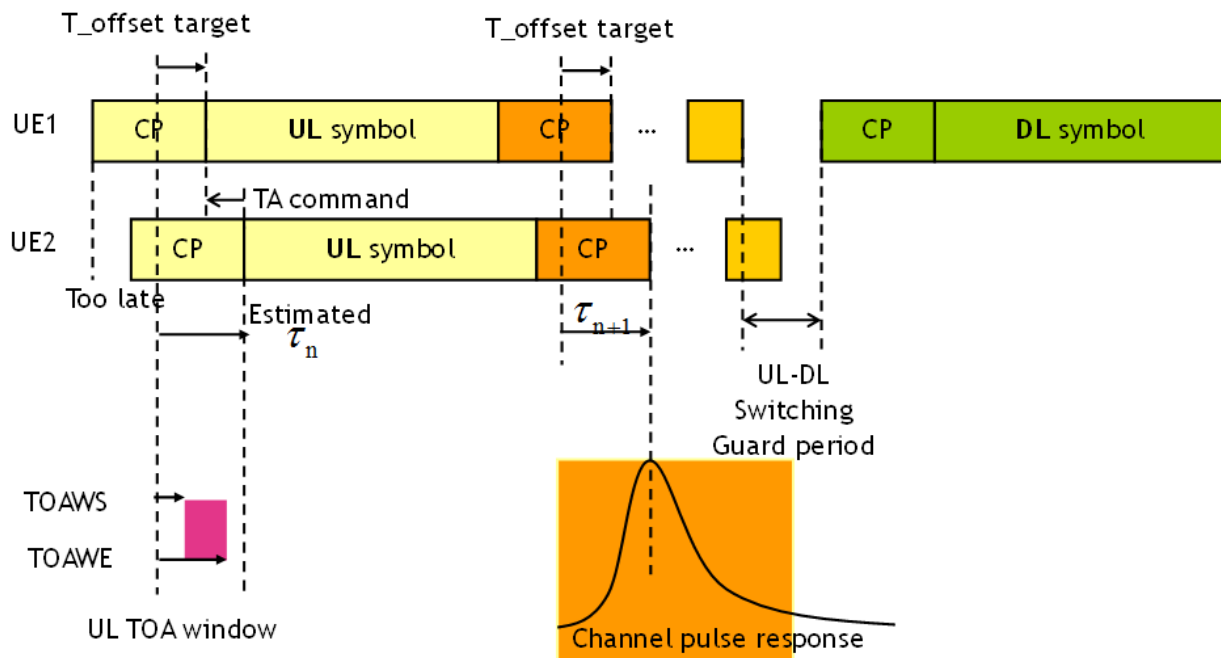
□ TA: Timing Advance, 定时提前, 其作用和目的是为了将UE上行包在希望的时间到达eNB, 预估由于距离引起的射频传输时延, 提前相应时间发出数据包。我们前面以后讨论过多次, UE下行总是同步的, 而上行不一定, 虽然信号的处理有CP的保护, 能够对抗一定的时间偏移, 但是基站总是希望不同的UE, 上行到达基站的时间, 总是落在CP保护允许的范围内, 时间产生偏移的可能原因如下

- ✓ UE自生的移动使得到基站的距离发生变化
- ✓ UE的时间同步晶震发生漂移
- ✓ 信道环境发生改变, 多径传输时延发生变化
- ✓ 在5G中, beam的切换, 是的传输特性发生变化
- ✓ 手机的多普勒频偏, 造成时间上的相位变化

□ TA的调整有两种, 一是在RACH的时候, 二是在业务进行中

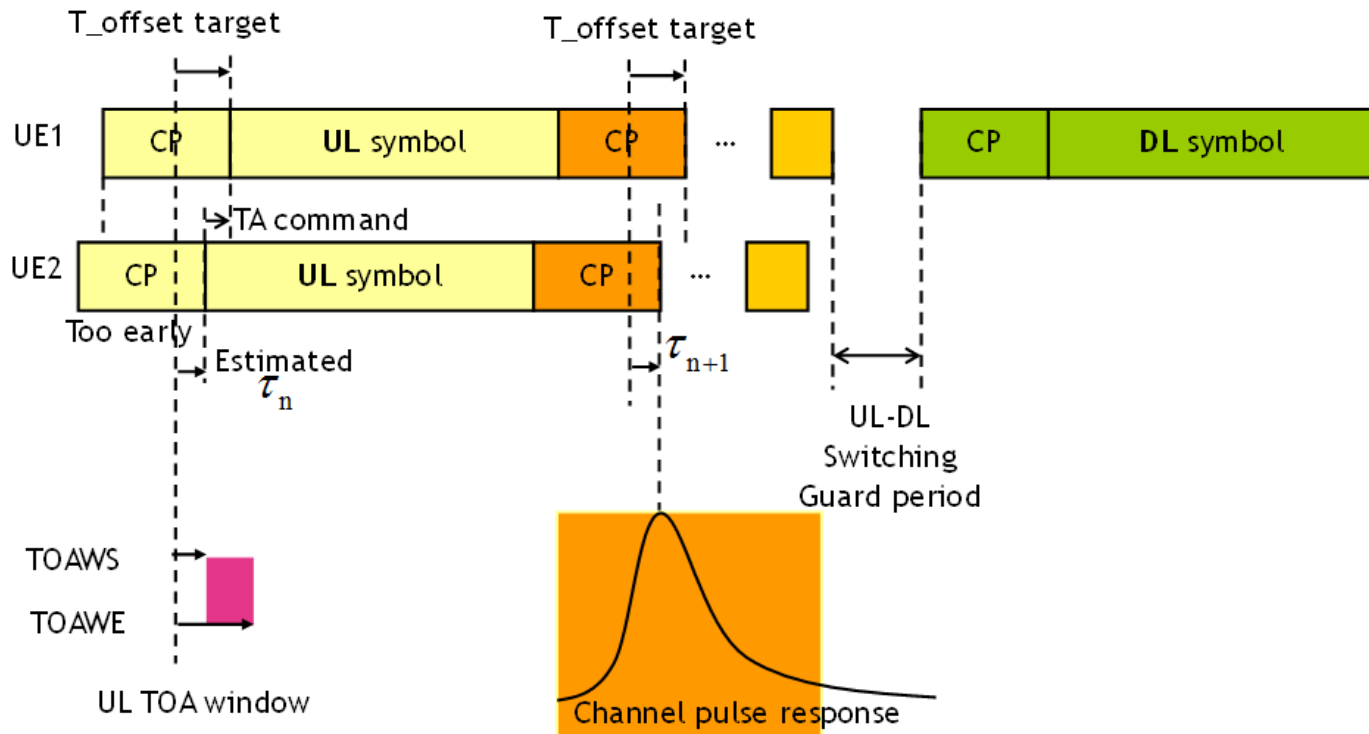
□ TAC: Timing Advance Command, 定时提前命令, eNB通过发送TAC给UE, 告知UE定时提前的时间大小

TA的例子，到的太晚



Negative TA command for UE2

TA的例子，到的太早



Positive TA command for UE2

TA的基本概念与作用-2

- ❑ 基站告诉UE进行时间调整的值为 $16 * 64 * T_c / 2^u$ （注意是 $64 * T_c$ 就是32.552ns，在 $64 * T_c$ 中光速可运行9.7656m）
- ❑ 在RACH过程中，基站通过Preamble检测的偏差测出时间的偏移，在RAR的12个比特填入TA的值，UE根据这个值进行调整，而这12个比特的值，每一个步长为 $16 T_s$ ，所以UE每一次调整是根据 $16 * 64 * T_c / 2^u$ 来调整的。
 - ✓ 比如说，对于30k的系统，则u为1，如果这11比特填的是1，则调整为 $16 * 64 * T_c / 2$ ，表示的距离为78m
 - ✓ 在RACH中，TA为12比特，但是最大值为256（不考虑CA的情况下，不然会告知多个SceII的TA，需要到12比特）
 - ✓ 我们可以算出不同的子载波间隔下，小区的不同覆盖半径
 - 在15K的时候，为 $256 * 16 * 9.7656$ ，差不多40公里（典型的LTE最大覆盖）
 - 在30K的时候，那么最大只有20公里

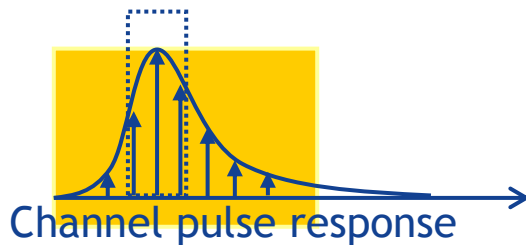
TA的基本概念与作用-3

- 在接入以后，理论上UE所发送的任何上行信号都可以用来测TA，当然为了TA测量的准确，我们一般用符号比较的信道来测，如PUSCH的DMRS或者SRS信道，基站测出时间的偏差后，通过MAC的CE: TA Command告知UE的
 - ✓ TA的CE一共6bit，就是0和63之间。
 - ✓ 其具体的意义为告诉手机调整为 $(TA-31) * 16 * 64 * T_c / 2^u$
- 我们可以看到，这个TA值是基于UE初始TA而做出的调整，这个TA的值有正有负
- 如果我们告诉手机没啥可调的，就填31就好了（在这里写PPT的人出过大bug…）

TA的测量方法-1

□TA的测量可以在时域上进行

- ✓ 首先对上行DMRS所得到的频域上信道响应进行IFFT操作，这样就得到了信道响应在时域上的冲击响应(channel pulse response)



- ✓ 如果这个上行的冲击响应分布在一个合理的时间窗内，就说明没有偏移，反之就可以推出TA

□时域上的估算的缺点为，对所有DMRS在频域上的信道响应结果都要进行IFFT操作，L1的处理开销会比较大，

TA的测量方法-2

□ TA的测量也可以基于频域上进行

- ✓ 从原理上来说，我们前面讲过当信号在时间上有一些偏差的时候，那么在信号的相位上一定会有偏差：比如所 $e^{i\omega(t+t_0)}$ 就会产生 $\omega * t_0$ 这样一个相位差
- ✓ 因为我们的每一个子载波，或者说DMRS的子载波在每一个是在频率上等间隔排开的。
 - 第一个DMRS的相位差是 $\omega * t_0$
 - 第二个DMRS的相位差则就是 $(\omega + \Delta) * t_0$
 - 第三个DMRS的相位差则就是 $(\omega + 2\Delta) * t_0$ ，以此类推
- ✓ 而这个 $(\omega + n\Delta) * t_0$ 中 t_0 所起的作用是什么，就是斜率啊
- ✓ 那么理论上通过不同DMRS上相位旋转的幅度，我们当然可以TA
- ✓ 我们曾经说过在OFDM中PUSCH的子载波必须是连续的，为什么？？？？

TA的测量方法-3（基于频域的测量续）

□ 对于DMRS的具体测量如下

- ✓ 对于所有的DMRS的频域信道响应的H，做如下处理，就可以求得这个Arctan的角度(好怀念高中的三角函数，好怀念高中数学老师)

$$\varphi_n = \text{angle} \left(\sum_{k=0}^{M_{sc}^{pusch}-d-1} \hat{\mathbf{H}}_k \cdot \hat{\mathbf{H}}_{k+d}^* \right)$$

- ✓ 然后在时间上做一些平滑滤波

$$\overline{\varphi}_n = \alpha \overline{\varphi}_{n-1} + (1 - \alpha) \varphi_n$$

- ✓ 根据这个平滑后的角度，我们就可以算出TA，其中N是FFT的点数

$$\tau_n = \frac{N}{2\pi \cdot d} \overline{\varphi}_n,$$

TA的其他一些topic1

- TA在频域上滤波处理是各个厂商比较常用的方法
- TA的测量一般有基于SRS信号的，也有基于DMRS的
 - ✓ SRS的信号符号比较多，时间上周期性出现，TA的测量理论上更加精确，但是SRS的信号强度和抗干扰性是一个问题。
 - ✓ PUSCH的DMRS没有相互干扰的问题，但是DMRS的符号比较少
- 我们还可以发现TA是滤波的，那么当UE接受TA command以后，就会自己调整上行时间，基站就不能滤波了吧，答案是对的，因为理论上如果TA被ACK以后，UP要通知L1的，L1 reset以前的测量值
- CA这个Feature对TA是有一定影响的，因为不同的Carrier可能电磁波的传送特性不一样，3GPP的确定义了对不同的carrier来指示，但是似乎现在没有人这么用
- 有没有UE不理基站的TA的，还真有…做的真聪明
- 有没有基站，不理实际测量值的，还真有！！！！

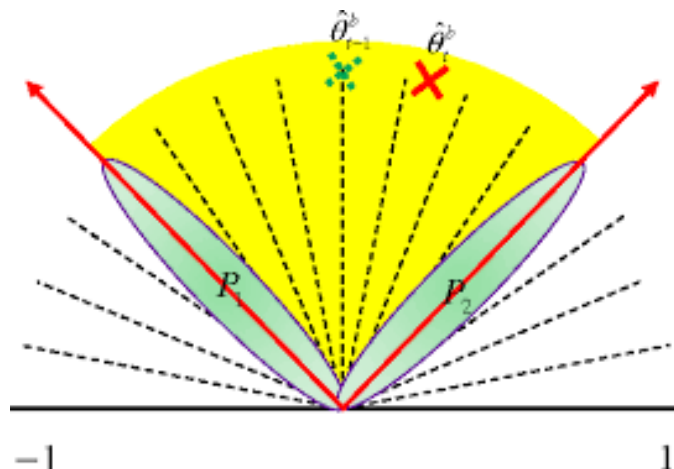
TA的其他一些topic2

□ TA除了用来通知UE时间上的偏差以外,还有一种用途就是类似于基站和UE之间 heart beat的功能

- ✓ 在目前Nokia 18A的处理中,对于每一个UE,TA是周期性(似乎是1sec)的周期性下发的,如果没有的偏差,TA调准的值就是0
- ✓ 当然如果是真正的商用产品的话,周期性和on demand TA是同时支持的。也就是如果L1 能够测出来有时间上的偏差的话,没有必要等到period TA 的timer超时以后在下发,可以紧急下发。
- ✓ 在UE测还维护了一个Time alignment timer,每一次收到TA以后,UE就会重新启动这个Timer,从这个Timer的定义来看,UE认为在这个时间内,一定会收到一次TA.
- ✓ 如果Time alignment timer超时,就是UE没有在规定时间内收到TA怎么办?
 - ◆ UE认为这个时候上行链路已经失步,UE继续监听PDCCH信道,但是释放所有的PUCCH和SRS的resource,并清空HARQ buffer
 - ◆ 如果UE在上行有数据要发送,因为没有PUCCH的资源发SR,UE将重新发起RACH过程
 - ◆ 如果基站下行有数据要发,可以发送PDCCH order让UE RACH back,或者通过RRC消息重配UE,然后UE RACH BACK

第5章：物理层相关的测量

第三节 Beam跟踪

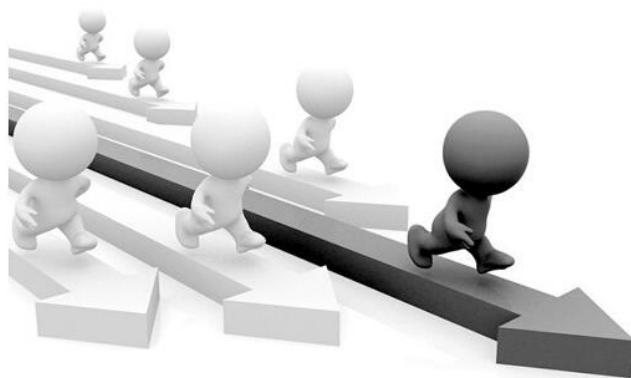


Beam跟踪综述

- ❑ 在3GPP的最新的213规范中，还没有这部分的内容，只有在Nokia的shadow中提到了相应的内容。所以这部分的内容未必是正确的。
 - ✓ UE通过扫描SSB获得每一个SSB beam的接收信号，通过测量得到信号最强的SSB Beam id
 - ✓ 基站通过DCI中的指示，让UE在PUCCH资源上上报BSI，其中包含如下信息
 - 最强的SSB beam index
 - 和最强的SSB beam所对应的SSSRP(辅同步信道接收功率)的index —7比特
- ❑ 当基站确认beam index和原先的beam index不一样以后，下发SSS Beam changing indication (BCI)这个MAC CE（很奇怪，这个MAC CE在3GPP中依然没有定义）
- ❑ 在UE探测到beam失步以后（UE是如何知道Beam 失步的，在3GPP中也语焉不详），将发起RACH过程，重新要求获得同步

第6章：PDSCH的链路处理

第一节 PDSCH的链路层处理



□ 其实已经没有必要讲了，因为所有的DMRS都长成这样

$$r(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m + 1))$$

其中c这个Gold序列的根为

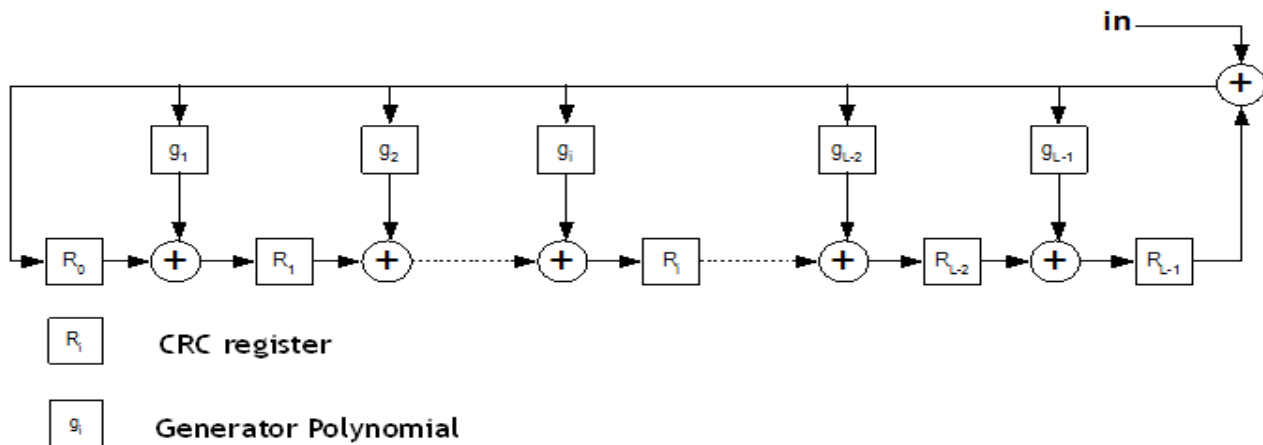
$$c_{\text{init}} = \left(2^{17} (14n_s + l + 1) (2N_{\text{ID}}^{n_{\text{SCID}}} + 1) + 2N_{\text{ID}}^{n_{\text{SCID}}} + n_{\text{SCID}} \right) \bmod 2^{31}$$

□ 其中的资源映射和PUSCH完全一样，只要看看PUSCH的部分就好了

$$\begin{aligned} a_{k,l}^{(p,\mu)} &= \beta_{\text{DMRS}} w_f(k') \cdot w_t(l') \cdot r(2n + k') \\ k &= \begin{cases} 4n + 2k' + \Delta & \text{Configuration type 1} \\ 6n + k' + \Delta & \text{Configuration type 2} \end{cases} \\ k' &= 0, 1 \\ l &= \bar{l} + l' \\ n &= 0, 1, \dots \end{aligned}$$

PDSCH处理的第一步 加CRC的过程

- 我们从3GPP 38.212来看，当我们把L2 Lo产生的MAC PDU传到L1以后，物理层处理第一步就要加CRC
- 加CRC的过程是用如下的移相器来处理的：

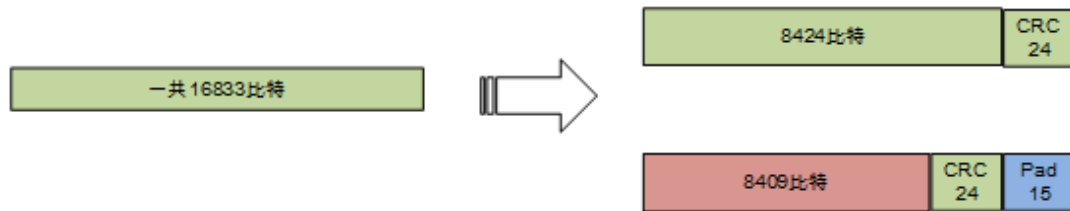


- 在3GPP中，DL PDSCH的CRC长度是24位，定义的其中一个多项式的公式为

$$g_{\text{CRC24A}}(D) = [D^{24} + D^{23} + D^{18} + D^{17} + D^{14} + D^{11} + D^{10} + D^7 + D^6 + D^5 + D^4 + D^3 + D + 1]$$

PDSCH处理的第二步，子块切割-1

- 我们从物理层的处理过程来看，对于一坨（咦，写PPT的人很喜欢这个量词）比特总是要切割成某几个固定的长度的段，一段一段的处理的，然后每一次再打上24个比特的CRC。如果切割成一个子块，是没有必要加子块CRC的，因为整个TB块已经加过了，前一页PPT
- 在3GPP中，定义了最大的块长度8448

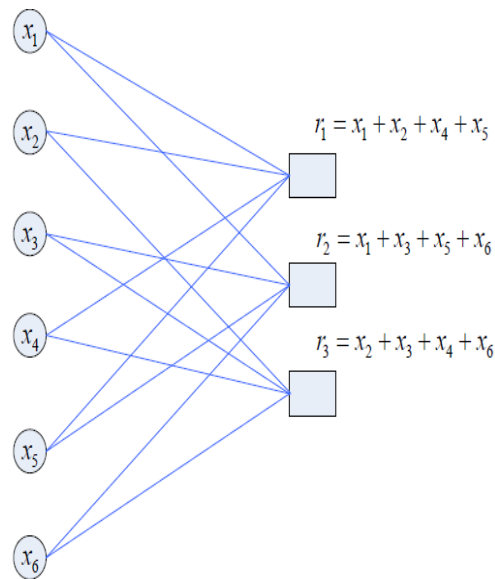


- 在5G中，8448只是最大的长度，块切割成子块有很多长度的定义，是根据TBS的长度来取舍的，在4G LTE中，有一张MCS/PRB到TBS的表设计的非常有意思，，理论上是没有机会加padding的，5G中…哇，表不见了，只有告诉你计算的原则

PDSCH处理的第三步，信道编码-1

□ 大家注意到了最大的子块是8448，为什么是8448？其原理是和子块的信道编码有关的，我们复习一下右边绪论中的这张图LDPC码的处理。然后假设我们切割后的子块的比特长度为K。

- ✓ 我们有K个要编码比特成为C ($C_0, C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, \dots, C_{k-1}$)，当然这就是我们的信息比特（要发送的信息）
- ✓ 通过信息比特流，我们定义第二个比特流，称为**W比特流**，这也是我们要发送的编码后的比特流，($W_0, W_1, W_2, W_3, W_4, W_5 \dots$)，W比特的前一部分等于：C比特流跳过前 $2Z_c$ 个比特，就是 $W_0 = C_{2Z_c}$ ， $W_1 = C_{2Z_c+1}$ ，就是C比特流的前 $2Z_c$ 个比特作废，然后后面的比特逐步填入W
- ✓ Z_c 具体取什么值，是定义在38.212表5.3.2.1中的，基本上随着TBS的范围去，我们可以注意到最大的 Z_c 就是384，
- ✓ 好，从 $2Z_c$ 个比特开始，那么W比特流的前 $K - 2Z_c$ 个比特已经填好了



PDSCH处理的第三步，信道编码-续

□ 编码过程继续.

- ✓ 我们有已经知填好了：W比特流的前 $K - 2Z_c$ 个比特
- ✓ 那么W比特流一共有多少个比特呢，长度定义为N， $N = 66 * Z_c$ ，有没有感觉到什么了，反正我看到这里已经感觉到了，那么余下的比特怎么办？
- ✓ 好了3GPP定义了一个矩阵（也就是所谓的稀疏矩阵），关于这个矩阵的定义自己去查表，反正我懒得看具体值，但是这个矩阵是 $66 * Z_c$ 列， $46 * Z_c$ 行的一个矩阵，W比特流的余下的比特要满足这个条件：

$$\mathbf{H} \times \begin{bmatrix} \mathbf{c} \\ \mathbf{w} \end{bmatrix} = \mathbf{0}$$

- ✓ 那么填W余下的数据就是我们整个信道编码的过程。这个计算的过程不是那么简单的，所以LDPC码，编码复杂

□ 我们回到我们开始的问题.

- ✓ $\begin{bmatrix} \mathbf{c} \\ \mathbf{w} \end{bmatrix}$ 也是一个矩阵，这个矩阵是 $22 * Z_c$ 个列， $66 * Z_c$ 个行。既然 Z_c 的最大值384，
- ✓ 那么 $22 * 384$ 最大值也就8448

PDSCH处理的第四步 速率匹配-1 比特的选择

- ❑ 速率匹配的第一步在5G中居然是首先做bit选择，在编码完成后。根据调度的结果我们可以知道：
 - ✓ Layer的个数
 - ✓ PRB的数量和符号的数量，就是一共有多少个RE
 - ✓ 扣掉PDSCH DMRS，扣掉PTRS以及CSI RS符号所占据的RE
- ❑ 这样依靠上面两项，我们就可以知道一共有多少个符号可以用于各个子块的发送，然后依靠调制方式，我们就可以知道一个符号上放多少个比特然后总的比特数就出来了
- ❑ 所以比特数是一定小于W这个比特流的，那么我们怎么取这些比特呢？
 - ✓ 顺序取
 - ✓ 但是起始位置不是W的第一个比特，起始位置在哪里？可以理解为从 W_{offset} 开始，这个offset由RV版本决定，
 - ✓ 每一次NACK以后，RV版本都会变一下，多次RV版本的变化，当然可以覆盖所有的W，理论上是，但是大家小心，UE的软比特的内存是有限的，一般不会全存。

PDSCH处理的第四步 速率匹配-2 子块交织

□ 好了，做完信道的编码后，我们从N个比特变成了3N个比特，那么我们对每一路信号就要做子块的交织，比如我们已经决定了要发送的比特流 $e_0, e_1, e_2, \dots, e_{E-1}$ ，本质上交织就是打乱其次序，经过交织以后变成另外一个比特流 $f_0, f_1, f_2, \dots, f_{E-1}$ ：举个例子吧，具体过程如下

✓ 假设我们要发送的比特为a. b. c. d. e. f. g, h, i, j

✓ 然后写入一个矩阵，遵循从上到下，从左到右由行写入，得到如下矩阵

$$\begin{vmatrix} a & b & c \\ d & e & g \\ h & i & j \end{vmatrix}$$

✓ 然后进行多次列变换，其实就是右乘另外一个矩阵，当然这个列变换矩阵也是3GPP定义的。

✓ 变化后变成矩阵

$$\begin{vmatrix} c & a & b \\ g & d & e \\ j & h & i \end{vmatrix}$$

✓ 然后遵循从上到下，从左到右按列取出，就变成了c, g, j, a, d, h, b, e, i这样的次序，下面有一个更加极端的例子，大家可以自己看

Write order row-by-row,
first filler bits then input bits

0	1	2	3	4	5	6	7
1	2	3	4	5	6	7	8
9	10	11	12	13	14	15	16
17	18	19	20	21	22	23	24

Inter-column
permutation



new col idx	0	1	2	3	4	5	6	7
old col idx	0	4	1	5	2	6	3	7
	1	2	3	4	5	6	7	8
	9	10	11	12	13	14	15	16
	17	18	19	20	21	22	23	24

Read order
column-by-column



Output: 1 6 14 22 2 10 18 26 2 7 15 23 ...

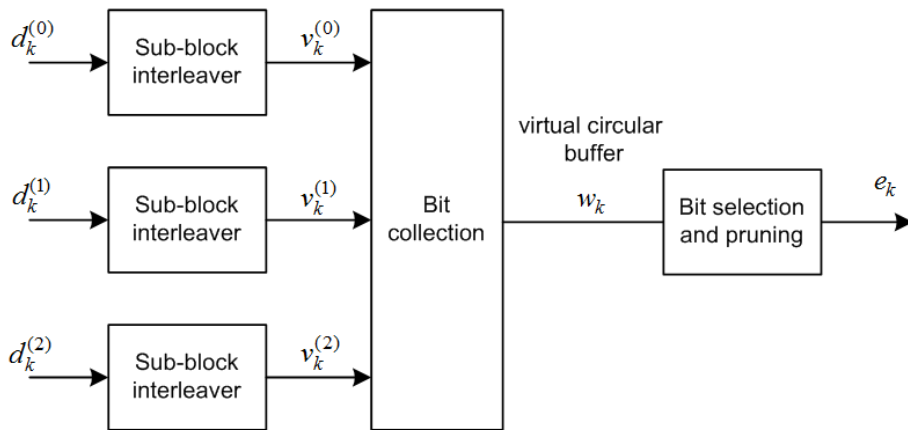
同4G LTE比这里的差别和相同

□ 同4G LTE相同的地方在于：

- ✓ 子块的交织概念上是一样
- ✓ 比特的选择概念上是一样的

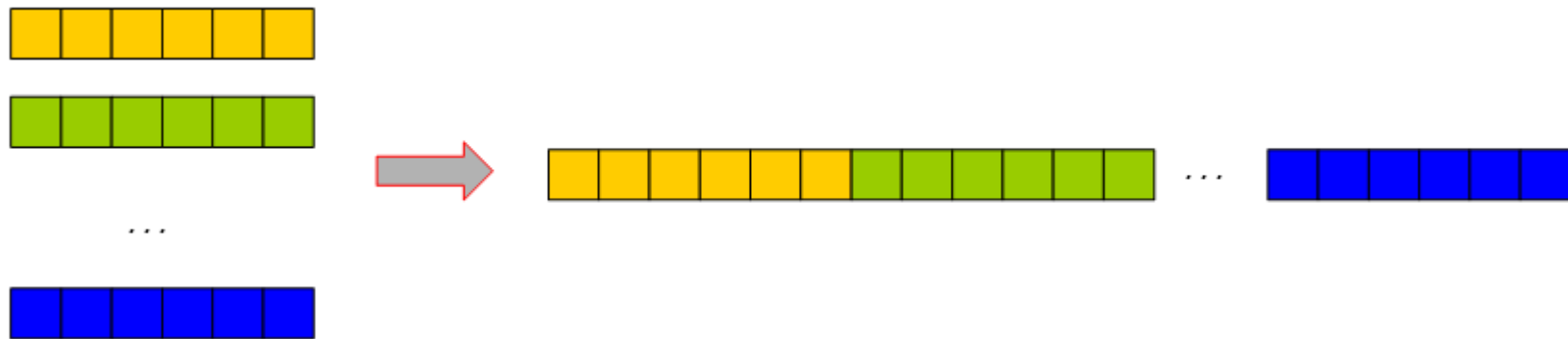
□ 同4G LTE不同的地方在于

- ✓ 所但是没有找到LTE的子块级联， Bit collection等概念？而且次序也不也一样
- ✓ 可能来自于编码方式的不同，下面给出LTE的rate matching



PDSCH处理的第五步 子块的级联

□ 这里没有什么可多讲的，就是把各个子块做完交织的比特串在一起。



□ 但是我们到这里要注意一件事情，直到这里我们处理的依然是比特，但是这里是比特的最后一步，后面就是调制，层映射，然后巴拉巴拉生成符号，放在时频资源上，生成OFDM符号……