

- 1) 传输信道的错误检测并向高层提供指示;
- 2) 传输信道的前向纠错 (FEC) 编解码;
- 3) 混合自动重传请求 (HARQ) 软合并;
- 4) 编码的传输信道与物理信道之间的速度匹配;
- 5) 编码的传输信道与物理信道之间的映射;
- 6) 物理信道的功率加权;
- 7) 物理信道的调制和解调;
- 8) 频率和时间同步;
- 9) 射频特性测量并向高层提供指示;
- 10) 多输入多输出 (MIMO) 天线处理;
- 11) 传输分集;
- 12) 波束形成;
- 13) 射频处理;

5.2 TD-LTE无线传输帧结构

1. 无线传输帧结构

LTE 在空中接口上支持两种帧结构：Type1 和 Type2，其中 Type1 用于 FDD 模式；Type2 用于 TDD 模式，两种无线帧长度均为 10ms。

在 FDD 模式下，10ms 的无线帧分为 10 个长度为 1ms 的子帧（Subframe），每个子帧由两个长度为 0.5ms 的时隙（slot）组成，如图 5-2 所示。

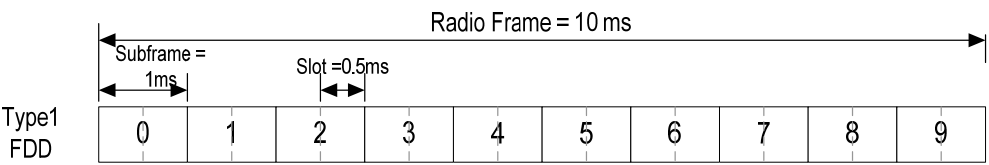


图 5-2 帧结构类型 1

在 TDD 模式下，10ms 的无线帧包含两个长度为 5ms 的半帧（Half Frame），每个半帧由 5 个长度为 1ms 的子帧组成，其中有 4 个普通子帧和 1 个特殊子帧。普通子帧包含两个 0.5ms 的常规时隙，特殊子帧由 3 个特殊时隙（UpPTS、GP 和 DwPTS）组成，如图 5-3 所示。

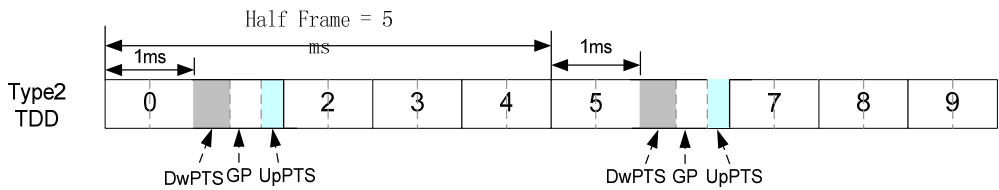


图 5-3 帧结构类型 2

2. Type 2 TDD 帧结构—特殊时隙的设计

在 Type2 TDD 帧结构中，特殊子帧由三个特殊时隙组成：DwPTS，GP 和 UpPTS，总长度为 1ms，如图 5-4 所示。

DwPTS 的长度为 3~12 个 OFDM 符号，UpPTS 的长度为 1~2 个 OFDM 符号，相应的 GP 长度为（1~10 个 OFDM 符号，70~700us/10~100km）。

UpPTS 中，最后一个符号用于发送上行 sounding 导频。

DwPTS 用于正常的下行数据发送，其中主同步信道位于第三个符号，同时，该时隙中下行控制信道的最大长度为两个符号（与 MBSFN subframe 相同）。

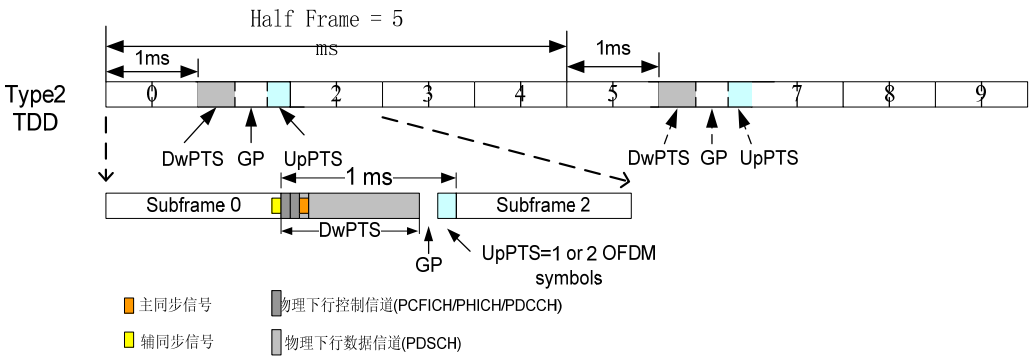


图 5-4 TDD 帧结构特殊时隙设计

3. Type 2 TDD 帧结构—同步信号设计

除了 TDD 固有的特性之外（上下行转换、GP 等），Type2 TDD 帧结构与 Type1 FDD

帧结构主要区别在于同步信号的设计，如图 5-5 所示。LTE 同步信号的周期是 5ms，分为主同步信号（PSS）和辅同步信号（SSS）。LTE TDD 和 FDD 帧结构中，同步信号的位置/相对位置不同。在 Type2 TDD 中，PSS 位于 DwPTS 的第三个符号，SSS 位于 5ms 第一个子帧的最后一个符号；在 Type1 FDD 中，主同步信号和辅同步信号位于 5ms 第一个子帧内前一个时隙的最后两个符号。

利用主、辅同步信号相对位置的不同，终端可以在小区搜索的初始阶段识别系统是 TDD 还是 FDD。

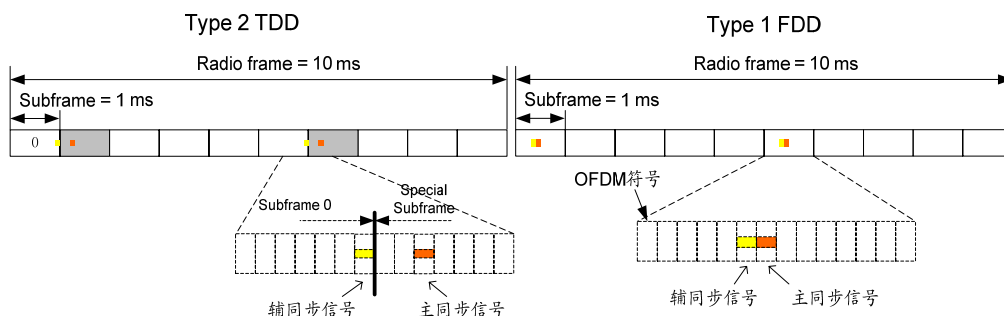


图 5-5 TDD 帧结构同步信号设计

4. Type 2 TDD 帧结构—上下行配比选项

FDD 依靠频率区分上下行，其单方向的资源在时间上是连续的；TDD 依靠时间来区分上下行，所以其单方向的资源在时间上是不连续的，时间资源在两个方向上进行了分配如图 5-6 所示。

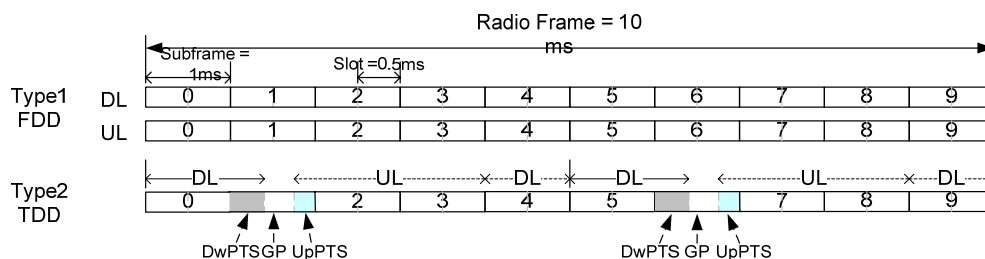


图 5-6 FDD/TDD 上下行资源对比

LTE TDD 中支持 5ms 和 10ms 的上下行子帧切换周期，7 种不同的上、下行时间配比，从将大部分资源分配给下行的“9:1”到上行占用资源较多的“2:3”，具体配置见图 5-7，在实际使用时，网络可以根据业务量的特性灵活的选择配置。

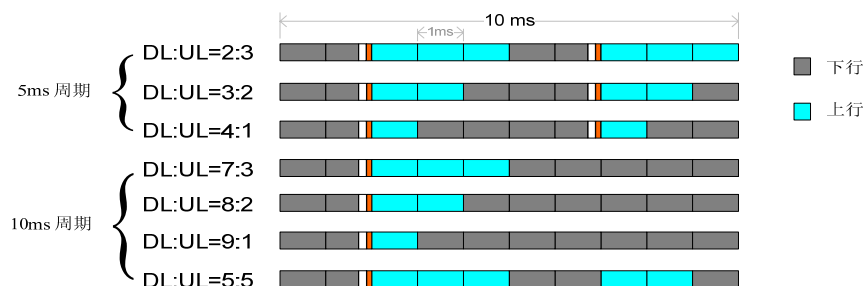


图 5-7 TDD 上下行时间配比

5. TD-LTE 和 TD-SCDMA 帧结构区别

TD-LTE 和 TD-SCDMA 帧结构主要区别有：

1) 时隙长度不同。TD-LTE 的子帧（相当于 TD-SCDMA 的时隙概念）长度和 FDD LTE 保持一致，有利于产品实现以及借助 FDD 的产业链；

- 2) TD-LTE 的特殊时隙有多种配置方式, DwPTS, GP, UpPTS 可以改变长度, 以适应覆盖、容量、干扰等不同场景的需要;
- 3) 在某些配置下, TD-LTE 的 DwPTS 可以传输数据, 能够进一步增大小区容量;
- 4) TD-LTE 的调度周期为 1ms, 即每 1ms 都可以指示终端接收或发送数据, 保证更短的时延, 而 TD-SCDMA 的调度周期为 5ms;

5.3 物理信道处理流程

5.3.1 上行物理信道处理流程

TD-LTE 的上行传输是基于 SC-FDMA 的, TD-LTE 定义了 3 个上行物理信道, 即物理上行共享信道 (Physical Uplink Shared Channel, PUSCH)、物理上行控制信道 (Physical Uplink Control Channel, PUCCH)、物理随机接入信道 (Physical Random Access Channel, PRACH)。下面将对上行时隙物理资源粒子、上行物理信道基本处理过程流程及各个信道具体处理流程作详细描述。

1. 上行时隙结构和物理资源定义

(1) 资源栅格

上行传输使用的最小资源单位叫做资源粒子 (Resource Element, RE), 在 RE 之上, 还定义了资源块 (Resource Block, RB), 一个 RB 包含若干个 RE。在时域上最小资源粒度为一个 SC-FDMA 符号, 在频域上最小粒度为子载波。子载波数与带宽有关, 带宽越大, 包含的子载波越多。上行的子载波间隔 Δf 只有一种, 15kHz。上行资源栅格图如图 5-8 所示。

一个时隙内包含 $N_{RB}^{UL} N_{sc}^{RB}$ 个子载波和 N_{symb}^{UL} 个 SC-FDMA 符号。 N_{RB}^{UL} 的取值与上行传输带宽配置有关, 且满足:

$$N_{RB}^{min, UL} \leq N_{RB}^{UL} \leq N_{RB}^{max, UL}$$

其中, $N_{RB}^{min, UL} = 6$, $N_{RB}^{max, UL} = 110$, N_{RB}^{UL} 的取值还可以是 6、15、25、50、75、100。

一个时隙内包含的 SC-FDMA 符号数取决于上层配置的循环前缀 (CP, Cyclic Prefix) 的长度。在使用常规 CP 时, 一个时隙 (0.5ms) 内包含 7 个 SC-FDMA 符号。使用扩展 CP 时, 一个时隙 (0.5ms) 内包含 6 个 SC-FDMA 符号。

(2) 资源粒子

资源栅格中的最小单元为资源粒子(RE), 它由时域 SC-FDMA 符号和频域子载波唯一确定, 即索引对 (k, l) , 其中 $k = 0, \dots, N_{RB}^{UL} N_{sc}^{RB} - 1$, $l = 0, \dots, N_{symb}^{UL} - 1$ 。RE (k, l) 对应一个复数 $a_{k,l}$, 如果该资源单元未被使用, 则该复数被设置为 0。

(3) 资源块

一个资源块 RB 由 N_{symb}^{UL} 个在时域上连续的 SC-FDMA 符号以及 N_{sc}^{RB} 个在频域上连续子载波构成, 其中 N_{symb}^{UL} 和 N_{sc}^{RB} 的取值如表 5-1 所示。这样一个上行资源块包含 $N_{symb}^{UL} \times N_{sc}^{RB}$ 个 RE, 在时域上对应于一个时隙, 在频域上对应于 180kHz。

表 5-1 物理资源块参数

配置	N_{sc}^{RB}	N_{symb}^{UL}
常规 CP	12	7
扩展 CP	12	6

在频域上，一个时隙内物理资源块的数目 n_{PRB} 和资源单元 (k,l) 的关系如下：

$$n_{PRB} = \left\lfloor \frac{k}{N_{sc}^{RB}} \right\rfloor$$

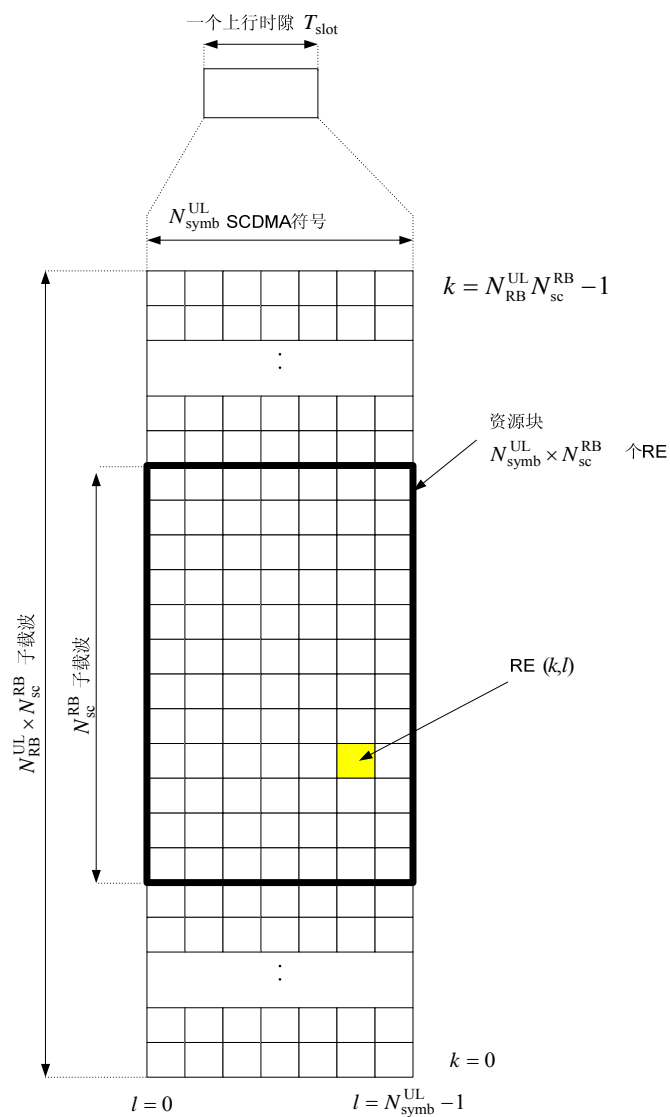


图 5-8 上行资源栅格

2. 上行物理信道基本处理流程

上行物理信道基本处理流程如图 5-9 所示：

- 1) 加扰：对将要在物理信道上传输的码字中的编码比特进行加扰。
- 2) 调制：对加扰后的比特进行调制，产生复值调制符号。

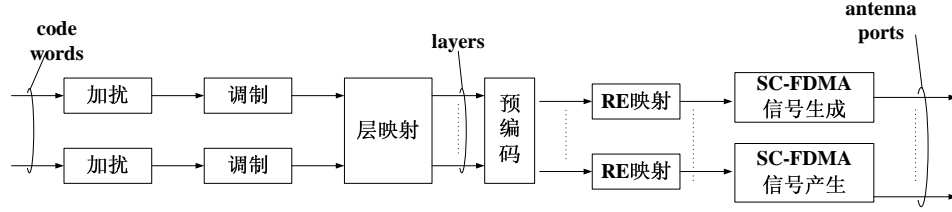


图 5-9 上行物理信道基本处理流程

3) 层映射：将复值调制符号映射到一个或者多个传输层。

4) 预编码：对将要在各个天线端口上发送的每个传输层上的复数值调制符号进行预编码。

5) 映射到资源元素：把每个天线端口的复值调制符号映射到资源元素上。

6) 生成 SC-FDMA 信号：为每个天线端口生成复值时域的 SC-FDMA 符号。

3. PUSCH 处理流程

PUSCH 处理流程如图 5-10 所示：



图 5-10 PUSCH 处理流程

各操作具体步骤如下：

(1) 加扰

为了使传输的比特随机化，提高传输性能，需要对传输的数据进行比特级的加扰。具体的方法是采用一个伪随机序列与需要传输的比特序列进行模 2 加，从而达到使传输的比特随机化得目的。对于 ACK/NACK 和 RI (Rank Indication) 这种比特数较少的信源来说，加扰的目的是为了保证调制时具有最大的欧式距离，以获得更好的解调性能。

在一个子帧中的 PUSCH 信道上输出的比特块 $b^{(q)}(0), \dots, b^{(q)}(M_{\text{bit}}^{(q)} - 1)$ ($M_{\text{bit}}^{(q)}$ 为一个子帧中的 PUSCH 上传输的比特数目) 在调制之前，将使用终端专用的加扰序列按照如下方式进行加扰，加扰后的比特为 $\tilde{b}^{(q)}(0), \dots, \tilde{b}^{(q)}(M_{\text{bit}}^{(q)} - 1)$ ：

首先置 $i = 0$ ；

如果 $i < M_{\text{bit}}^{(q)}$ ，且 $b^{(q)}(i) = x$ (ACK/NACK 和 RI 编码时会加入占位符 X)，

$$\text{则 } \tilde{b}^{(q)}(i) = 1；$$

否则，若 $b^{(q)}(i) = y$ (ACK/NACK 和 RI 编码时会加入重复占位符 X)，

$$\text{则 } \tilde{b}^{(q)}(i) = \tilde{b}^{(q)}(i-1)；$$

否则，若 $b^{(q)}(i)$ 为数据编码比特、信道质量编码比特、RI 编码比特、ACK/NACK 编码比特，

$$\text{则 } \tilde{b}^{(q)}(i) = (b^{(q)}(i) + c^{(q)}(i)) \bmod 2$$

然后 $i+1$ ；

(2) 调制

加扰后的比特块 $\tilde{b}^{(q)}(0), \dots, \tilde{b}^{(q)}(M_{\text{bit}}^{(q)} - 1)$ 将被调制成复值符号块 $d^{(q)}(0), \dots, d^{(q)}(M_{\text{symp}}^{(q)} - 1)$ 。PUSCH 可用的调制方式包括 QPSK、16QAM、64QAM。

(3) 变换预编码

为了获得单载波特性，将复值符号块 $d^{(q)}(0), \dots, d^{(q)}(M_{\text{symp}}^{(q)} - 1)$ 进行分组，分为 $M_{\text{symp}}/M_{\text{sc}}^{\text{PUSCH}}$ 组，每组对应一个 SC-FDMA 符号。每组的大小 $M_{\text{sc}}^{\text{PUSCH}} = M_{\text{RB}}^{\text{PUSCH}} \cdot N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ ，其中， $M_{\text{RB}}^{\text{PUSCH}}$ 是用户 PUSCH 所调用的 RB 数，且是 2、3、5 的倍数。变换预编码按照如下公式进行：

$$z(l \cdot M_{\text{sc}}^{\text{PUSCH}} + k) = \frac{1}{\sqrt{M_{\text{sc}}^{\text{PUSCH}}}} \sum_{i=0}^{M_{\text{sc}}^{\text{PUSCH}} - 1} d^{(\lambda)}(l \cdot M_{\text{sc}}^{\text{PUSCH}} + i) e^{-j \frac{2\pi i k}{M_{\text{sc}}^{\text{PUSCH}}}}$$

$$k = 0, \dots, M_{\text{sc}}^{\text{PUSCH}} - 1$$

$$l = 0, \dots, M_{\text{symp}}/M_{\text{sc}}^{\text{PUSCH}} - 1$$

预编码后形成复值调制符号块 $z(0), \dots, z(M_{\text{symp}} - 1)$ ，此过程实际上就是在 OFDM 调制之前在每个组内进行一个离散傅里叶变换（DFT），以达到上行单载波目的。

(4) RE 映射

复值调制符号块 $z(0), \dots, z(M_{\text{symp}} - 1)$ 将被乘以幅放大因子 β_{PUSCH} 以调整发送功率 P_{PUSCH} ，然后从 $z(0)$ 开始映射至分配给 PUSCH 传输的物理资源块中进行传输。映射的顺序是按先频域后时域的规则来进行的，即从子帧的第一个时隙开始，先是 k 的增加，然后是 l 的增加。

(5) 生成 SC-FDMA 信号：为每个天线端口生成复值时域的 SC-FDMA 符号。

4. PUCCH 处理流程

PUCCH 用于承载上行控制信息。PUCCH 永远不会与 PUSCH 同时传输，用户在没有 PUSCH 传输的上行子帧中，利用 PUCCH 传输与该用户下行数据相关的上行控制信息（UCI）。这些信息包括 ACK/NACK、CQI/PMI/RI 以及 SR。

由于 PUCCH 上可传输多种 UCI，因此存在多种 PUCCH 格式，不同的 PUCCH 格式对应不同的传输结构，以支持不同的信息传输。不同格式的 PUCCH 所采用的调制方式也不同。PUCCH 支持的格式如表 5-2 所示。

表 5-2 PUCCH 支持格式

PUCCH 格式	用途	调制方式	每子帧比特数 (M_{bit})
1	SR	N/A	N/A
1a	ACK/NACK	BPSK	1
1b	ACK/NACK	QPSK	2

2	CQI	QPSK	20
2a	CQI+ACK/NACK	QPSK+BPSK	21
2b	CQI+ACK/NACK	QPSK+QPSK	22
3	CQI+ACK/NACK	QPSK	48

所有的 PUCCH 格式在每一个符号中使用一个序列的循环移位, $n_{cs}^{cell}(n_s, l)$ 用来决定不同 PUCCH 格式的循环移位值。 $n_{cs}^{cell}(n_s, l)$ 随着符号序号 l 以及 n_s 按照下式进行变化:

$$n_{cs}^{cell}(n_s, l) = \sum_{i=0}^7 c(8N_{symb}^{UL} \cdot n_s + 8l + i) \cdot 2^i$$

伪随机序列 $c(i)$ 的产生将在后面有相应的描述。用于 PUCCH 的物理资源取决于由高层配置的两个参数 $N_{RB}^{(2)}$ 和 $N_{cs}^{(1)}$ 。 $N_{RB}^{(2)} \geq 0$ 表示每一个时隙中预留给 PUCCH 格式 2/2a/2b 传输的资源块数目。 $N_{cs}^{(1)}$ 表示格式 1/1a/1b 和 2/2a/2b 混合使用时, 格式 1/1a/1b 中的循环移位序号。在 $N_{cs}^{(1)}$ 是 Δ_{shift}^{PUCCH} 的整数倍, 取值范围为 $\{0, 1, \dots, 7\}$, Δ_{shift}^{PUCCH} 由高层配置。 $N_{cs}^{(1)} = 0$ 表示没有混合资源块。在一个时隙中一个资源块最多支持一次 1/1a/1b, 2/2a/2b 混合传输。用于 PUCCH 格式 1a/1b, 2/2a/2b 传输的资源分别由非负序号 $n_{PUCCH}^{(1, \tilde{p})}$

和 $n_{PUCCH}^{(2)} < N_{RB}^{(2)} N_{sc}^{RB} + \left\lceil \frac{N_{cs}^{(1)}}{8} \right\rceil \cdot (N_{sc}^{RB} - N_{cs}^{(1)} - 2)$, and $n_{PUCCH}^{(3, \tilde{p})}$ 分别表示。

(1) Format1/1A/1B

对于 PUCCH 格式 1, 信息由是否存在针对 UE 的 PUCCH 传输来承载。在下属的章节中, 对于 PUCCH 格式 1, 假设 $d(0)=1$ 。

对于 PUCCH 格式 1a 和 1b, 分别传输 1bit 或者 2bit。比特块将 $b(0), \dots, b(M_{bit}-1)$ 按照表 5-3 中的调制方式进行调制, 生成复值符号 $d(0)$ 。

表 5-3 PUCCH 格式 1a 和 1b 的调制符号 $d(0)$

PUCCH 格式	$b(0), \dots, b(M_{bit}-1)$	$d(0)$
1a	0	1
	1	-1
1b	00	1
	01	$-j$
	10	j
	11	-1

复值符号 $d(0)$ 将被乘以一个长度为 $N_{\text{seq}}^{\text{PUCCH}} = 12$ 的循环移位序列 $r_{u,v}^{(\alpha_{\tilde{p}})}(n)$ ，即：

$$y^{(\tilde{p})}(n) = \frac{1}{\sqrt{P}} d(0) \cdot r_{u,v}^{(\alpha_{\tilde{p}})}(n), \quad n = 0, 1, \dots, N_{\text{seq}}^{\text{PUCCH}} - 1$$

其中 $r_{u,v}^{(\alpha_{\tilde{p}})}(n)$ 按照后面第 6 点“参考信号”中第 (1) 点“参考信号产生”中描述的方式产生 ($M_{\text{sc}}^{\text{RS}} = N_{\text{seq}}^{\text{PUCCH}}$)，形成复值符号块 $y^{(\tilde{p})}(0), \dots, y^{(\tilde{p})}(N_{\text{seq}}^{\text{PUCCH}} - 1)$ ，复值符号块将使用正交序列 $S(n_s)$ 和 $w_{n_{\text{oc}}^{(\tilde{p})}}(i)$ 进行扩展，即

$$z^{(\tilde{p})}(m' \cdot N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}} \cdot N_{\text{seq}}^{\text{PUCCH}} + m \cdot N_{\text{seq}}^{\text{PUCCH}} + n) = S(n_s) \cdot w_{n_{\text{oc}}^{(\tilde{p})}}(m) \cdot y^{(\tilde{p})}(n)$$

其中，

$$m = 0, \dots, N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}} - 1$$

$$n = 0, \dots, N_{\text{seq}}^{\text{PUCCH}} - 1$$

$$m' = 0, 1$$

$$S(n_s) = \begin{cases} 1 & \text{if } n_{\tilde{p}}'(n_s) \bmod 2 = 0 \\ e^{j\pi/2} & \text{otherwise} \end{cases}$$

并且，对于正常 PUCCH 格式 1/1a/1b 的两个时隙， $N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}} = 4$ ，对于缩短 PUCCH 格式 1/1a/1b 的第一个时隙 $N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}} = 4$ ，第二个时隙 $N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}} = 3$ 。 $w_{n_{\text{oc}}^{(\tilde{p})}}(i)$ 由表 5-4 和表 5-5 给出。

表 5-4 $N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}} = 4$ 情况下的正交序列 $[w(0) \ \dots \ w(N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}} - 1)]$

序列序号 $n_{\text{oc}}^{(\tilde{p})}(n_s)$	正交序列 $[w(0) \ \dots \ w(N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}} - 1)]$
0	$[+1 \ +1 \ +1 \ +1]$
1	$[+1 \ -1 \ +1 \ -1]$
2	$[+1 \ -1 \ -1 \ +1]$

表 5-5 $N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}} = 3$ 情况下的正交序列 $[w(0) \ \dots \ w(N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}} - 1)]$

序列序号 $n_{\text{oc}}^{(\tilde{p})}(n_s)$	正交序列 $[w(0) \ \dots \ w(N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}} - 1)]$
0	$[1 \ 1 \ 1]$
1	$[1 \ e^{j2\pi/3} \ e^{j4\pi/3}]$

2	$\begin{bmatrix} 1 & e^{j4\pi/3} & e^{j2\pi/3} \end{bmatrix}$
---	---

用于 PUCCH 格式 1/1a /1 传输的资源由资源序号 $n_{\text{PUCCH}}^{(1,\tilde{p})}$ 确定，从而依照如下规则

确定正交序列序号 $n_{\text{oc}}^{(\tilde{p})}(n_s)$ 以及循环移位序号 $\alpha_{\tilde{p}}(n_s, l)$ ，即

$$n_{\text{oc}}^{(\tilde{p})}(n_s) = \begin{cases} \lfloor n'_{\tilde{p}}(n_s) \cdot \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} / N' \rfloor & \text{对于常规CP} \\ 2 \cdot \lfloor n'_{\tilde{p}}(n_s) \cdot \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} / N' \rfloor & \text{对于扩展CP} \end{cases}$$

$$\alpha_{\tilde{p}}(n_s, l) = 2\pi \cdot n_{\text{cs}}^{(\tilde{p})}(n_s, l) / N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$$

$$n_{\text{cs}}^{(\tilde{p})}(n_s, l) = \begin{cases} \left[\left(n_{\text{cs}}^{\text{cell}}(n_s, l) + \left(n'_{\tilde{p}}(n_s) \cdot \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} + (n_{\text{oc}}^{(\tilde{p})}(n_s) \bmod \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}) \right) \bmod N' \right) \bmod N_{\text{sc}}^{\text{RB}} \right] & \text{对于常规CP} \\ \left[\left(n_{\text{cs}}^{\text{cell}}(n_s, l) + \left(n'_{\tilde{p}}(n_s) \cdot \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} + n_{\text{oc}}^{(\tilde{p})}(n_s) / 2 \right) \bmod N' \right) \bmod N_{\text{sc}}^{\text{RB}} \right] & \text{对于扩展CP} \end{cases}$$

其中

$$N' = \begin{cases} N_{\text{cs}}^{(1)} & \text{如果 } n_{\text{PUCCH}}^{(1,\tilde{p})} < c \cdot N_{\text{cs}}^{(1)} / \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} \\ N_{\text{sc}}^{\text{RB}} & \text{其他} \end{cases}$$

$$c = \begin{cases} 3 & \text{对于常规CP} \\ 2 & \text{对于扩展CP} \end{cases}$$

用于指示映射到哪一个 PUCCH 上的资源序号分别分以下两种情况给出。

当 $n_s \bmod 2 = 0$ 时，

$$n'_{\tilde{p}}(n_s) = \begin{cases} n_{\text{PUCCH}}^{(1,\tilde{p})} & \text{if } n_{\text{PUCCH}}^{(1,\tilde{p})} < c \cdot N_{\text{cs}}^{(1)} / \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} \\ \left(n_{\text{PUCCH}}^{(1,\tilde{p})} - c \cdot N_{\text{cs}}^{(1)} / \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} \right) \bmod \left(c \cdot N_{\text{sc}}^{\text{RB}} / \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} \right) & \text{otherwise} \end{cases}$$

当 $n_s \bmod 2 = 1$ ，

$$n'_{\tilde{p}}(n_s) = \begin{cases} \left[\left(c \left(n'_{\tilde{p}}(n_s - 1) + 1 \right) \right) \bmod \left(c N_{\text{sc}}^{\text{RB}} / \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} + 1 \right) - 1 \right] & n_{\text{PUCCH}}^{(1,\tilde{p})} \geq c \cdot N_{\text{cs}}^{(1)} / \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} \\ \left[\left(h_{\tilde{p}} / c \right) + \left(h_{\tilde{p}} \bmod c \right) N' / \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} \right] & \text{otherwise} \end{cases}$$

式中， $h_{\tilde{p}} = \left(n'_{\tilde{p}}(n_s - 1) + d \right) \bmod \left(c N' / \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} \right)$ ，对常规 CP， $d = 2$ ，对扩展 CP， $d = 0$ 。

$\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}$ 由高层给出。

(2) Format 2/2A/2B

比特块 $b(0), \dots, b(19)$ 将使用 UE 专用扰码序列按照下式进行加扰，形成加扰比特块

$\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(19)$ ，

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

加扰比特块 $\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(19)$ 将使用 QPSK 调制方式形成复值调制符号

$d(0), \dots, d(9)$ 。

对每个用来 PUCCH 传输的天线端口 P ，每个复值符号 $d(0), \dots, d(9)$ 将被乘以一个长度为 $N_{\text{seq}}^{\text{PUCCH}} = 12$ 的循环移位序列 $r_{u,v}^{(\alpha_{\tilde{p}})}(n)$ 。

$$z^{(\tilde{p})}(N_{\text{seq}}^{\text{PUCCH}} \cdot n + i) = \frac{1}{\sqrt{P}} d(n) \cdot r_{u,v}^{(\alpha_{\tilde{p}})}(i)$$

$$n = 0, 1, \dots, 9$$

$$i = 0, 1, \dots, N_{\text{sc}}^{\text{RB}} - 1$$

其中 $r_{u,v}^{(\alpha_{\tilde{p}})}(n)$ 按照后面第 6 点“参考信号”中第 (1) 点“参考信号产生”中描述的方式

产生 ($M_{\text{sc}}^{\text{RS}} = N_{\text{seq}}^{\text{PUCCH}}$)

用于 PUCCH 格式 2/2a/2b 传输的资源由资源序号 $n_{\text{PUCCH}}^{(2,\tilde{p})}$ 确定，从而依照如下规则

确定循环移位值 $\alpha_{\tilde{p}}(n_s, l)$ ，即

$$\alpha_{\tilde{p}}(n_s, l) = 2\pi \cdot n_{\text{cs}}^{(\tilde{p})}(n_s, l) / N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$$

其中当 $n_s \bmod 2 = 0$ 时，

$$n_{\text{cs}}^{(\tilde{p})}(n_s, l) = (n_{\text{cs}}^{\text{cell}}(n_s, l) + n'_{\tilde{p}}(n_s)) \bmod N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$$

$$n'_{\tilde{p}}(n_s) = \begin{cases} n_{\text{PUCCH}}^{(2,\tilde{p})} \bmod N_{\text{sc}}^{\text{RB}} & \text{如果 } n_{\text{PUCCH}}^{(2,\tilde{p})} < N_{\text{sc}}^{\text{RB}} N_{\text{RB}}^{(2)} \\ (n_{\text{PUCCH}}^{(2,\tilde{p})} + N_{\text{cs}}^{(1)} + 1) \bmod N_{\text{sc}}^{\text{RB}} & \text{其他} \end{cases}$$

当 $n_s \bmod 2 = 1$ 时，

$$n'_{\tilde{p}}(n_s) = \begin{cases} \left[N_{\text{sc}}^{\text{RB}} (n'_{\tilde{p}}(n_s - 1) + 1) \right] \bmod (N_{\text{sc}}^{\text{RB}} + 1) - 1 & \text{if } n_{\text{PUCCH}}^{(2,\tilde{p})} < N_{\text{sc}}^{\text{RB}} N_{\text{RB}}^{(2)} \\ (N_{\text{sc}}^{\text{RB}} - 2 - n_{\text{PUCCH}}^{(2,\tilde{p})}) \bmod N_{\text{sc}}^{\text{RB}} & \text{otherwise} \end{cases}$$

PUCCH 格式 2a 和 2b 仅仅在使用常规 CP 时被支持，其比特 $b(20), \dots, b(M_{\text{bit}} - 1)$ 将按表 5-6 进行调制，形成一个调制符号 $d(10)$ ，用于产生 PUCCH 格式 2a 和 2b 的参考信号。

表 5-6 PUCCH 格式 2a 和 2b 的调制符号 $d(10)$

PUCCH format	$b(20), \dots, b(M_{\text{bit}} - 1)$	$d(10)$
2a	0	1
	1	-1
2b	00	1
	01	$-j$
	10	j
	11	-1

(3) Format 3

比特块 $b(0), \dots, b(M_{\text{bit}} - 1)$ 将使用 UE 专用扰码序列按照下式进行加扰，形成加扰比

特块 $\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(M_{\text{bit}} - 1)$ ，即： $\tilde{b}(i) = (b(i) + c(i)) \bmod 2$

$\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(M_{\text{bit}} - 1)$ 将使用 QPSK 调制方式形成复值调制符号 $d(0), \dots, d(M_{\text{symb}} - 1)$ 。其

中 $M_{\text{symb}} = M_{\text{bit}} / 2 = 2N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$

复值符号 $d(0), \dots, d(M_{\text{symb}} - 1)$ 将被乘以正交序列 $w_{n_{\text{oc}}}^{(\tilde{p})}(i)$ 进行扩频，

$$y_n^{(\tilde{p})}(i) = \begin{cases} w_{n_{\text{oc}},0}^{(\tilde{p})}(\bar{n}) \cdot d(i) & n < N_{\text{SF},0}^{\text{PUCCH}} \\ w_{n_{\text{oc}},1}^{(\tilde{p})}(\bar{n}) \cdot d(N_{\text{sc}}^{\text{RB}} + i) & \text{其他} \end{cases}$$

$$\bar{n} = n \bmod N_{\text{SF},0}^{\text{PUCCH}}$$

$$n = 0, \dots, N_{\text{SF},0}^{\text{PUCCH}} + N_{\text{SF},1}^{\text{PUCCH}} - 1$$

$$i = 0, 1, \dots, N_{\text{sc}}^{\text{RB}} - 1$$

式中，对于正常 PUCCH 格式 3 的两个时隙， $N_{\text{SF},0}^{\text{PUCCH}} = N_{\text{SF},1}^{\text{PUCCH}} = 5$ ，对于缩短

PUCCH 格式 3 的第一个时隙 $N_{\text{SF},0}^{\text{PUCCH}} = 5$ ，第二个时隙 $N_{\text{SF},1}^{\text{PUCCH}} = 4$ 。 $w_{n_{\text{oc}},0}^{(\tilde{p})}(i)$ 和 $w_{n_{\text{oc}},1}^{(\tilde{p})}(i)$ 由表 5-7 给出：

表 5-7 正交序列 $w_{n_{\text{oc}}}(i)$

序列序号 n_{oc}	正交序列 $[w_{n_{\text{oc}}}(0) \ \dots \ w_{n_{\text{oc}}}(N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}} - 1)]$	
	$N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}} = 5$	$N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}} = 4$
0	$[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]$	$[+1 \ +1 \ +1 \ +1]$
1	$[1 \ e^{j2\pi/5} \ e^{j4\pi/5} \ e^{j6\pi/5} \ e^{j8\pi/5}]$	$[+1 \ -1 \ +1 \ -1]$
2	$[1 \ e^{j4\pi/5} \ e^{j8\pi/5} \ e^{j2\pi/5} \ e^{j6\pi/5}]$	$[+1 \ -1 \ -1 \ +1]$
3	$[1 \ e^{j6\pi/5} \ e^{j2\pi/5} \ e^{j8\pi/5} \ e^{j4\pi/5}]$	$[+1 \ +1 \ -1 \ -1]$
4	$[1 \ e^{j8\pi/5} \ e^{j6\pi/5} \ e^{j4\pi/5} \ e^{j2\pi/5}]$	-

用于 PUCCH 格式 3 传输的资源由资源序号 $n_{\text{PUCCH}}^{(3,\tilde{p})}$ 确定，从而依照如下规则确定

序号 $n_{\text{oc},0}^{(\tilde{p})}$ 和 $n_{\text{oc},1}^{(\tilde{p})}$ ，即

$$n_{\text{oc},0}^{(\tilde{p})} = f_0(n_{\text{PUCCH}}^{(3,\tilde{p})}, n_s)$$

$$n_{\text{oc},1}^{(\tilde{p})} = f_1(n_{\text{PUCCH}}^{(3,\tilde{p})}, n_s)$$

每个复值符号将按照下式进行循环移位，即

$$\tilde{y}_n^{(\tilde{p})}(i) = y_n^{(\tilde{p})}((i + n_{\text{cs}}^{\text{cell}}(n_s, l)) \bmod N_{\text{sc}}^{\text{RB}})$$

$n_{\text{cs}}^{\text{cell}}(n_s, l)$ 用来决定不同 PUCCH 格式的循环移位值, n_s 为时隙序号, l 为 SC-FDMA 符号序号。

移位后的复值符号块将按照下式进行变换预编码, 即

$$z^{(\tilde{p})}(n \cdot N_{\text{sc}}^{\text{RB}} + k) = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{sc}}^{\text{RB}}}} \sum_{i=0}^{N_{\text{sc}}^{\text{RB}}-1} \tilde{y}_n^{(\tilde{p})}(i) e^{-j \frac{2\pi i k}{N_{\text{sc}}^{\text{RB}}}}$$

$$k = 0, \dots, N_{\text{sc}}^{\text{RB}} - 1$$

$$n = 0, \dots, N_{\text{SF},0}^{\text{PUCCH}} + N_{\text{SF},1}^{\text{PUCCH}} - 1$$

从而得到复值符号块 $z^{(\tilde{p})}(0), \dots, z^{(\tilde{p})}((N_{\text{SF},0}^{\text{PUCCH}} + N_{\text{SF},1}^{\text{PUCCH}})N_{\text{sc}}^{\text{RB}} - 1)$ 。

(4) PUCCH RE 映射

复值符号块 $z^{(\tilde{p})}(i)$ 将被乘上一个幅度缩放因子 β_{PUCCH} , 并从 $z^{(\tilde{p})}(0)$ 开始映射至分配给 PUSCH 传输的物理资源块中进行传输, 向没有用于传输参考信号的 RE (k, l) 映射。从子帧的第一个时隙开始, 按照如下各个维度进行, 先是 k 的增加, 然后是 l 的增加, 最后是时隙序号。

在时隙 n_s 中用于传输 PUCCH 的物理资源块由下式给定, 即

$$n_{\text{PRB}} = \begin{cases} \left\lfloor \frac{m}{2} \right\rfloor & \text{如果 } (m + n_s \bmod 2) \bmod 2 = 0 \\ N_{\text{RB}}^{\text{UL}} - 1 - \left\lfloor \frac{m}{2} \right\rfloor & \text{如果 } (m + n_s \bmod 2) \bmod 2 = 1 \end{cases}$$

其中, m 的值由 PUCCH 的格式决定。

对于格式 1/1a / 1b,

$$m = \begin{cases} N_{\text{RB}}^{(2)} & \text{如果 } n_{\text{PUCCH}}^{(1, \tilde{p})} < c \cdot N_{\text{cs}}^{(1)} / \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} \\ \left\lfloor \frac{n_{\text{PUCCH}}^{(1, \tilde{p})} - c \cdot N_{\text{cs}}^{(1)} / \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}}{c \cdot N_{\text{sc}}^{\text{RB}} / \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}} \right\rfloor + N_{\text{RB}}^{(2)} + \left\lceil \frac{N_{\text{cs}}^{(1)}}{8} \right\rceil & \text{其他} \end{cases}$$

$$c = \begin{cases} 3 & \text{常规CP} \\ 2 & \text{扩展CP} \end{cases}$$

对于格式 2/ 2a / 2b, $m = \left\lfloor n_{\text{PUCCH}}^{(2, \tilde{p})} / N_{\text{sc}}^{\text{RB}} \right\rfloor$

对于格式 3, $m = \left\lfloor n_{\text{PUCCH}}^{(3, \tilde{p})} / N_{\text{SF},0}^{\text{PUCCH}} \right\rfloor$

调制符号到 PUCCH 的映射关系如图 5-11 所示。

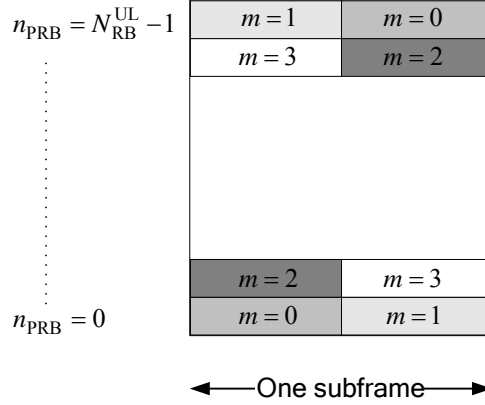


图 5-11 调制符号到 PUCCH 物理资源块的映射

5. PRACH 处理流程

PRACH 用于承载随机接入前导（Preamble）序列的发送，基站通过序列的检测以及后续的信令交流，建立起上行同步。随机接入前导格式、前导序列的产生、随机接入过程在后续 6.2 章节有详细描述，这里就不再描述了。

6. 上行参考信号

上行支持以下两种类型的参考信号（Reference Signal, RS）

- （1）解调参考信号：与 PUSCH 或者 PUCCH 传输有关。
- （2）探测用参考信号：与 PUSCH 或者 PUCCH 传输有关。

解调用参考信号和探测用参考信号使用相同的基序列集合。

（1）参考信号序列产生

参考信号序列 $r_{u,v}^{(\alpha)}(n)$ 为基序列 $\bar{r}_{u,v}(n)$ 的循环移位，按照下式进行，即

$$r_{u,v}^{(\alpha)}(n) = e^{j\alpha n} \bar{r}_{u,v}(n), \quad 0 \leq n < M_{sc}^{RS}$$

其中 $M_{sc}^{RS} = mN_{sc}^{RB}$ 是参考信号序列的长度，且 $1 \leq m \leq N_{RB}^{\max, UL}$ 。可以从一个基序列使用不同的循环移位 α ，定义多个参考信号序列。

基序列 $\bar{r}_{u,v}(n)$ 分为 30 组， $u \in \{0, 1, \dots, 29\}$ 表示组号， v 为组内基序列编号，使得每组在 $1 \leq m \leq 5$ 情况下包含一个基序列 $v = 0$ ，长度为 $M_{sc}^{RS} = mN_{sc}^{RB}$ ；在 $6 \leq m \leq N_{RB}^{\max, UL}$ 情况下包含两个基序列 $v = 0, 1$ ，每一个长度为 $M_{sc}^{RS} = mN_{sc}^{RB}$ 。序列组号 u 以及组内序号 v 随着时间变化，从而保证了小区间干扰随机化，具体变化规律将在基序列组跳频和序列跳频部分进行详细描述。

基序列 $\bar{r}_{u,v}(0), \dots, \bar{r}_{u,v}(M_{sc}^{RS} - 1)$ 的产生取决于序列的长度 M_{sc}^{RS} 。

- ① 长度为 $3N_{sc}^{RB}$ 或者更长的基序列。如果 $M_{sc}^{RS} \geq 3N_{sc}^{RB}$ ，基序列

$\bar{r}_{u,v}(0), \dots, \bar{r}_{u,v}(M_{sc}^{RS} - 1)$ 由下式产生：

$$\bar{r}_{u,v}(n) = x_q(n \bmod N_{sc}^{RB}), \quad 0 \leq n < M_{sc}^{RS}$$

其中第 q 个 Zadoff-Chu 序列定义为：

$$x_q(m) = e^{-j \frac{\pi q m(m+1)}{N_{\text{ZC}}^{\text{RS}}}}, \quad 0 \leq m \leq N_{\text{ZC}}^{\text{RS}} - 1$$

其中, $q = \lfloor \bar{q} + 1/2 \rfloor + v \cdot (-1)^{\lfloor 2\bar{q} \rfloor}$
 $\bar{q} = N_{\text{ZC}}^{\text{RS}} \cdot (u+1)/31$

Zadoff-Chu 序列的长度 $N_{\text{ZC}}^{\text{RS}}$ 取值为满足 $N_{\text{ZC}}^{\text{RS}} < M_{\text{sc}}^{\text{RS}}$ 的最大素数。

②长度小于 $3N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 的基序列。当 $M_{\text{sc}}^{\text{RS}} = N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 或者 $M_{\text{sc}}^{\text{RS}} = 2N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 时, 基序列的产生由下式给出：

$$\bar{r}_{u,v}(n) = e^{j\varphi(n)\pi/4}, \quad 0 \leq n \leq M_{\text{sc}}^{\text{RS}} - 1$$

其中 $\varphi(n)$ 的取值见 TS36.211 的表 5.5.1.2-1 和表 5.5.1.2-2。

③基序列组跳频 (Group hopping)

时隙 n_s 所采用的基序列组 u 定义为组跳频图案 $f_{\text{gh}}(n_s)$ 和序列移位图案 f_{ss} 的函数,

即:
$$u = (f_{\text{gh}}(n_s) + f_{\text{ss}}) \bmod 30$$

系统中有 17 种跳频图案和 30 种序列移位图案对应 504 个小区识别号。基序列组跳频与否通过高层来配置。PUCCH 和 PUSCH 使用相同的跳频图案和不同的序列移位图案, 保证了相邻小区 PUCCH 采用不同的 Zadoff-Chu 序列, PUSCH 在一些特殊情况下相邻小区 PUSCH 参考信号可以采用相同的 Zadoff-Chu 序列。

组跳频图案 $f_{\text{gh}}(n_s)$ 对 PUSCH 和 PUCCH 是相同的, 由下式决定:

$$f_{\text{gh}}(n_s) = \begin{cases} 0 & \text{如果组跳频关闭} \\ \left(\sum_{i=0}^7 c(8n_s + i) \cdot 2^i \right) \bmod 30 & \text{如果组跳频开启} \end{cases}$$

其中, $c(i)$ 表示伪随机序列, 在每个无线帧起始时刻进行初始化 $c_{\text{init}} = \left\lfloor \frac{N_{\text{ID}}^{\text{cell}}}{30} \right\rfloor$ 。

序列移位图案 f_{ss} 对于 PUCCH 和 PUSCH 是不同的。

对于 PUCCH, 序列移位图案定义为 :

$$f_{\text{ss}}^{\text{PUCCH}} = N_{\text{ID}}^{\text{cell}} \bmod 30$$

对于 PUSCH, 序列移位图案定义为:

$$f_{\text{ss}}^{\text{PUSCH}} = (f_{\text{ss}}^{\text{PUCCH}} + \Delta_{\text{ss}}) \bmod 30,$$

其中 $\Delta_{\text{ss}} \in \{0, 1, \dots, 29\}$ 由高层配置。

④序列跳频

序列跳频仅适用于参考符号长度 $M_{\text{sc}}^{\text{RS}} \geq 6N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 的情况。对于 $M_{\text{sc}}^{\text{RS}} < 6N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$, 组内基序号

列编号为 $v = 0$; 对于 $M_{\text{sc}}^{\text{RS}} \geq 6N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$, 时隙 n_s 的组内基序列编号 v 定义为:

$$v = \begin{cases} c(n_s) & \text{如果组跳频关闭且序列跳频开启} \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

其中， $c(i)$ 表示伪随机序列，在每个无线帧起始时刻进行初始化

$$c_{\text{init}} = \left\lfloor \frac{N_{\text{ID}}^{\text{cell}}}{30} \right\rfloor \cdot 2^5 + f_{\text{ss}}^{\text{PUSCH}}。$$

（2）上行解调参考信号

上行解调参考信号包括 PUSCH 解调参考信号和 PUCCH 解调参考信号两种，分别用于 PUSCH 和 PUCCH 的相关解调，根据不同物理信道特征，两种解调参考信号在序列设计和资源映射上存在一定差异。

①PUSCH 解调参考信号

PUSCH 使用的解调参考序列 $r_{\text{PUSCH}}^{(\lambda)}(\cdot)$ 和层 $\lambda \in \{0, 1, \dots, \nu-1\}$ 有关，定义为

$$r_{\text{PUSCH}}^{(\lambda)}(m \cdot M_{\text{sc}}^{\text{RS}} + n) = w^{(\lambda)}(m) r_{u,v}^{(\alpha_\lambda)}(n)$$

其中

$$\begin{aligned} m &= 0, 1 \\ n &= 0, \dots, M_{\text{sc}}^{\text{RS}} - 1 \\ M_{\text{sc}}^{\text{RS}} &= M_{\text{sc}}^{\text{PUSCH}} \end{aligned}$$

序列 $r_{u,v}^{(\alpha_\lambda)}(0), \dots, r_{u,v}^{(\alpha_\lambda)}(M_{\text{sc}}^{\text{RS}} - 1)$ 在第(1)点参考序列的产生中已经描述。对 DCI format

0，如果高层参数 *Activate-DMRS-with OCC* 没有设置，那么 $w^{(\lambda)}(m)$ 由下式决定：

$$\begin{bmatrix} w^{(\lambda)}(0) & w^{(\lambda)}(1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}$$

否则， $w^{(\lambda)}(m)$ 由下表 5-8 决定。

表 5-8 上行相关 DCI format [3] 循环移位域到 $n_{\text{DMRS}, \lambda}^{(2)}$ 和 $\begin{bmatrix} w^{(\lambda)}(0) & w^{(\lambda)}(1) \end{bmatrix}$ 的映射

上行相关 DCI format [3] 循环移位域	$n_{\text{DMRS}, \lambda}^{(2)}$				$\begin{bmatrix} w^{(\lambda)}(0) & w^{(\lambda)}(1) \end{bmatrix}$			
	$\lambda = 0$	$\lambda = 1$	$\lambda = 2$	$\lambda = 3$	$\lambda = 0$	$\lambda = 1$	$\lambda = 2$	$\lambda = 3$
000	0	6	3	9	$\begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & -1 \end{bmatrix}$
001	6	0	9	3	$\begin{bmatrix} 1 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}$
010	3	9	6	0	$\begin{bmatrix} 1 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}$
011	4	10	7	1	$\begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}$
100	2	8	5	11	$\begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}$

101	8	2	11	5	$[1 \ -1]$	$[1 \ -1]$	$[1 \ -1]$	$[1 \ -1]$
110	10	4	1	7	$[1 \ -1]$	$[1 \ -1]$	$[1 \ -1]$	$[1 \ -1]$
111	9	3	0	6	$[1 \ 1]$	$[1 \ 1]$	$[1 \ -1]$	$[1 \ -1]$

时隙 n_s 内循环移位 α_λ 由 $\alpha_\lambda = 2m_{cs,\lambda}/12$ 决定，同时

$$n_{cs,\lambda} = (n_{DMRS}^{(1)} + n_{DMRS,\lambda}^{(2)} + n_{PN}(n_s)) \bmod 12$$

式中， $n_{DMRS}^{(1)}$ 由上层提供的 *cyclicShift* 的参数根据下表 5-9 决定， $n_{DMRS,\lambda}^{(2)}$ 由指示最近的 DCI format [3] 的 DMRS Field 的循环移位决定，见上表 5-8 。

$n_{PN}(n_s)$ 由下式决定，

$$n_{PN}(n_s) = \sum_{i=0}^7 c(8N_{\text{symb}}^{\text{UL}} \cdot n_s + i) \cdot 2^i$$

其中， $c(i)$ 表示伪随机序列，在每个无线帧起始时刻进行初始化

$$c_{\text{init}} = \left\lfloor \frac{N_{\text{ID}}^{\text{cell}}}{30} \right\rfloor \cdot 2^5 + f_{\text{ss}}^{\text{PUSCH}}。$$

表 5-9 $n_{DMRS}^{(1)}$ 取值

循环移位	$n_{DMRS}^{(1)}$
0	0
1	2
2	3
3	4
4	6
5	8
6	9
7	10

参考信号矢量将按照下式进行预变换：

$$\begin{bmatrix} \tilde{r}_{\text{PUSCH}}^{(0)} \\ \vdots \\ \tilde{r}_{\text{PUSCH}}^{(P-1)} \end{bmatrix} = W \begin{bmatrix} r_{\text{PUSCH}}^{(0)} \\ \vdots \\ r_{\text{PUSCH}}^{(\nu-1)} \end{bmatrix}$$

其中 P 为用于 PUSCH 传输的天线端口数目。

对于单天线端口 PUSCH 传输， $P=1$, $W=1$ and $\nu=1$ 。

对于 $P=2$ 或 $P=4$ ，预编码的矢量 W 见 TS36.211 的 5.3.3A.2 节的相关表格。

序列 $\tilde{r}_{\text{PUSCH}}^{(\tilde{p})}(\cdot)$ 将被乘以一个幅度缩放因子 β_{PUSCH} ，然后从 $\tilde{r}_{\text{PUSCH}}^{(\tilde{p})}(0)$ 开始映射到用于对应 PUSCH 传输的相同的资源块集合中。向一个子帧中的 RE(k,l) 的映射，对于常规 CP， $l=3$ ，对于扩展 CP， $l=2$ ，按照每一个维度的增序进行考虑，先考虑维度 k ，

然后是时隙。

②PUCCH 解调参考信号

PUCCH 使用的解调参考信号序列 $r_{\text{PUCCH}}^{(\tilde{p})}(\cdot)$ 定义为

$$r_{\text{PUCCH}}^{(\tilde{p})}(m'N_{\text{RS}}^{\text{PUCCH}}M_{\text{sc}}^{\text{RS}} + mM_{\text{sc}}^{\text{RS}} + n) = \bar{w}^{(\tilde{p})}(m)z(m)r_{u,v}^{(\alpha_{\tilde{p}})}(n)$$

其中，

$$\begin{aligned} m &= 0, \dots, N_{\text{RS}}^{\text{PUCCH}} - 1 \\ n &= 0, \dots, M_{\text{sc}}^{\text{RS}} - 1 \\ m' &= 0, 1 \end{aligned}$$

对于 PUCCH 格式 2a 和 2b, 当 $m=1$ 时, $z(m)$ 等于 $d(10)$, 对其他情况, $z(m)=1$.

长度 $M_{\text{sc}}^{\text{RS}}=12$ 的序列 $r_{u,v}^{(\alpha_{\tilde{p}})}(n)$ 的循环移位值 $\alpha_{\tilde{p}}$ 取决于不同 PUCCH 格式。

对于 PUCCH 格式 1/1a / 1b, $\alpha_{\tilde{p}}(n_s, l)$ 由下式决定:

$$\begin{aligned} \bar{n}_{\text{oc}}^{(\tilde{p})}(n_s) &= \lfloor n'_{\tilde{p}}(n_s) \cdot \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} / N' \rfloor \\ \alpha_{\tilde{p}}(n_s, l) &= 2\pi \cdot \bar{n}_{\text{cs}}^{(\tilde{p})}(n_s, l) / N_{\text{sc}}^{\text{RB}} \\ \bar{n}_{\text{cs}}^{(\tilde{p})}(n_s, l) &= \begin{cases} \left[n_{\text{cs}}^{\text{cell}}(n_s, l) + (n'_{\tilde{p}}(n_s) \cdot \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} + (\bar{n}_{\text{oc}}^{(\tilde{p})}(n_s) \bmod \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}})) \bmod N' \right] \bmod N_{\text{sc}}^{\text{RB}} & \text{常规CP} \\ \left[n_{\text{cs}}^{\text{cell}}(n_s, l) + (n'_{\tilde{p}}(n_s) \cdot \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} + \bar{n}_{\text{oc}}^{(\tilde{p})}(n_s)) \bmod N' \right] \bmod N_{\text{sc}}^{\text{RB}} & \text{扩展CP} \end{cases} \end{aligned}$$

其中 $n'_{\tilde{p}}(n_s)$ 、 N' 、 $\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}$ 、 $n_{\text{cs}}^{\text{cell}}(n_s, l)$ 的定义参见第 4 点 PUCCH 处理流程中的

第(1)点中的定义。每一个时隙中的参考符号个数 $N_{\text{RS}}^{\text{PUCCH}}$ 以及序列 $\bar{w}(n)$ 由表 5-10 和表 5-11 给出。

对于格式 2/2a / 2b, $\alpha_{\tilde{p}}(n_s, l)$ 第 4 点 PUCCH 处理流程中的第 (2) 点中的定义。每一个时隙中的参考符号个数 $N_{\text{RS}}^{\text{PUCCH}}$ 以及序列 $\bar{w}(n)$ 由表 5-10 和表 5-12 给出。

对于格式 3, $\alpha_{\tilde{p}}(n_s, l)$ 由下式给出:

$$\begin{aligned} \alpha_{\tilde{p}}(n_s, l) &= 2\pi \cdot n_{\text{cs}}^{(\tilde{p})}(n_s, l) / N_{\text{sc}}^{\text{RB}} \\ n_{\text{cs}}^{(\tilde{p})}(n_s, l) &= (n_{\text{cs}}^{\text{cell}}(n_s, l) + n'_{\tilde{p}}(n_s)) \bmod N_{\text{sc}}^{\text{RB}} \\ n'_{\tilde{p}}(n_s) &= f(n_{\text{PUCCH}}^{(3, \tilde{p})}) \end{aligned}$$

每一个时隙中的参考符号个数 $N_{\text{RS}}^{\text{PUCCH}}$ 以及序列 $\bar{w}(n)$ 由表 5-10 和表 5-12 给出。

表 5-10 每个时隙中的 PUCCH 解调参考符号个数 $N_{\text{RS}}^{\text{PUCCH}}$

PUCCH 格式	正常 CP	扩展 CP
1, 1a, 1b	3	2
2, 3	2	1

2a, 2b	2	N/A
--------	---	-----

表 5-11 PUCCH 格式 1/1a/1b 的正交序列 $[\bar{w}^{(\tilde{p})}(0) \dots \bar{w}^{(\tilde{p})}(N_{\text{RS}}^{\text{PUCCH}} - 1)]$

序列序号 $\bar{n}_{\text{oc}}^{(\tilde{p})}(n_s)$	常规 CP	扩展 CP
0	$[1 \ 1 \ 1]$	$[1 \ 1]$
1	$[1 \ e^{j2\pi/3} \ e^{j4\pi/3}]$	$[1 \ -1]$
2	$[1 \ e^{j4\pi/3} \ e^{j2\pi/3}]$	N/A

表 5-12 PUCCH 格式 2/2a/2b 和格式 3 的正交序列 $[\bar{w}^{(\tilde{p})}(0) \dots \bar{w}^{(\tilde{p})}(N_{\text{RS}}^{\text{PUCCH}} - 1)]$

常规 CP	扩展 CP
$[1 \ 1]$	$[1]$

序列 $r_{\text{PUCCH}}^{(\tilde{p})}(\cdot)$ 将被乘以一个幅度缩放因子 β_{PUCCH} ，然后从 $r_{\text{PUCCH}}^{(\tilde{p})}(0)$ 开始映射到 $\text{RE}^{(k,l)}$ 上，映射按照每一个维度的增序进行，先考虑维度 k ，然后是 l ，最后是时隙。其中 k 的取值使用对应的 PUCCH 传输相同的集合。 l 值的取值见表 5-13。

表 5-13 不同 PUCCH 格式下解调参考信号的位置

PUCCH 格式	l 取值集合	
	常规 CP	扩展 CP
1, 1a, 1b	2, 3, 4	2, 3
2, 3	1, 5	3
2a, 2b	1, 5	N/A

(3) 上行探测用参考信号

上行探测用参考信号用于上行信道质量的测量，用于支持频率选择性调度、功率控制和定时提前等功能。在 TD-LTE 系统中，根据 TDD 上下行信道对称性，上行探测参考信号也可以用于下行信道信息的获取。

上行探测参考信号序列定义为 $r_{\text{SRS}}^{(\tilde{p})}(n) = r_{u,v}^{(\alpha_{\tilde{p}})}(n)$ ， u 为第 6 点“参考信号”中的第③点“基序列组跳频”的定义， v 第 6 点“参考信号”中的第④点“序列跳频”的定义。循环移位 $\alpha_{\tilde{p}}$ 由下式给出：

$$\alpha_{\tilde{p}} = 2\pi \frac{n_{\text{SRS}}^{\text{cs}, \tilde{p}}}{8}$$

$n_{\text{SRS}}^{\text{cs}, \tilde{p}} = \{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7\}$ 由高层为每个 UE 配置。

该序列在进行物理资源映射之前需要乘以相应的幅度因子 β_{SRS} ，然后在天线端口 p 上从 $r_{\text{SRS}}^{(\tilde{p})}(0)$ 开始映射到相应的资源单元 (k, l) 。

$$a_{2k'+k_0,l}^{(p)} = \begin{cases} \beta_{\text{SRS}} r_{\text{SRS}}^{(\tilde{p})}(k') & k'=0,1,\dots,M_{\text{sc},b}^{\text{RS}}-1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

期中 k_0 表示上行探测参考信号的频域起始值， $M_{\text{sc},b}^{\text{RS}}$ 是上行探测参考信号的长度，且

$$M_{\text{sc},b}^{\text{RS}} = m_{\text{SRS},b} N_{\text{sc}}^{\text{RB}} / 2$$

在 UpPTS 上,当重新配置由高层提供的小区专属参数 srsMaxUpPts 时, $m_{\text{SRS},0}$ 将重新配置为 $m_{\text{SRS},0}^{\text{max}} = \max_{c \in C} \{m_{\text{SRS},0}^c\} \leq (N_{\text{RB}}^{\text{UL}} - 6N_{\text{RA}})$, 否则如果重新配置指示为禁止, 则 $m_{\text{SRS},0}^{\text{max}} = m_{\text{SRS},0}$, 每一种上行带宽配置 $N_{\text{RB}}^{\text{UL}}$ 对应的 $m_{\text{SRS},b}$, 具体见表 5-14 至表 5-17, 小区参量“SRS 带宽配置”和 UE 参量“SRS 带宽” B_{SRS} 由高层决定, 例如 $b = B_{\text{SRS}}$ 。

频域 k_0 起始位置定义为

$$k_0 = k'_0 + \sum_{b=0}^{B_{\text{SRS}}} 2M_{\text{sc},b}^{\text{RS}} n_b$$

期中对于常规上行子帧 k'_0 定义为

$$k'_0 = \left(\lfloor N_{\text{RB}}^{\text{UL}} / 2 \rfloor - m_{\text{SRS},0} / 2 \right) N_{\text{sc}}^{\text{RB}} + k_{\text{TC}} \quad k_{\text{TC}} \in \{0,1\}$$

在 UpPTS 上, k'_0 定义为

$$k'_0 = \begin{cases} (N_{\text{RB}}^{\text{UL}} - m_{\text{SRS},0}^{\text{max}}) N_{\text{sc}}^{\text{RB}} + k_{\text{TC}} & \text{if } ((n_{\text{f}} \bmod 2) \times (2 - N_{\text{SP}}) + n_{\text{hf}}) \bmod 2 = 0 \\ k_{\text{TC}} & \text{otherwise} \end{cases}$$

n_{hf} 在 UpPTS 的前半帧时为 0 或者在 UpPTS 的后半帧时为 1。 n_b 是对应于每个“SRS 带宽” b 的频域位置索引。这些都是由高层配置的 UE 参数。

为了配置 SRS 的跳频模式, SRS 的跳频带宽 $b_{\text{hop}} \in \{0,1,2,3\}$ 由高层决定。如果不采用 SRS 跳频, 则

$$n_b = \lfloor 4n_{\text{RRC}} / m_{\text{SRS},b} \rfloor \bmod N_b$$

其中, n_{RRC} 由高层为每个 UE 分别配置; 如果采用 SRS 跳频, 则

$$n_b = \begin{cases} \lfloor 4n_{\text{RRC}} / m_{\text{SRS},b} \rfloor \bmod N_b & b \leq b_{\text{hop}} \\ \{F_b(n_{\text{SRS}}) + \lfloor 4n_{\text{RRC}} / m_{\text{SRS},b} \rfloor\} \bmod N_b & \text{其他} \end{cases}$$

其中 N_b 的取值见表 5-14 至 5-17。

$$F_b(n_{\text{SRS}}) = \begin{cases} (N_b/2) \left\lfloor \frac{n_{\text{SRS}} \bmod \Pi_{b'=b_{\text{hop}}}^b N_{b'}}{\Pi_{b'=b_{\text{hop}}}^{b-1} N_{b'}} \right\rfloor + \left\lfloor \frac{n_{\text{SRS}} \bmod \Pi_{b'=b_{\text{hop}}}^b N_{b'}}{2 \Pi_{b'=b_{\text{hop}}}^{b-1} N_{b'}} \right\rfloor & N_b \text{ 为偶数} \\ \lfloor N_b/2 \rfloor \lfloor n_{\text{SRS}} / \Pi_{b'=b_{\text{hop}}}^{b-1} N_{b'} \rfloor & N_b \text{ 为奇数} \end{cases}$$

这里无论 N_b 取值为何, $N_{b_{\text{hop}}} = 1$

$$n_{\text{SRS}} = \begin{cases} 2N_{\text{SP}}n_{\text{f}} + 2(N_{\text{SP}} - 1) \left\lfloor \frac{n_{\text{s}}}{10} \right\rfloor + \left\lfloor \frac{T_{\text{offset}}}{T_{\text{offset_max}}} \right\rfloor, & \text{TDD系统 2 ms SRS 周期} \\ \lfloor (n_{\text{f}} \times 10 + \lfloor n_{\text{s}}/2 \rfloor) / T_{\text{SRS}} \rfloor, & \text{其他} \end{cases}$$

其中, 表示累计

SRS 的传输数目; T_{SRS} 表示 SRS 传输周期; 上行测量参考信号在普通上行子帧的最后一个符号传输, UpPTS 的两个符号都可用于传输。

表 5-14 当上行带宽 $6 \leq N_{\text{RB}}^{\text{UL}} \leq 40$ 时, $m_{\text{SRS},b}$ 和 N_b ($b=0,1,2,3$) 的取值

SRS 带宽配置 置 C_{SRS}	SRS 带宽 $B_{\text{SRS}} = 0$		SRS 带宽 $B_{\text{SRS}} = 1$		SRS 带宽 $B_{\text{SRS}} = 2$		SRS 带宽 $B_{\text{SRS}} = 3$	
	$m_{\text{SRS},0}$	N_0	$m_{\text{SRS},1}$	N_1	$m_{\text{SRS},2}$	N_2	$m_{\text{SRS},3}$	N_3
0	36	1	12	3	4	3	4	1
1	32	1	16	2	8	2	4	2
2	24	1	4	6	4	1	4	1
3	20	1	4	5	4	1	4	1
4	16	1	4	4	4	1	4	1
5	12	1	4	3	4	1	4	1
6	8	1	4	2	4	1	4	1
7	4	1	4	1	4	1	4	1

表 5-15 当上行带宽 $40 < N_{\text{RB}}^{\text{UL}} \leq 60$ 时, $m_{\text{SRS},b}$ 和 N_b ($b=0,1,2,3$) 的取值

SRS 带宽配置 C_{SRS}	SRS 带宽 $B_{\text{SRS}} = 0$		SRS 带宽 $B_{\text{SRS}} = 1$		SRS 带宽 $B_{\text{SRS}} = 2$		SRS 带宽 $B_{\text{SRS}} = 3$	
	$m_{\text{SRS},0}$	N_0	$m_{\text{SRS},1}$	N_1	$m_{\text{SRS},2}$	N_2	$m_{\text{SRS},3}$	N_3
0	48	1	24	2	12	2	4	3
1	48	1	16	3	8	2	4	2
2	40	1	20	2	4	5	4	1
3	36	1	12	3	4	3	4	1
4	32	1	16	2	8	2	4	2
5	24	1	4	6	4	1	4	1
6	20	1	4	5	4	1	4	1
7	16	1	4	4	4	1	4	1

表 5-16 当上行带宽 $60 < N_{\text{RB}}^{\text{UL}} \leq 80$ 时, $m_{\text{SRS},b}$ 和 N_b ($b=0,1,2,3$) 的取值

SRS 带宽配置 C_{SRS}	SRS 带宽 $B_{\text{SRS}} = 0$		SRS 带宽 $B_{\text{SRS}} = 1$		SRS 带宽 $B_{\text{SRS}} = 2$		SRS 带宽 $B_{\text{SRS}} = 3$	
	$m_{\text{SRS},0}$	N_0	$m_{\text{SRS},1}$	N_1	$m_{\text{SRS},2}$	N_2	$m_{\text{SRS},3}$	N_3
0	72	1	24	3	12	2	4	3
1	64	1	32	2	16	2	4	4
2	60	1	20	3	4	5	4	1
3	48	1	24	2	12	2	4	3
4	48	1	16	3	8	2	4	2
5	40	1	20	2	4	5	4	1
6	36	1	12	3	4	3	4	1
7	32	1	16	2	8	2	4	2

表 5-17 当上行带宽 $80 < N_{\text{RB}}^{\text{UL}} \leq 110$ 时, $m_{\text{SRS},b}$ 和 N_b ($b=0,1,2,3$) 的取值

SRS 带宽配置 C_{SRS}	SRS 带宽 $B_{\text{SRS}} = 0$		SRS 带宽 $B_{\text{SRS}} = 1$		SRS 带宽 $B_{\text{SRS}} = 2$		SRS 带宽 $B_{\text{SRS}} = 3$	
	$m_{\text{SRS},0}$	N_0	$m_{\text{SRS},1}$	N_1	$m_{\text{SRS},2}$	N_2	$m_{\text{SRS},3}$	N_3
0	96	1	48	2	24	2	4	6
1	96	1	32	3	16	2	4	4
2	80	1	40	2	20	2	4	5
3	72	1	24	3	12	2	4	3
4	64	15-	32	2	16	2	4	4
5	60	1	20	3	4	5	4	1
6	48	1	24	2	12	2	4	3
7	48	1	16	3	8	2	4	2

上行测量参考信号传输的小区子帧配置周期和偏移量（相对于一个子帧）见表 5-18，对于 TDD，SRS 仅在配置的上行子帧或 UpPTS 上传输。

表 5-18 TDD 上行探测参考信号子帧配置

SRS 子帧配置	二进制	配置周期 T_{SFC} (子帧)	偏移 Δ_{SFC} (子帧)
0	0000	5	{1}
1	0001	5	{1, 2}
2	0010	5	{1, 3}
3	0011	5	{1, 4}
4	0100	5	{1, 2, 3}
5	0101	5	{1, 2, 4}
6	0110	5	{1, 3, 4}
7	0111	5	{1, 2, 3, 4}

8	1000	10	{1, 2, 6}
9	1001	10	{1, 3, 6}
10	1010	10	{1, 6, 7}
11	1011	10	{1, 2, 6, 8}
12	1100	10	{1, 3, 6, 9}
13	1101	10	{1, 4, 6, 7}
14	1110	reserved	reserved
15	1111	reserved	reserved

7. SC-FDMA 基带信号的产生

本节的描述适用于除了 PRACH 之外的所有上行物理信号和物理信道。

一个上行时隙中的第 l 个 SC-FDMA 符号对应的时间连续信号 $s_l^{(p)}(t)$ 为：

$$s_l^{(p)}(t) = \sum_{k=-\lfloor N_{RB}^{UL} N_{sc}^{RB} / 2 \rfloor}^{\lfloor N_{RB}^{UL} N_{sc}^{RB} / 2 \rfloor - 1} a_{k^{(-)}, l}^{(p)} \cdot e^{j2\pi(k+1/2)\Delta f(t - N_{CP, l} T_s)}, \quad 0 \leq t < (N_{CP, l} + N) \times T_s$$

其中， $k^{(-)} = k + \lfloor N_{RB}^{UL} N_{sc}^{RB} / 2 \rfloor$ ， $N = 2048$ ， $\Delta f = 15 \text{ kHz}$ ， $a_{k, l}^{(p)}$ 在 $\text{RE}((k, l))$ 在天线端口 p 上传输的具体内容。

一个时隙中的 SC-FDMA 符号将从 $l=0$ 开始按照 l 的增序进行传输，其中

SC-FDMA 符号 l 在一个时隙中的开始时间为 $\sum_{l'=0}^{l-1} (N_{CP, l'} + N) T_s$ 。

表 5-19 给出了可以使用的 $N_{CP, l}$ 数值。注意，一个时隙中的不同 SC-FDMA 符号可能具有不同的循环前缀长度。

表 5- 19 SC-FDMA 参数

配置	循环前缀长度 $N_{CP, l}$
常规 CP	160 for $l = 0$
	144 for $l = 1, 2, \dots, 6$
扩展 CP	512 for $l = 0, 1, \dots, 5$

5.3.2 下行物理信道处理流程

TD-LTE 的下行传输是基于 FDMA 的，TD-LTE 定义了 6 个上下行物理信道，即物理下行共享信道（Physical Downlink Shared Channel, PDSCH）、物理广播信道（Physical Broadcast Channel, PBCH）、物理多播信道（Physical Multicast Channel, PMCH）、物理控制格式指示信道（Physical Control Format Indicator Channel, PCFICH）、物理下行控制信道（Physical Downlink Control Channel, PDCCH）、物理 HARQ 指示信道（Physical Hybrid ARQ Indicator Channel, PHICH）。下面将对下行时隙物理资源粒子、下行物理信道基本处理流程及各个信道具体处理流程作详细描述。

1. 下行时隙结构和物理资源定义

(1) 资源栅格

在资源划分上，RB，RE 等概念与上行一致。区别在于下行支持 MBSFN，上行子载波间隔 Δf 只有 15kHz 一种，而下行的子载波间隔 Δf 有 15kHz 和 7.5kHz 两种，当子载波间隔为 7.5kHz 时，每个时隙由 3 个 OFDM 符号组成。下行资源栅格图如图 5-12 所示。

一个时隙中的传输信号可以用一个资源栅格来描述，其大小为 $N_{RB}^{DL} N_{sc}^{RB}$ 个子载波和 N_{symb}^{DL} 个 OFDM 符号。 N_{RB}^{DL} 的取值与小区中的下行传输带宽配置有关，且满足：

$N_{RB}^{min,DL} \leq N_{RB}^{DL} \leq N_{RB}^{max,DL}$ ，其中， $N_{RB}^{min,DL} = 6$ and $N_{RB}^{max,DL} = 110$ 。 N_{RB}^{DL} 的可用集合由 3GPP RAN4 的具体规范给出。一个时隙中的 OFDM 符号取决于循环前缀 CP 长度和子载波间隔，如表 5-20 所示：

表 5-20 物理资源块参数

配置		N_{sc}^{RB}	N_{symb}^{DL}
常规 CP	$\Delta f = 15 \text{ kHz}$	12	7
扩展 CP	$\Delta f = 15 \text{ kHz}$		6
	$\Delta f = 7.5 \text{ kHz}$	24	3

在多天线传输的情况下，每一个天线端口对应一个资源栅格，而每个天线端口由与其相关的参考信号来定义。注意，这里的天线端口与物理天线不是直接对应的，与具体采用的 MIMO 技术有关。一个小区中支持的天线端口集合取决于参考信号的配置。

- (1) 小区专用 (Cell-specific) 的参考信号，与非 MBSFN 传输相关联，支持 1 个、2 个和 4 个天线端口配置，天线端口序号分别满足 $p = 0$ 、 $p \in \{0,1\}$ 和 $p \in \{0,1,2,3\}$ 。
- (2) MBSFN 参考信号，与 MBSFN 传输相关联，在天线端口 $p = 4$ 上传输。
- (3) 终端专用参考信号，在天线端口 $p = 5$ 上传输。

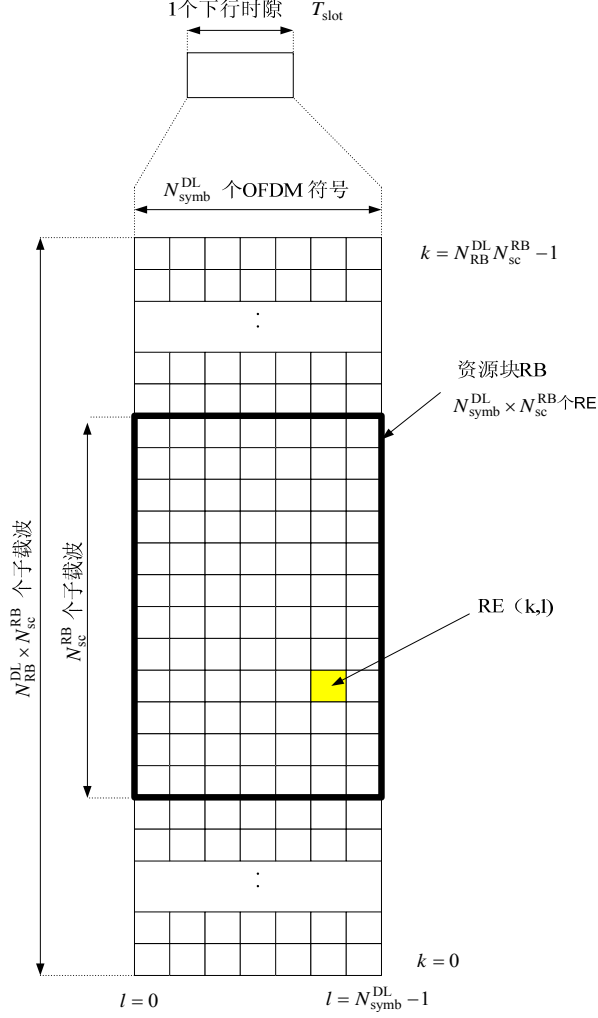


图 5-12 下行资源栅格

(2) 资源粒子

资源粒子 (RE) 是天线端口 p 上的资源栅格中的最小单元, 它通过索引对 (k, l) 来进行唯一标识, 其中 $k = 0, \dots, N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}} - 1$, $l = 0, \dots, N_{\text{symb}}^{\text{DL}} - 1$, 分别表示在频域和时域的序号。在天线端口 p 上的每一资源粒子 (k, l) 对应于一个复数 $a_{k,l}^{(p)}$ 。在不导致混淆的情况下, 索引的标识可以被省略。

(3) 资源块

资源块用于描述物理信道到资源单元的映射, 下行 RB 的定义与上行一致。一个资源块 RB 由 $N_{\text{symb}}^{\text{DL}}$ 个在时域上连续的 SC-FDMA 符号以及 $N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 个在频域上连续的子载波构成, 其中 $N_{\text{symb}}^{\text{DL}}$ 和 $N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 的取值见表 5-3。这样一个下行资源块包含 $N_{\text{symb}}^{\text{DL}} \times N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 个 RE, 在时域上对应于一个时隙, 在频域上对应于 180kHz。

在频域上, 物理资源块的标号从 0 到 $N_{\text{RB}}^{\text{DL}} - 1$, 一个时隙内物理资源块的数目 n_{PRB} 和资源单元 (k, l) 的关系如下:

$$n_{\text{PRB}} = \left\lfloor \frac{k}{N_{\text{sc}}^{\text{RB}}} \right\rfloor$$

(4) 虚拟资源块

因为下行支持集中式 (Localized) 和分布式 (Distributed) 两种映射方式, TD-LTE 定义了两种类型的虚拟资源块: 分布式传输的虚拟资源块和集中式传输的虚拟资源块。一个子帧中两个时隙上的一对虚拟资源块共同用一个独立虚拟资源块号 n_{VRB} 进行标识。

集中式虚拟资源块直接映射到物理资源块上, 使得虚拟资源块 n_{VRB} 与物理资源块

对应, 即 $n_{\text{PRB}} = n_{\text{VRB}}$ 。虚拟资源号从 0 到 $N_{\text{VRB}}^{\text{DL}} - 1$, 其中 $N_{\text{VRB}}^{\text{DL}} = N_{\text{RB}}^{\text{DL}}$ 。

分布式虚拟资源块按下列方式映射到物理资源上。

表 5-21 RB 间隔值

系统带宽 ($N_{\text{RB}}^{\text{DL}}$)	Gap (N_{gap})	
	1st Gap ($N_{\text{gap},1}$)	2nd Gap ($N_{\text{gap},2}$)
5-10	$\lceil N_{\text{RB}}^{\text{DL}} / 2 \rceil$	N/A
11	4	N/A
12-19	8	N/A
20-26	12	N/A
27-44	18	N/A
45-49	27	N/A
50-63	27	9
64-79	32	16
80-110	48	16

参数 N_{gap} 的值见表 5-21, 对 $6 \leq N_{\text{RB}}^{\text{DL}} \leq 49$, 只有一个间隔值 $N_{\text{gap},1}$, 且 $N_{\text{gap}} = N_{\text{gap},1}$;

对 $50 \leq N_{\text{RB}}^{\text{DL}} \leq 110$, 有两个间隔值 $N_{\text{gap},1}$ 和 $N_{\text{gap},2}$, 选择 $N_{\text{gap}} = N_{\text{gap},1}$ 还是 $N_{\text{gap}} = N_{\text{gap},2}$, 由下行调度分配信息给出。

分布式虚拟资源块号从 0 到 $N_{\text{VRB}}^{\text{DL}} - 1$, 当 $N_{\text{gap}} = N_{\text{gap},1}$ 时,

$$N_{\text{VRB}}^{\text{DL}} = N_{\text{VRB,gap1}}^{\text{DL}} = 2 \cdot \min(N_{\text{gap}}, N_{\text{RB}}^{\text{DL}} - N_{\text{gap}}) \quad , \quad \text{当} \quad N_{\text{gap}} = N_{\text{gap},2} \quad \text{时} \quad ,$$

$$N_{\text{VRB}}^{\text{DL}} = N_{\text{VRB,gap2}}^{\text{DL}} = \lfloor N_{\text{RB}}^{\text{DL}} / 2N_{\text{gap}} \rfloor \cdot 2N_{\text{gap}} \circ$$

连续 $\tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}}$ 个 VRB 组成一个 VRB 交织单元, 当 $N_{\text{gap}} = N_{\text{gap},1}$ 时, $\tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} = N_{\text{VRB}}^{\text{DL}}$; 当

$N_{\text{gap}} = N_{\text{gap},2}$ 时, $\tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} = 2N_{\text{gap}}$ 。每个交织单元的 VRB 数的交织以 4 列 N_{row} 行进行,

其中, $N_{\text{row}} = \lceil \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} / (4P) \rceil \cdot P$, P 是 RBG 大小。VRB 序号按矩阵行写入, 按列读出。 N_{null}

空值插入第 2 列和第 4 列的最后 $N_{\text{null}} / 2$ 行, 其中 $N_{\text{null}} = 4N_{\text{row}} - \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}}$ 。读出时忽略空

值。包括交织处理的 VRB 序号到 PRB 序号的映射过程如下:

对偶时隙 n_s ;

$$\tilde{n}_{\text{PRB}}(n_s) = \begin{cases} \tilde{n}'_{\text{PRB}} - N_{\text{row}} & , N_{\text{null}} \neq 0 \text{ 且 } \tilde{n}_{\text{VRB}} \geq \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} - N_{\text{null}} \text{ 且 } \tilde{n}_{\text{VRB}} \bmod 2 = 1 \\ \tilde{n}'_{\text{PRB}} - N_{\text{row}} + N_{\text{null}} / 2 & , N_{\text{null}} \neq 0 \text{ 且 } \tilde{n}_{\text{VRB}} \geq \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} - N_{\text{null}} \text{ 且 } \tilde{n}_{\text{VRB}} \bmod 2 = 0 \\ \tilde{n}''_{\text{PRB}} - N_{\text{null}} / 2 & , N_{\text{null}} \neq 0 \text{ 且 } \tilde{n}_{\text{VRB}} < \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} - N_{\text{null}} \text{ 且 } \tilde{n}_{\text{VRB}} \bmod 4 \geq 2 \\ \tilde{n}''_{\text{PRB}} & , \text{其他} \end{cases}$$

$$\text{式 中, } \tilde{n}'_{\text{PRB}} = 2N_{\text{row}} \cdot (\tilde{n}_{\text{VRB}} \bmod 2) + \lfloor \tilde{n}_{\text{VRB}} / 2 \rfloor + \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} \cdot \lfloor n_{\text{VRB}} / \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} \rfloor,$$

$$\tilde{n}''_{\text{PRB}} = N_{\text{row}} \cdot (\tilde{n}_{\text{VRB}} \bmod 4) + \lfloor \tilde{n}_{\text{VRB}} / 4 \rfloor + \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} \cdot \lfloor n_{\text{VRB}} / \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} \rfloor, \tilde{n}_{\text{VRB}} = n_{\text{VRB}} \bmod \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}}, n_{\text{VRB}}$$

从下行调度信息中得到。

对奇时隙 n_s ;

$$\tilde{n}_{\text{PRB}}(n_s) = (\tilde{n}_{\text{PRB}}(n_s - 1) + \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} / 2) \bmod \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} + \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} \cdot \lfloor n_{\text{VRB}} / \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} \rfloor;$$

对所有 n_s ;

$$n_{\text{PRB}}(n_s) = \begin{cases} \tilde{n}_{\text{PRB}}(n_s), & \tilde{n}_{\text{PRB}}(n_s) < \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} / 2; \\ \tilde{n}_{\text{PRB}}(n_s) + N_{\text{gap}} - \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} / 2, & \tilde{n}_{\text{PRB}}(n_s) \geq \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} / 2; \end{cases}$$

(5) 资源粒子组 (Resource Element Group, REG)

资源粒子组用于定义控制信道到资源粒子的映射。

一个资源粒子组由资源粒子序号组 (k', l') 表示, 且其中最小的组内序号为 k , 一个资源粒子组中的所有资源粒子具有相同的序号 l 。一个资源粒子组中的资源粒子集合 (k, l) 取决于配置的小区专用参考信号数目, 具体如下, 并且 $k_0 = n_{\text{PRB}} \cdot N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$,

$$0 \leq n_{\text{PRB}} < N_{\text{RB}}^{\text{DL}}。$$

①在一个子帧的第一个时隙中的第一个 OFDM 符号中, 一个物理资源块 n_{PRB} 中的两个资源粒子组包括资源粒子 $(k, l=0)$, 并且组内序号 k 分别为 $k = k_0 + 0, k_0 + 1, \dots, k_0 + 5$, $k = k_0 + 6, k_0 + 7, \dots, k_0 + 11$ 。

②在配置一个或者两个小区专用参考信号时, 在一个子帧的第一个时隙中的第二个 OFDM 符号中, 一个物理资源块 n_{PRB} 中的三个资源粒子组包括资源粒子 $(k, l=1)$, 并且组内序号 k 分别为: $k = k_0 + 0, k_0 + 1, \dots, k_0 + 3$, $k = k_0 + 4, k_0 + 5, \dots, k_0 + 7$ 以及 $k = k_0 + 8, k_0 + 9, \dots, k_0 + 11$ 。

③在配置四个小区专用参考信号时, 在一个子帧的第一个时隙中的第三个 OFDM 符号中, 一个物理资源块 n_{PRB} 中的两个资源粒子组包括资源粒子 $(k, l=1)$, 并且组内序号 k 分别为 $k = k_0 + 0, k_0 + 1, \dots, k_0 + 5$, $k = k_0 + 6, k_0 + 7, \dots, k_0 + 11$ 。

④在一个子帧的第一个时隙中的第三个 OFDM 符号中, 一个物理资源块 n_{PRB} 中的

两个资源粒子组包括资源粒子 $(k, l=2)$ ，并且组内序号 k 分别为 $k = k_0 + 0, k_0 + 1, \dots, k_0 + 3$ ， $k = k_0 + 4, k_0 + 5, \dots, k_0 + 7$ 以及 $k = k_0 + 8, k_0 + 9, \dots, k_0 + 11$ 。

⑤若是常规 CP，则在一个子帧第 1 个时隙的第 4 个 OFDM 符号中，一个物理资源块 n_{PRB} 的 3 个资源单元组包括资源单元 $(k, l=3)$ ，且组内序号 k 分别为 $k = k_0 + 0, k_0 + 1, \dots, k_0 + 3$ ， $k = k_0 + 4, k_0 + 5, \dots, k_0 + 7$ 以及 $k = k_0 + 8, k_0 + 9, \dots, k_0 + 11$ 。

⑥若是扩展 CP，则在一个子帧第 1 个时隙的第 4 个 OFDM 符号中，一个物理资源块 n_{PRB} 的 3 个资源单元组包括资源单元 $(k, l=3)$ ，且组内序号 k 分别为 $k = k_0 + 0, k_0 + 1, \dots, k_0 + 5$ ， $k = k_0 + 6, k_0 + 7, \dots, k_0 + 11$ 。

当符号 $\langle z(i), z(i+1), z(i+2), z(i+3) \rangle$ 向 RE 组 (k', l') 映射时， $z(i)$ 映射到资源粒子组中没有用于传输参考信号的资源粒子 (k, l) 上，按照 i 和 k 的增序进行映射。在只配置一个小区专用参考信号时，在进行映射时，假设同时存在天线端口 0 和天线端口 1 上的小区专用参考信号。

2. 下行物理信道基本处理流程

下行物理信道基本处理流程如图 5-13 所示：

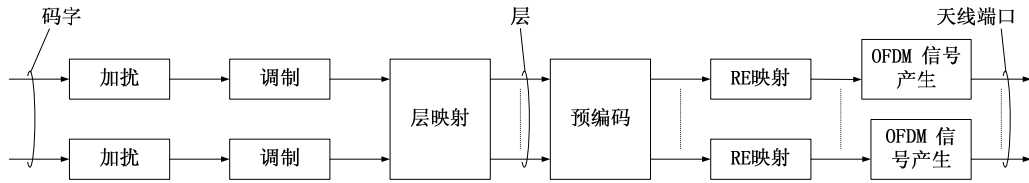


图 5-13 下行物理信道基本处理流程

- 1) 加扰：对将要在物理信道上传输的每个码字中的编码比特进行加扰。
- 2) 调制：对加扰后的比特进行调制，产生复值调制符号。
- 3) 层映射：将复值调制符号映射到一个或者多个传输层。
- 4) 预编码：对将要在各个天线端口上发送的每个传输层上的复制调制符号进行预编码。

5) 映射到资源元素：把每个天线端口的复值调制符号映射到资源元素上。

6) 生成 OFDM 信号：为每个天线端口生成复值的时域 OFDM 符号。

下面将对各过程作具体详细描述。

(1) 加扰

在调制之前，对每个码字 q 的输入比特块 $b^{(q)}(0), \dots, b^{(q)}(M_{\text{bit}}^{(q)} - 1)$ ，在调制之前需要

按下式进行加扰，生成加扰比特块 $\tilde{b}^{(q)}(0), \dots, \tilde{b}^{(q)}(M_{\text{bit}}^{(q)} - 1)$ ，即

$$\tilde{b}^{(q)}(i) = (b^{(q)}(i) + c^{(q)}(i)) \bmod 2,$$

其中 $M_{\text{bit}}^{(q)}$ 是码字 q 中的比特数目， $c^{(q)}(i)$ 为加扰序列。在一个子帧中最多传输两个码字，即 $q \in \{0, 1\}$ 。在每个子帧起始时对加扰序列进行初始化，初始化 c_{init} 由传输信道类型决定， $c_{\text{init}} = \begin{cases} n_{\text{RNTI}} \cdot 2^{14} + q \cdot 2^{13} + \lfloor n_s / 2 \rfloor \cdot 2^9 + N_{\text{ID}}^{\text{cell}} & (\text{PDSCH}) \\ \lfloor n_s / 2 \rfloor \cdot 2^9 + N_{\text{ID}}^{\text{MBSFN}} & (\text{PMCH}) \end{cases}$ ， n_{RNTI}

对应于和 PDSCH 传输相关的 RNTI。

(2) 调制

对每个码字 q , 加扰的比特块 $\tilde{b}^{(q)}(0), \dots, \tilde{b}^{(q)}(M_{\text{bit}}^{(q)} - 1)$ 可以使用表 5-22 中的调制方式之一进行调制, 生成复值调制符号块: $d^{(q)}(0), \dots, d^{(q)}(M_{\text{symb}}^{(q)} - 1)$ 。

表 5-22 调制方式

物理信道	调制方式
PDSCH	QPSK, 16QAM, 64QAM
PMCH	QPSK, 16QAM, 64QAM

(3) 层映射

每一个码字中的复值调制符号被映射到一个或者多个层上。即对于码字 q 的复值调制符号 $d^{(q)}(0), \dots, d^{(q)}(M_{\text{symb}}^{(q)} - 1)$ 将被映射到层 $x(i) = [x^{(0)}(i) \ \dots \ x^{(\nu-1)}(i)]^T$ 上, $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}}^{\text{layer}} - 1$, 其中 ν 表示层数目, $M_{\text{symb}}^{\text{layer}}$ 是每一层中的调制符号个数。

①单天线口的层映射。对于在单天线口上的传输, 层数目为 1, 即 $\nu = 1$ 。层映射关系定义为:

$$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(i),$$

其中 $M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)}$ 。

②空间复用的层映射。对于空间复用, 层映射按照表 5-23 所列方式进行。层数目 ν 小于或者等于物理信道传输所使用的天线端口数目 P 。一个码字映射到 2 层仅用于天线端口数为 4 的情况。

表 5-23 空间复用的层映射

层数目	码字数目	码字到层的映射 $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}}^{\text{layer}} - 1$	
1	1	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(i)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)}$
2	1	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(2i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(2i + 1)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)} / 2$
2	2	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(i)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)} = M_{\text{symb}}^{(1)}$
		$x^{(1)}(i) = d^{(1)}(i)$	
3	2	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(i)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)} = M_{\text{symb}}^{(1)} / 2$
		$x^{(1)}(i) = d^{(1)}(2i)$ $x^{(2)}(i) = d^{(1)}(2i + 1)$	
4	2	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(2i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(2i + 1)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)} / 2 = M_{\text{symb}}^{(1)} / 2$

		$x^{(2)}(i) = d^{(1)}(2i)$ $x^{(3)}(i) = d^{(1)}(2i+1)$	
--	--	---	--

③传输分集的层映射。对奥于传输分集，层映射按照表 5-24 所列方式进行。传输分集仅传输一个码字，而层数目 ν 等于物理信道传输所使用的天线端口数目 P 。

表 5-24 传输分集的层映射

层数目	码字数目	码字到层得映射 $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}}^{\text{layer}} - 1$	
2	1	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(2i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(2i+1)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)} / 2$
4	1	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(4i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(4i+1)$ $x^{(2)}(i) = d^{(0)}(4i+2)$ $x^{(3)}(i) = d^{(0)}(4i+3)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = \begin{cases} M_{\text{symb}}^{(0)} / 4 & \text{if } M_{\text{symb}}^{(0)} \bmod 4 = 0 \\ (M_{\text{symb}}^{(0)} + 2) / 4 & \text{if } M_{\text{symb}}^{(0)} \bmod 4 \neq 0 \end{cases}$ <p>如果 $M_{\text{symb}}^{(0)} \bmod 4 \neq 0$，则会在 $d^{(0)}(M_{\text{symb}}^{(0)} - 1)$ 上附加 2 个空符号</p>

(4) 预编码

LTE 中的 MIMO 预处理功能主要定义在预编码模块中。

- ① 对于单端口传输而言，预编码的作用仅仅是一个简单的一对一映射。
- ② 对于传输分集而言，预编码模块实现了 SFBC(2CRS 端口的情况)或 FSTD/SFBC (4CRS 的情况) 传输分集。
- ③ 对于开环空间复用，预编码实现了层之间的数据混合、CDD 传输以及盲预编码功能。
- ④ 对于闭环空间复用（包括 Rank1 的情况）与 MU-MIMO，规范中定义的预编码模块实现了基于码本的预编码。
- ⑤ 对于基于专用导频的传输，预编码只完成层到专用导频端口的一对一映射，而实际的波束赋形功能通过天线端口到物理天线的映射模块实现。

预编码模块将来自层映射的向量块 $x(i) = [x^{(0)}(i) \ \dots \ x^{(\nu-1)}(i)]^T$ ， $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}}^{\text{layer}} - 1$ 作

为输入，产生映射到每一个天线端口的资源上的向量块 $y(i) = [\dots y^{(p)}(i) \ \dots]^T$ ，

$i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}}^{\text{ap}} - 1$ ，式中 $y^{(p)}(i)$ 表示天线端口 p 上的信号。

①单天线端口的预编码

对于在单天线端口上进行的传输，预编码定义为：

$$y^{(p)}(i) = x^{(0)}(i)$$

式中， $p \in \{0, 4, 5, 7, 8\}$ 是物理信道传输所使用的单天线端口序号，并且

$i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}}^{\text{ap}} - 1$ ， $M_{\text{symb}}^{\text{ap}} = M_{\text{symb}}^{\text{layer}}$ 。

②空间复用的预编码

空间复用的预编码仅仅可以与空间复用的层映射集合起来使用。空间复用支持 2

或者 4 天线端口，即可用的天线端口集合为 $p \in \{0,1\}$ 或 $p \in \{0,1,2,3\}$ 。开环空间复用主要适用于 eNodeB 不能准确跟踪下行信道变化的情况，此时需要通过循环延迟分集 CDD（cyclic delay diversity）增加等效信道的频率选择性，并利用信道编码获得频率选择性分集增益，以此来提高多流数据传输的可靠性。闭环空间复用与 MU-MIMO 传输中，一般可以假设 eNodeB 能够准确及时地获得用户的反馈信息。这种情况下，TD-LTE 采用了基于码本的预编码方式支持闭环 SU-MIMO 与 MU-MIMO 传输。

1) 无 CDD 的预编码。空间复用的预编码定义为：

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(i) \\ \vdots \\ y^{(P-1)}(i) \end{bmatrix} = W(i) \begin{bmatrix} x^{(0)}(i) \\ \vdots \\ x^{(v-1)}(i) \end{bmatrix}$$

式中，预编码矩阵 $W(i)$ 大小为 $P \times v$ ， $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}}^{\text{ap}} - 1$ ， $M_{\text{symb}}^{\text{ap}} = M_{\text{symb}}^{\text{layer}}$ 。

对于空间复用， $W(i)$ 在 eNodeB 和 UE 配置的码本的预编码单元中选取。eNodeB 可以使用码本子集限制，进一步限制 UE 侧的预编码器在码本中的预编码单元的子集中进行选择。可配置的码本从表 5-9 或者表 5-10 中选取。

2) 基于大时延 CDD 的预编码。空间复用的预编码定义为：

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(i) \\ \vdots \\ y^{(P-1)}(i) \end{bmatrix} = W(i) D(i) U \begin{bmatrix} x^{(0)}(i) \\ \vdots \\ x^{(v-1)}(i) \end{bmatrix}$$

式中，预编码矩阵 $W(i)$ 大小为 $P \times v$ ， $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}}^{\text{ap}} - 1$ ， $M_{\text{symb}}^{\text{ap}} = M_{\text{symb}}^{\text{layer}}$ 。维数为 $v \times v$ 的对角矩阵 $D(i)$ 用来支持 CDD，矩阵 U 的维数为 $v \times v$ 。矩阵 U 可以使各层的数据相互混合，并能够均衡两个码字的等效信道质量。经过混合之后，通过矩阵 D 实现大时延 CDD。大时延 CDD 的作用相当于一种随机的波束赋形，可以增加等效信道的频率选择性。矩阵 U 和 D 的大小都是 $v \times v$ ，而实际的天线端口数将大于等于层数，因此还需要通过大小为 $P \times v$ 的预编码矩阵 $W(i)$ 将 v 层数据映射到 p 个天线端口上。除了完成层到天线端口的映射外，预编码矩阵 $W(i)$ 的另一个作用是消除相关信道中 CDD 引起的“零陷”效应。由于 CDD 可以等效为一种随机的频域波束赋形，在强相关信道中，可能会引起大量 RE 上的等效信道增益过低。而经过预编码之后可以在一定程度上改善这种效应。对于不同层数目 v ， $D(i)$ 和 U 的取值见表 5-25 所示。

表 5-25 大时延 CDD 使用的 U 和 $D(i)$ 矩阵

层数目 v	U	$D(i)$
2	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi/2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-j2\pi/2} \end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi/3} & e^{-j4\pi/3} \\ 1 & e^{-j4\pi/3} & e^{-j8\pi/3} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j2\pi/3} & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j4\pi/3} \end{bmatrix}$
4	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi/4} & e^{-j4\pi/4} & e^{-j6\pi/4} \\ 1 & e^{-j4\pi/4} & e^{-j8\pi/4} & e^{-j12\pi/4} \\ 1 & e^{-j6\pi/4} & e^{-j12\pi/4} & e^{-j18\pi/4} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j2\pi/4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j4\pi/4} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-j6\pi/4} \end{bmatrix}$

对于大时延 CDD 传输中， $W(i)$ 是按照一个固定的规则轮流切换的，eNodeB 可以使用码本子集限制，进一步限制可用的预编码矩阵集合。

对于 2 天线端口情况下的传输，即 $p \in \{0,1\}$ ， $W(i) = C_1$ ， C_1 从表 5-26 中预编码索引 0 对应的预编码矩阵。

对于 4 天线端口情况下的传输，即 $p \in \{0,1,2,3\}$ ，UE 可以假定 eNodeB 为不同的发送信号向 $[x^{(0)}(i) \dots x^{(v-1)}(i)]^T$ 轮询分配不同的预编码矩阵。预编码矩阵按照 $W(i) = C_k$

选取，其中， $k = \left(\left\lfloor \frac{i}{v} \right\rfloor \bmod 4 \right) + 1 \in \{1,2,3,4\}$ ， C_1, C_2, C_3, C_4 分别为表 5-27 中标号为

12,13,14,15 对应的预编码矩阵。

3) 预编码码本。对于两天线口的情况，预编码矩阵 $W(i)$ 将从表 5-26 或其子集中选取。等层数 $v=2$ 时，闭环空间复用模式不能使用预编码矩阵索引等于 0 的预编码矩阵。

表 5-26 使用天线端口 {0,1} 传输时使用的码本

码本索引	层数目 v	
	1	2
0	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
1	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$
2	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}$	-

对于 4 天线口得情况，预编码矩阵 $W(i)$ 将从表 5-27 或者其子集中选取。 $W_n^{\{s\}}$ 表示

从矩阵 $W_n = I - 2u_n u_n^H / u_n^H u_n$ 中选择 $\{s\}$ 列构成的矩阵，其中 I 为 4×4 单位矩阵，向量 u_n 由表 5-27 给出。

表 5-27 在天线端口 {0,1,2,3} 传输时使用的码本

码本索引	u_n	层数目 v			
		1	2	3	4
0	$u_0 = [1 \quad -1 \quad -1 \quad -1]^T$	$W_0^{\{1\}}$	$W_0^{\{14\}} / \sqrt{2}$	$W_0^{\{124\}} / \sqrt{3}$	$W_0^{\{1234\}} / 2$
1	$u_1 = [1 \quad -j \quad 1 \quad j]^T$	$W_1^{\{1\}}$	$W_1^{\{12\}} / \sqrt{2}$	$W_1^{\{123\}} / \sqrt{3}$	$W_1^{\{1234\}} / 2$
2	$u_2 = [1 \quad 1 \quad -1 \quad 1]^T$	$W_2^{\{1\}}$	$W_2^{\{12\}} / \sqrt{2}$	$W_2^{\{123\}} / \sqrt{3}$	$W_2^{\{3214\}} / 2$
3	$u_3 = [1 \quad j \quad 1 \quad -j]^T$	$W_3^{\{1\}}$	$W_3^{\{12\}} / \sqrt{2}$	$W_3^{\{123\}} / \sqrt{3}$	$W_3^{\{3214\}} / 2$
4	$u_4 = [1 \quad (-1-j)/\sqrt{2} \quad -j \quad (1-j)/\sqrt{2}]^T$	$W_4^{\{1\}}$	$W_4^{\{14\}} / \sqrt{2}$	$W_4^{\{124\}} / \sqrt{3}$	$W_4^{\{1234\}} / 2$

5	$u_5 = [1 \quad (1-j)/\sqrt{2} \quad j \quad (-1-j)/\sqrt{2}]^T$	$W_5^{\{1\}}$	$W_5^{\{14\}}/\sqrt{2}$	$W_5^{\{124\}}/\sqrt{3}$	$W_5^{\{1234\}}/2$
6	$u_6 = [1 \quad (1+j)/\sqrt{2} \quad -j \quad (-1+j)/\sqrt{2}]^T$	$W_6^{\{1\}}$	$W_6^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_6^{\{134\}}/\sqrt{3}$	$W_6^{\{1324\}}/2$
7	$u_7 = [1 \quad (-1+j)/\sqrt{2} \quad j \quad (1+j)/\sqrt{2}]^T$	$W_7^{\{1\}}$	$W_7^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_7^{\{134\}}/\sqrt{3}$	$W_7^{\{1324\}}/2$
8	$u_8 = [1 \quad -1 \quad 1 \quad 1]^T$	$W_8^{\{1\}}$	$W_8^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_8^{\{124\}}/\sqrt{3}$	$W_8^{\{1234\}}/2$
9	$u_9 = [1 \quad -j \quad -1 \quad -j]^T$	$W_9^{\{1\}}$	$W_9^{\{14\}}/\sqrt{2}$	$W_9^{\{134\}}/\sqrt{3}$	$W_9^{\{1234\}}/2$
10	$u_{10} = [1 \quad 1 \quad 1 \quad -1]^T$	$W_{10}^{\{1\}}$	$W_{10}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{10}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{10}^{\{1324\}}/2$
11	$u_{11} = [1 \quad j \quad -1 \quad j]^T$	$W_{11}^{\{1\}}$	$W_{11}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{11}^{\{134\}}/\sqrt{3}$	$W_{11}^{\{1324\}}/2$
12	$u_{12} = [1 \quad -1 \quad -1 \quad 1]^T$	$W_{12}^{\{1\}}$	$W_{12}^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_{12}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{12}^{\{1234\}}/2$
13	$u_{13} = [1 \quad -1 \quad 1 \quad -1]^T$	$W_{13}^{\{1\}}$	$W_{13}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{13}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{13}^{\{1324\}}/2$
14	$u_{14} = [1 \quad 1 \quad -1 \quad -1]^T$	$W_{14}^{\{1\}}$	$W_{14}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{14}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{14}^{\{3214\}}/2$
15	$u_{15} = [1 \quad 1 \quad 1 \quad 1]^T$	$W_{15}^{\{1\}}$	$W_{15}^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_{15}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{15}^{\{1234\}}/2$

③ 传输分集的预编码

传输分集的预编码只支持 2 个或者 4 个天线端口。注意传输分集传输中使用的层数等于天线端口数。

对于 2 天线端口情况下的传输，即 $p \in \{0,1\}$ ，预编码的输出为 $y(i) = [y^{(0)}(i) \quad y^{(1)}(i)]^T$ ，

$i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}}^{\text{ap}} - 1$ 。它是按照如下的预编码操作实现的：

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(2i) \\ y^{(1)}(2i) \\ y^{(0)}(2i+1) \\ y^{(1)}(2i+1) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & j & 0 \\ 0 & -1 & 0 & j \\ 0 & 1 & 0 & j \\ 1 & 0 & -j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Re}(x^{(0)}(i)) \\ \text{Re}(x^{(1)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(0)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(1)}(i)) \end{bmatrix}$$

式中， $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}}^{\text{layer}} - 1$ ， $M_{\text{symb}}^{\text{ap}} = 2M_{\text{symb}}^{\text{layer}}$ 。

对于 4 天线端口情况下的传输，即 $p \in \{0,1,2,3\}$ ，预编码的输出为 $y(i) = [y^{(0)}(i) \quad y^{(1)}(i) \quad y^{(2)}(i) \quad y^{(3)}(i)]^T$ ， $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}}^{\text{ap}} - 1$ 。它是按照如下的预编码操作实现的：

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(4i) \\ y^{(1)}(4i) \\ y^{(2)}(4i) \\ y^{(3)}(4i) \\ y^{(0)}(4i+1) \\ y^{(1)}(4i+1) \\ y^{(2)}(4i+1) \\ y^{(3)}(4i+1) \\ y^{(0)}(4i+2) \\ y^{(1)}(4i+2) \\ y^{(2)}(4i+2) \\ y^{(3)}(4i+2) \\ y^{(0)}(4i+3) \\ y^{(1)}(4i+3) \\ y^{(2)}(4i+3) \\ y^{(3)}(4i+3) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Re}\{x^{(0)}(i)\} \\ \text{Re}\{x^{(1)}(i)\} \\ \text{Re}\{x^{(2)}(i)\} \\ \text{Re}\{x^{(3)}(i)\} \\ \text{Im}\{x^{(0)}(i)\} \\ \text{Im}\{x^{(1)}(i)\} \\ \text{Im}\{x^{(2)}(i)\} \\ \text{Im}\{x^{(3)}(i)\} \end{bmatrix}$$

式中, $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}}^{\text{layer}} - 1$, $M_{\text{symb}}^{\text{ap}} = \begin{cases} 4M_{\text{symb}}^{\text{layer}}, & \text{若 } M_{\text{symb}}^{(0)} \bmod 4 = 0 \\ (4M_{\text{symb}}^{\text{layer}}) - 2, & \text{若 } M_{\text{symb}}^{(0)} \bmod 4 \neq 0 \end{cases}$ 。

(5) RE 映射

对于物理信道传输使用的每一个天线端口, 复值符号块 $y^{(p)}(0), \dots, y^{(p)}(M_{\text{symb}}^{\text{ap}} - 1)$ 将

从 $y^{(p)}(0)$ 开始按照如下规则映射到资源粒子 (k, l) 上。

- 1) 映射的物理资源块与分配的用于传输的虚拟资源块相对应。
- 2) 映射的 RE 位置不用于 PBCH、同步信号或小区专用参考信号、MBSFN 参考信号或用户专用参考信号的传输。
- 3) 一个子帧中的第一个时隙的索引 l 满足 $l \geq l_{\text{DataStart}}$ 。
- 4) 不映射到 PDCCH 所处的 OFDM 符号上。

映射顺序为: 从第一子帧的第一个时隙开始, 在每个 RB 上先以 k 递增的顺序映射, 再以 l 递增的顺序映射。

3. PDSCH 处理流程

PDSCH 处理流程按照下行物理信道基本处理流程进行, 同时遵循以下几点原则:

1) 在没有 UE 专用参考信号的资源块中, PDSCH 与 PBCH 在同样的天线端口上传输, 端口集合为 $\{0\}$, $\{0,1\}$ 或 $\{0,1,2,3\}$ 。

2) 在传输 UE 专用参考信号的资源块中, PDSCH 将在天线端口 $\{5\}, \{7\}, \{8\}$, 或 $p \in \{7, 8, \dots, v+6\}$ 上传输, v 为 PDSCH 传输的层数目。

4. PMCH 处理流程

下行多播信道用于在单频 (Single Frequency Network) 网络中传输 MBMS, 网络中的多个小区在相同的时间及频带上发送相同的信息, 多个小区发来的信号可以作为多径信号进行分集接收。PMCH 处理流程按照下行物理信道基本处理流程进行, 同时遵循以下几点原则:

- 1) 没有对传输分集方案进行标准化。

- 2) 层映射和预编码在单天线端口的条件下进行，并且传输使用的天线端口号为 4。
- 3) PMCH 只能在 MBSFN 子帧的 MBSFN 区域上传输。
- 4) PMCH 只使用扩展 CP 进行传输。

5. PBCH 处理流程

物理广播信道是用来承载主系统信息块（MIB，Master Information Block）信息，传输用于初始接入的参数。为了保证 PBCH 的接收性能，PBCH 中承载的信息比特数比较少，只有 24bit，是接入系统所必须的系统参数，包括下行带宽信息、小区物理 HARQ 指示信道（PHICH，Physical Hybrid ARQ Indicator Channel）配置、系统帧号（SFN，System Frame Number）。

(1) 加扰

比特块 $b(0), \dots, b(M_{\text{bit}} - 1)$ 在调制之前需要按照下式使用小区专有序列进行加扰，生成加扰比特块 $\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(M_{\text{bit}} - 1)$ ，即

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

其中 M_{bit} 是物理广播信道上传输的比特数目，对于常规 CP，其数目为 1920，对于扩展 CP，其数目为 1728。

(2) 调制

加扰的比特块 $\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(M_{\text{bit}} - 1)$ 将使用 QPSK 方式进行调制，生成复值调制符号块 $d(0), \dots, d(M_{\text{symb}} - 1)$ 。

(3) 层映射和预编码

调制符号 $d(0), \dots, d(M_{\text{symb}} - 1)$ 将按照下行物理信道基本处理流程中第 (3) 点中的第①点“单天线端口的层映射”或第③点“传输分集的层映射”的描述进行层映射，且 $M_{\text{symb}}^{(0)} = M_{\text{symb}}$ 。按照下行物理信道基本处理流程中第 (4) 点中的第①点“单天线端口的预编码”或第③点“传输分集的预编码”的描述进行预编码，形成向量块 $y(i) = [y^{(0)}(i) \ \dots \ y^{(P-1)}(i)]^T$ ， $i = 0, \dots, M_{\text{symb}} - 1$ ，其中 $y^{(p)}(i)$ 表示天线端口 p 对应的信号，并且 $p = 0, \dots, P - 1$ ，小区专用参考信号天线端口数目 $P \in \{1, 2, 4\}$ 。

(4) RE 映射

每一个天线口对应的复值符号块 $y^{(p)}(0), \dots, y^{(p)}(M_{\text{symb}} - 1)$ ，在 4 个连续的无线帧中传输，将从 $y(0)$ 开始映射到资源粒子 (k, l) 上。向没有用于传输参考信号的资源粒子 (k, l) 上映射，按照每一个维度的增序进行，优先考虑维度 k ，然后是子帧 0 时隙 1 中的维度 l ，接着是时隙序号，最后是无线帧序号。

资源粒子索引由下式决定：

$$k = \frac{N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}}}{2} - 36 + k', \quad k' = 0, 1, \dots, 71$$

$$l = 0, 1, \dots, 3$$

用于参考信号传输的资源粒子不在其中。在映射时假设天线端口 0~3 上的所有小

区专用参考信号都存在，而不管实际的配置。在映射操作中被预留给参考信号的，而实际上又没有传输参考信号的资源粒子，不能用于传输任何物理信道。

6. PCFICH 处理流程

物理控制格式指示信道承载一个子帧中用于 PDCCH 传输的 OFDM 符号个数信息，在一个子帧中可以用于传输 PDCCH 的 OFDM 符号集合个数如表 5-28 所示。

表 5-28 用于 PDCCH 传输的 OFDM 符号个数

子帧	较大带宽情况下 ($N_{RB}^{DL} > 10$) 的 OFDM 符号个数	较小带宽情况下 ($N_{RB}^{DL} \leq 10$) 的 OFDM 符号个数
TDD 子帧 1 和子帧 0	1, 2	2
对于支持 PMCH+PDSCH 的混合载波 MBSFN 子帧, 1 或 2 天线端口情况下	1, 2	2
对于支持 PMCH+PDSCH 的混合载波 MBSFN 子帧, 4 天线端口情况下	2	2
对于不支持 PMCH+PDSCH 混合载波 MBSFN 子帧	0	0
其他情况	1, 2, 3	2, 3, 4

(1) 加扰

2bit 的 CFI 信息经过 1/16 编码为 32 比特（见 5.4.3 中描述） $\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(31)$ ，在调制之前按照下式使用小区专有序列进行加扰，生成加扰比特块 $\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(31)$ ，即

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

(2) 调制

加扰的比特块 $\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(31)$ 将使用 QPSK 方式进行调制，变成 16 个复值符号 $d(0), \dots, d(15)$ 。

表 5-29 调制方式

物理信道	调制方式
PCFICH	QPSK

(3) 层映射和预编码

调制符号 $d(0), \dots, d(15)$ 将按照下行物理信道基本处理流程中第（3）点中的第①点“单天线端口的层映射”或第③点“传输分集的层映射”的描述进行层映射，且 $M_{\text{symb}}^{(0)} = 16$ 。按照下行物理信道基本处理流程中第（4）点中的第①点“单天线端口的预编码”或第③点“传输分集的预编码”的描述进行预编码，形成向量块 $y(i) = [y^{(0)}(i) \ \dots \ y^{(P-1)}(i)]^T$ ， $i = 0, \dots, 15$ ，其中 $y^{(p)}(i)$ 表示天线端口 p 对应的信号，并且 $p = 0, \dots, P-1$ ，天线端口数目 $P \in \{1, 2, 4\}$ 。PCFICH 将在 PBCH 使用的相同的天线端口上传输。

(4) RE 映射

与共享信道的资源映射以 RB 为单位不同，控制信道资源映射的基本单位是 REG

包含 4 个连续的 RE。令 $z^{(p)}(i) = \langle y^{(p)}(4i), y^{(p)}(4i+1), y^{(p)}(4i+2), y^{(p)}(4i+3) \rangle$ 表示天线端口 p 上传输的符号组 i ，对于每一个天线端口，符号组将按照 i 的增序映射到下行子帧中第一个 OFDM 符号中的 4 个资源粒子组上，使得

$$\begin{aligned} z^{(p)}(0) & \text{ 映射到资源粒子组 } k = \bar{k} \\ z^{(p)}(1) & \text{ 映射到资源粒子组 } k = \bar{k} + \lfloor N_{\text{RB}}^{\text{DL}}/2 \rfloor \cdot N_{\text{sc}}^{\text{RB}}/2 \\ z^{(p)}(2) & \text{ 映射到资源粒子组 } k = \bar{k} + \lfloor 2N_{\text{RB}}^{\text{DL}}/2 \rfloor \cdot N_{\text{sc}}^{\text{RB}}/2 \\ z^{(p)}(3) & \text{ 映射到资源粒子组 } k = \bar{k} + \lfloor 3N_{\text{RB}}^{\text{DL}}/2 \rfloor \cdot N_{\text{sc}}^{\text{RB}}/2 \end{aligned}$$

$$\text{这里 } \bar{k} = (N_{\text{sc}}^{\text{RB}}/2) \cdot (N_{\text{ID}}^{\text{cell}} \bmod 2N_{\text{RB}}^{\text{DL}})。$$

因为用户需要先知道控制区域的大小，才能进行相应的数据解调，因此将 PCFICH 始终映射在子帧的第 1 个 OFDM 符号上。为了保持 PCFICH 接收的正确性，4 个 REG 的位置均匀分布在第 1 个控制符号上，相互之间相差 1/4 带宽，通过这种频率分集增益来保证 PCFICH 的接收性能。另外，为了随机化小区间的干扰，第 1 个 REG 的位置取决于小区 ID。

7. PDCCH 处理流程

物理下行控制信道（PDCCH）用来承载下行控制的信息（Downlink Control Information, DCI），如上行调度信令、下行数据传输指示、公共控制信息等。与其他控制信道的资源映射以 REG 为基本单位不同，PDCCH 资源映射的基本单位是控制信道单元（Control Channel Element, CCE）。CCE 是一个逻辑单元，1 个 CCE 包含 9 个连续的 REG，假设不分配给 PCFICH 和 PHICH 的 REG 数目表示为 N_{REG} ，则系统中

可用的 CCE 从 0 到 $N_{\text{CCE}} - 1$ 计数， $N_{\text{CCE}} = \lfloor N_{\text{REG}}/9 \rfloor$ 。PDCCH 格式是 PDCCH 在物理资源上的映射格式，与 PDCCH 的内容不相关。1 个 PDCCH 在 1 个或几个连续的 CCE 上传输，PDCCH 有 4 中格式，对应的 CCE 个数是 1、2、4、8，见表 5-30

表 5-30 PUCCH 格式与资源占用

PDCCH 格式	CCE 个数	REG 个数	PDCCH 比特数
0	1	9	72
1	2	18	144
2	4	36	288
3	8	72	576

（1）复用和加扰

在一个子帧中多个控制信道上传输的比特块 $b^{(i)}(0), \dots, b^{(i)}(M_{\text{bit}}^{(i)} - 1)$ 将被复用在一起，形成比特块 $b^{(0)}(0), \dots, b^{(0)}(M_{\text{bit}}^{(0)} - 1), b^{(1)}(0), \dots, b^{(1)}(M_{\text{bit}}^{(1)} - 1), \dots, b^{(n_{\text{PDCCH}} - 1)}(0), \dots, b^{(n_{\text{PDCCH}} - 1)}(M_{\text{bit}}^{(n_{\text{PDCCH}} - 1)} - 1)$ ，

其中 $M_{\text{bit}}^{(i)}$ 表示在一个子帧中第 i 个物理下行控制信道上传输的比特数目， n_{PDCCH} 表示一个子帧中传输的 PDCCH 总数目。

$$b^{(0)}(0), \dots, b^{(0)}(M_{\text{bit}}^{(0)} - 1), b^{(1)}(0), \dots, b^{(1)}(M_{\text{bit}}^{(1)} - 1), \dots, b^{(n_{\text{PDCCH}} - 1)}(0), \dots, b^{(n_{\text{PDCCH}} - 1)}(M_{\text{bit}}^{(n_{\text{PDCCH}} - 1)} - 1)$$

在调制之前使用小区专用扰码按照下式进行加扰，产生加扰的比特块 $\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(M_{\text{tot}} - 1)$ ，

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

为了确保 PDCCH 的长度满足实际的映射长度，在加扰之前可以填充一定的 NULL 比特。

(2) 调制

加扰比特块 $\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(M_{\text{tot}} - 1)$ 使用 QPSK 调制成复调制符号 $d(0), \dots, d(M_{\text{symb}} - 1)$ 。

表 5-31 调制方式

物理信道	调制方式
PDCCH	QPSK

(3) 层映射与预编码

调制符号 $d(0), \dots, d(M_{\text{symb}} - 1)$ 将按照下行物理信道基本处理流程中第 (3) 点中的第①点“单天线端口的层映射”或第③点“传输分集的层映射”的描述进行层映射，且 $M_{\text{symb}}^{(0)} = M_{\text{symb}}$ 。按照下行物理信道基本处理流程中第 (4) 点中的第①点“单天线端口的预编码”或第③点“传输分集的预编码”的描述进行预编码，形成向量块 $y(i) = [y^{(0)}(i) \ \dots \ y^{(P-1)}(i)]^T$ ， $i = 0, \dots, M_{\text{symb}} - 1$ ，其中 $y^{(p)}(i)$ 表示天线端口 p 对应的信号，并且 $p = 0, \dots, P - 1$ ，小区专用参考信号天线端口数目 $P \in \{1, 2, 4\}$ 。PDCCH 将在 PBCH 使用的相同的天线端口上传输。

(4) RE 映射

资源单元的映射时基于 4 个复值符号构成的一组进行操作的。为了增加分集增益以及干扰随机化，以 4 个复值符号构成的一组为基本单位进行交织，使用的交织器是 32 列的行列交织器，按行写入，按列写出。为了随机化小区间的干扰，在做完交织后还要进行小区级的循环移位，然后将符号组映射到没有被 PCFICH 和 PHICH 占用的 REG 上。具体过程如下：

令 $z^{(p)}(i) = \langle y^{(p)}(4i), y^{(p)}(4i+1), y^{(p)}(4i+2), y^{(p)}(4i+3) \rangle$ 表示天线端口 p 上第 i 个符号组。

符号组块 $z^{(p)}(0), \dots, z^{(p)}(M_{\text{quad}} - 1)$ 进行序列变换，形成 $w^{(p)}(0), \dots, w^{(p)}(M_{\text{quad}} - 1)$ ，其中 $M_{\text{quad}} = M_{\text{symb}} / 4$ 。

符号组块 $w^{(p)}(0), \dots, w^{(p)}(M_{\text{quad}} - 1)$ 进行循环移位，形成 $\bar{w}^{(p)}(0), \dots, \bar{w}^{(p)}(M_{\text{quad}} - 1)$ ，

其中 $\bar{w}^{(p)}(i) = w^{(p)}((i + N_{\text{ID}}^{\text{cell}}) \bmod M_{\text{quad}})$ 。

按照下列步骤将 $\bar{w}^{(p)}(0), \dots, \bar{w}^{(p)}(M_{\text{quad}} - 1)$ 映射到资源粒子组上。

1) 令 $m' = 0$ （资源粒子组号）。

2) 令 $k'=0$ 。

3) 令 $l'=0$ 。

4) 如果资源粒子 (k',l') 表示的资源粒子组没有被分配给 PCFICH 以及 PHICH 使用, 那么进行步骤 5 和 6, 否则进行步骤 7。

5) 对于每一个天线端口, 将 $\bar{w}^{(p)}(m')$ 映射到资源粒子 (k',l') 。

6) 将 m' 加 1。

7) 将 l' 加 1。

8) 如果 $l' < L$, 重复步骤 4, 其中 $L \leq 3$, 由 PCFICH 信道所传输的值决定。

9) 将 k' 加 1。

10) 如果 $k' < N_{RB}^{DL} \cdot N_{sc}^{RB}$, 重复步骤 3。

8. 物理 HARQ 指示信道处理流程

物理 HARQ 指示信道 (Physical Hybrid ARQ Indicator Channel, PHICH) 承载对于终端上行数据的 ACK/NACK 反馈信息。多个 PHICH 映射到相同资源粒子上, 形成 PHICH 组, 其中在同一组中的 PHICH 通过不同的正交序列来区分。PHICH 资源由序号组 $(n_{PHICH}^{group}, n_{PHICH}^{seq})$ 来表示, 其中 n_{PHICH}^{group} 为 PHICH 组序号, n_{PHICH}^{seq} 为组内的正交序列序号。

对于 FDD 系统来说, 由于上下行子帧是同时存在的, 因此一个子帧内的 PHICH 组数是固定的, 并满足:

$$N_{PHICH}^{group} = \begin{cases} \left\lceil N_g \left(N_{RB}^{DL} / 8 \right) \right\rceil & \text{常规CP} \\ 2 \cdot \left\lceil N_g \left(N_{RB}^{DL} / 8 \right) \right\rceil & \text{扩展CP} \end{cases}$$

其中 $N_g \in \{1/6, 1/2, 1, 2\}$ 是在 PBCH 中通知的。

对于 TDD 系统, 由于不同 TDD 子帧配置下的上下行子帧数目是不同的, 可能会出现多个上行子帧的 ACK 反馈信息在同一个下行子帧上传输的情况, 因此 TDD 系统下不同子帧的 PHICH 组数是变化的, 与需要反馈的量有关, 由 $m_i \cdot N_{PHICH}^{group}$ 表示, 其中 m_i 由表 5-32 给出。

表 5-32 TDD 模式下 m_i 的取值

TDD 子帧配置	子帧号 i									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	2	1	-	-	-	2	1	-	-	-
2	0	1	-	-	1	0	1	-	-	1
3	0	0	-	1	0	0	0	-	1	0
4	1	0	-	-	-	0	0	0	1	1
5	0	0	-	-	0	0	0	0	1	1
6	0	0	-	0	0	0	0	0	1	0

(1) 调制

在一个子帧中, 一个 PHICH 上传输的比特块 $b(0), \dots, b(M_{bit} - 1)$ 将采用 BPSK 进行

调制，形成复值调制符号块 $z(0), \dots, z(M_s - 1)$ ，其中 $M_s = M_{\text{bit}}$ 。

表 5-33 调制方式

物理信道	调制方式
PHICH	BPSK

调制符号块 $z(0), \dots, z(M_s - 1)$ 将按照下式与一个正交序列以比特方式进行相乘（即扩频），形成调制符号序列 $d(0), \dots, d(M_{\text{symb}} - 1)$ ，其中

$$d(i) = w(i \bmod N_{\text{SF}}^{\text{PHICH}}) \cdot (1 - 2c(i)) \cdot z(\lfloor i / N_{\text{SF}}^{\text{PHICH}} \rfloor)$$

$$i = 0, \dots, M_{\text{symb}} - 1$$

$$M_{\text{symb}} = N_{\text{SF}}^{\text{PHICH}} \cdot M_s$$

$$N_{\text{SF}}^{\text{PHICH}} = \begin{cases} 4 & \text{normal cyclic prefix} \\ 2 & \text{extended cyclic prefix} \end{cases}$$

$c(i)$ 是小区专用扰码。

序列 $[w(0) \ \dots \ w(N_{\text{SF}}^{\text{PHICH}} - 1)]$ 由表 5-34 给出， $n_{\text{PHICH}}^{\text{seq}}$ 为 PHICH 组内 PHICH 序列序号。

表 5-34 PHICH 使用的正交序列 $[w(0) \ \dots \ w(N_{\text{SF}}^{\text{PHICH}} - 1)]$

序列序号	正交序列	
$n_{\text{PHICH}}^{\text{seq}}$	常规 CP $N_{\text{SF}}^{\text{PHICH}} = 4$	扩展 CP $N_{\text{SF}}^{\text{PHICH}} = 2$
0	$[+1 \ +1 \ +1 \ +1]$	$[+1 \ +1]$
1	$[+1 \ -1 \ +1 \ -1]$	$[+1 \ -1]$
2	$[+1 \ +1 \ -1 \ -1]$	$[+j \ +j]$
3	$[+1 \ -1 \ -1 \ +1]$	$[+j \ -j]$
4	$[+j \ +j \ +j \ +j]$	-
5	$[+j \ -j \ +j \ -j]$	-
6	$[+j \ +j \ -j \ -j]$	-

（2）资源组对齐、层映射与预编码

符号块 $d(0), \dots, d(M_{\text{symb}} - 1)$ 先和资源组大小对齐形成符号块

$d^{(0)}(0), \dots, d^{(0)}(c \cdot M_{\text{symb}} - 1)$ ，对于常规 CP， $c = 1$ ，对于扩展 CP， $c = 2$ 。

对于常规 CP， $d^{(0)}(i) = d(i)$ ， $i = 0, \dots, M_{\text{symb}} - 1$ 。

对于扩展 CP，

$$\begin{bmatrix} d^{(0)}(4i) & d^{(0)}(4i+1) & d^{(0)}(4i+2) & d^{(0)}(4i+3) \end{bmatrix}^T = \begin{cases} \begin{bmatrix} d(2i) & d(2i+1) & 0 & 0 \end{bmatrix}^T & n_{\text{PHICH}}^{\text{group}} \bmod 2 = 0 \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 & d(2i) & d(2i+1) \end{bmatrix}^T & n_{\text{PHICH}}^{\text{group}} \bmod 2 = 1 \end{cases},$$

$$i = 0, \dots, (M_{\text{symb}}/2) - 1;$$

符号块 $d^{(0)}(0), \dots, d^{(0)}(c \cdot M_{\text{symb}} - 1)$ 将被映射到层上进行预编码，形成向量块

$y(i) = [y^{(0)}(i) \ \dots \ y^{(P-1)}(i)]^T$, $i = 0, \dots, c \cdot M_{\text{symb}} - 1$, 其中 $y^{(p)}(i)$ 代表天线端口 p 的信号, $p = 0, \dots, P-1$, 并且天线端口数目 $P \in \{1, 2, 4\}$ 。层映射和预编码操作取决于 PHICH 所使用的循环前缀长度和天线端口数目。PHICH 将使用与 PBCH 传输相同的天线端口。

对于单天线端口 ($P=1$) 传输, 层映射和预编码按照下行物理信道基本处理流程中第 (3) 点中描述的第①点 “单天线端口的层映射” 和第 (4) 点中的第①点 “单天线端口的预编码” 进行层映射和预编码, 并且 $M_{\text{symb}}^{(0)} = c \cdot M_{\text{symb}}$

对于 2 天线端口 ($P=2$) 传输, 层映射和预编码按照下行物理信道基本处理流程中第 (3) 点中描述的第③点 “传输分集的层映射” 和第 (4) 点中的第③点 “传输分集的预编码” 进行层映射和预编码, 并且 $M_{\text{symb}}^{(0)} = c \cdot M_{\text{symb}}$ 。

对于 4 天线端口传输, 层映射按照下行物理信道基本处理流程中第 (3) 点中描述的第③点 “传输分集的层映射” 进行层映射, 且 $M_{\text{symb}}^{(0)} = c \cdot M_{\text{symb}}$, 预编码按照如下描述进行:

如果 $(i + n_{\text{PHICH}}^{\text{group}}) \bmod 2 = 0$ (对于常规 CP), 或者 $(i + \lfloor n_{\text{PHICH}}^{\text{group}} / 2 \rfloor) \bmod 2 = 0$ (对于扩展 CP), $i = 0, 1, 2$ 。

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(4i) \\ y^{(1)}(4i) \\ y^{(2)}(4i) \\ y^{(3)}(4i) \\ y^{(0)}(4i+1) \\ y^{(1)}(4i+1) \\ y^{(2)}(4i+1) \\ y^{(3)}(4i+1) \\ y^{(0)}(4i+2) \\ y^{(1)}(4i+2) \\ y^{(2)}(4i+2) \\ y^{(3)}(4i+2) \\ y^{(0)}(4i+3) \\ y^{(1)}(4i+3) \\ y^{(2)}(4i+3) \\ y^{(3)}(4i+3) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Re}(x^{(0)}(i)) \\ \text{Re}(x^{(1)}(i)) \\ \text{Re}(x^{(2)}(i)) \\ \text{Re}(x^{(3)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(0)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(1)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(2)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(3)}(i)) \end{bmatrix}$$

否则,

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(4i) \\ y^{(1)}(4i) \\ y^{(2)}(4i) \\ y^{(3)}(4i) \\ y^{(0)}(4i+1) \\ y^{(1)}(4i+1) \\ y^{(2)}(4i+1) \\ y^{(3)}(4i+1) \\ y^{(0)}(4i+2) \\ y^{(1)}(4i+2) \\ y^{(2)}(4i+2) \\ y^{(3)}(4i+2) \\ y^{(0)}(4i+3) \\ y^{(1)}(4i+3) \\ y^{(2)}(4i+3) \\ y^{(3)}(4i+3) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Re}(x^{(0)}(i)) \\ \text{Re}(x^{(1)}(i)) \\ \text{Re}(x^{(2)}(i)) \\ \text{Re}(x^{(3)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(0)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(1)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(2)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(3)}(i)) \end{bmatrix}$$

$i = 0, 1, 2$ 。

(3) RE 映射

每一个 PHICH 组的序列 $\bar{y}^{(p)}(0), \dots, \bar{y}^{(p)}(M_{\text{sybm}}^{(0)} - 1)$ 定义为：

$$\bar{y}^{(p)}(n) = \sum y_i^{(p)}(n)$$

其中求和操作针对一个 PHICH 组中所有的 PHICH 进行， $y_i^{(p)}(n)$ 代表 PHICH 组中的第 i 个符号序列。

PHICH 组被映射到 PHICH 映射单元。

对于常规 CP，PHICH 组 m 到 PHICH 映射单元 m' 的映射定义为

$$\tilde{y}_{m'}^{(p)}(n) = \bar{y}_m^{(p)}(n)$$

$$\text{式中 } m' = m = \begin{cases} 0, 1, \dots, N_{\text{PHICH}}^{\text{group}} - 1 & \text{对 FDD 系统} \\ 0, 1, \dots, m_i \cdot N_{\text{PHICH}}^{\text{group}} - 1 & \text{对 TDD 系统} \end{cases}$$

其中 m_i 的值见表 5-。

对于扩展 CP，PHICH 组 m 和 $m+1$ 到 PHICH 映射单元 m' 的映射定义为

$$\tilde{y}_{m'}^{(p)}(n) = \bar{y}_m^{(p)}(n) + \bar{y}_{m+1}^{(p)}(n)$$

$$\text{式中 } m' = m/2, \quad m = \begin{cases} 0, 2, \dots, N_{\text{PHICH}}^{\text{group}} - 2 & \text{对 FDD 系统} \\ 0, 2, \dots, m_i \cdot N_{\text{PHICH}}^{\text{group}} - 2 & \text{对 TDD 系统} \end{cases}$$

其中 m_i 的值见表 6。

令 $z^{(p)}(i) = \langle \tilde{y}^{(p)}(4i), \tilde{y}^{(p)}(4i+1), \tilde{y}^{(p)}(4i+2), \tilde{y}^{(p)}(4i+3) \rangle$ ， $i = 0, 1, 2$ ，表示天线端口 p 上

传输的第 i 个符号组。资源粒子映射按照如下方式进行：

1) 对每个 l' ，令 $n_{l'}$ 表示在第 l' 个 OFDM 符号上有没有分配给 PCFICH 的资源

粒子的数目。

2) 为第 l' 个 OFDM 符号上没有分配给 PCFICH 的资源粒子组进行编号 $0 \sim n_{l'} - 1$, 从最低频序号的资源粒子组开始。

3) 令 $m' = 0$ (PHICH 映射单元序号)

4) 对于每个 $i = 0, 1, 2$, 来自 PHICH 映射单元 m' 的符号组 $z^{(p)}(i)$ 被映射到资源粒子组 $(k', l')_i$, 其中序号 k'_i 和 l'_i 由下面两个步骤给出。

5) 时域序号 l'_i 由下式给出, 即

$$l'_i = \begin{cases} 0 & \text{常规 PHICH 长度, 所有子帧} \\ (\lfloor m'/2 \rfloor + i + 1) \bmod 2 & \text{扩展 PHICH 长度, MBSFN 子帧} \\ (\lfloor m'/2 \rfloor + i + 1) \bmod 2 & \text{扩展 PHICH 长度, TDD 系统子帧 1 和子帧 6} \\ i & \text{其他} \end{cases}$$

6) 设置频域序号 k'_i 为资源单元组序号 \bar{n}_i , 当 MBSFN 子帧中采用扩展 PHICH 长度时, 或者在 TDD 系统中的子帧 1 和子帧 6 采用扩展 PHICH 长度时, \bar{n}_i 由下式给出,

$$\bar{n}_i = \begin{cases} (\lfloor N_{\text{ID}}^{\text{cell}} \cdot n_{l'_i} / n_0 \rfloor + m') \bmod n_{l'_i} & i = 0 \\ (\lfloor N_{\text{ID}}^{\text{cell}} \cdot n_{l'_i} / n_0 \rfloor + m' + \lfloor n_{l'_i} / 3 \rfloor) \bmod n_{l'_i} & i = 1 \\ (\lfloor N_{\text{ID}}^{\text{cell}} \cdot n_{l'_i} / n_0 \rfloor + m' + \lfloor 2n_{l'_i} / 3 \rfloor) \bmod n_{l'_i} & i = 2 \end{cases}$$

否则

$$\bar{n}_i = \begin{cases} (\lfloor N_{\text{ID}}^{\text{cell}} \cdot n_{l'_i} / n_0 \rfloor + m') \bmod n_{l'_i} & i = 0 \\ (\lfloor N_{\text{ID}}^{\text{cell}} \cdot n_{l'_i} / n_0 \rfloor + m' + \lfloor n_{l'_i} / 3 \rfloor) \bmod n_{l'_i} & i = 1 \\ (\lfloor N_{\text{ID}}^{\text{cell}} \cdot n_{l'_i} / n_0 \rfloor + m' + \lfloor 2n_{l'_i} / 3 \rfloor) \bmod n_{l'_i} & i = 2 \end{cases}$$

7) m' 加 1。

8) 重复步骤 4), 知道所有的 PHICH 组被分配。

PHICH 的长度由高层按表 5-35 进行配置, 这个配置值限制了由 PCFICH 通知的控制区域大小的最小值。

表 5-35

PHICH 长度	非 MBSFN 子帧		MBSFN 子帧
	TDD 系统中的子帧 1 和子帧 6	所有其他情况	支持 PDSCH+PMCH 的混合载波
常规 CP	1	1	1
扩展 CP	2	3	2

9. 下行参考信号

下行定义了如下 3 中下行参考信号。

- (1) 小区专用的参考信号
- (2) MBSFN 参考信号
- (3) 终端专用参考信号
- (1) 小区专用参考信号

小区专用参考信号在所有非 MBSFN 的下行子帧上发送。对于 MBSFN 子帧, 只在前 2 个 OFDM 符号上发送小区专用参考信号。

小区专用参考信号在天线 0~3 上发送，并且只支持 $\Delta f = 15 \text{ kHz}$ 。

① 序列生成

参考信号序列 $r_{l,n_s}(m)$ 定义为：

$$r_{l,n_s}(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m+1)), \quad m = 0, 1, \dots, 2N_{\text{RB}}^{\text{max,DL}} - 1$$

其中， n_s 是一个无线帧中的时隙序号， l 是一个时隙中的 OFDM 符号序号。 $c(i)$ 为伪随机序列，分别初始条件设置为：

$$c_{\text{init}} = 2^{10} \cdot (7 \cdot (n_s + 1) + l + 1) \cdot (2 \cdot N_{\text{ID}}^{\text{cell}} + 1) + 2 \cdot N_{\text{ID}}^{\text{cell}} + N_{\text{CP}}$$

$$\text{其中 } N_{\text{CP}} = \begin{cases} 1 & \text{常规 CP} \\ 0 & \text{扩展 CP} \end{cases}$$

② RE 映射

参考信号序列 $r_{l,n_s}(m)$ 将按照如下方式映射到复值调制符号 $a_{k,l}^{(p)}$ 上，作为时隙 n_s 中天线端口 p 上的参考符号，即

$$a_{k,l}^{(p)} = r_{l,n_s}(m')$$

其中，

$$k = 6m + (v + v_{\text{shift}}) \bmod 6$$

$$l = \begin{cases} 0, N_{\text{symbol}}^{\text{DL}} - 3 & p \in \{0, 1\} \\ 1 & p \in \{2, 3\} \end{cases}$$

$$m = 0, 1, \dots, 2 \cdot N_{\text{RB}}^{\text{DL}} - 1$$

$$m' = m + N_{\text{RB}}^{\text{max,DL}} - N_{\text{RB}}^{\text{DL}}$$

变量 v 和 v_{shift} 表示不同参考信号的频域位置，其中

$$v = \begin{cases} 0 & p = 0 \text{ and } l = 0 \\ 3 & p = 0 \text{ and } l \neq 0 \\ 3 & p = 1 \text{ and } l = 0 \\ 0 & p = 1 \text{ and } l \neq 0 \\ 3(n_s \bmod 2) & p = 2 \\ 3 + 3(n_s \bmod 2) & p = 3 \end{cases}$$

小区专用的频域偏移为 $v_{\text{shift}} = N_{\text{ID}}^{\text{cell}} \bmod 6$ 。

在同一时隙内，如果资源单元 (k, l) 用于发送某一天线端口的参考信号，那么其他天线端口对应的位置不发送任何数据，并且设置为 0。

图 5-14 和图 5-15 给出了按照上述定义的用于参考符号传输的资源粒子示意图。

其中 R_p 表示天线端口 p 上用于传输参考符号的资源粒子。

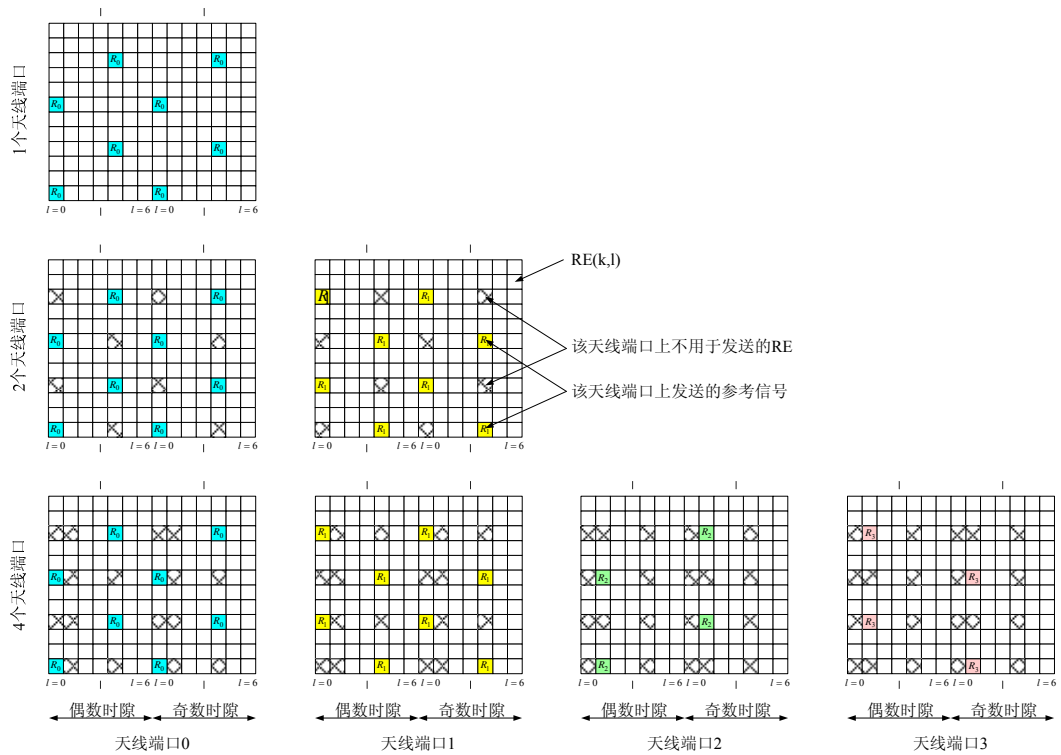


图 5-14 常规 CP 下的下行参考信号映射

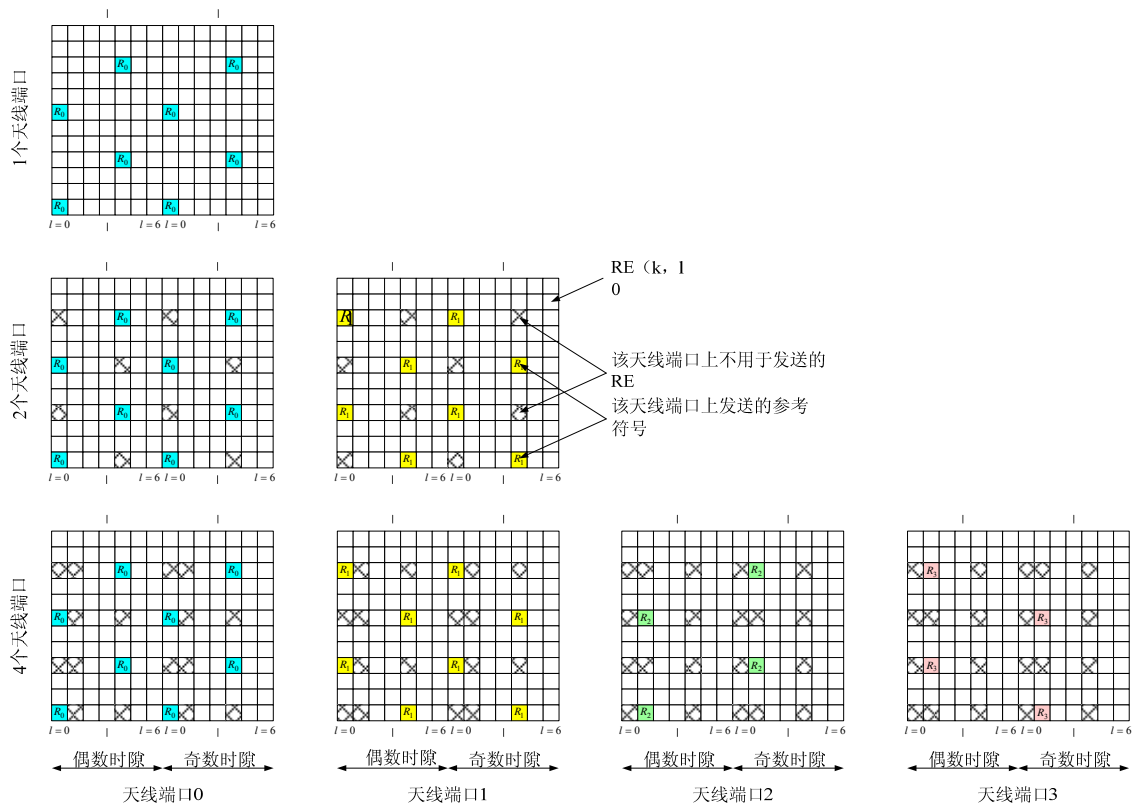


图 5-15 扩展 CP 下的下行参考信号映射

(2) MBSFN 参考信号

MBSFN 参考信号只在 MBSFN 子帧发送，并在天线端口 4 上发送。MBSFN 只支

持扩展 CP 配置。

①序列生成

MBSFN 参考信号 $r_{l,n_s}(m)$ 定义为：

$$r_{l,n_s}(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m+1)), \quad m = 0, 1, \dots, 6N_{\text{RB}}^{\text{max,DL}} - 1$$

其中， n_s 表示一个无线帧内的时隙号， l 表示一个时隙内的 OFDM 符号； $c(i)$ 为伪随机序列，并将初始条件设置为：

$$c_{\text{init}} = 2^9 \cdot (7 \cdot (n_s + 1) + l + 1) \cdot (2 \cdot N_{\text{ID}}^{\text{MBSFN}} + 1) + N_{\text{ID}}^{\text{MBSFN}}$$

②RE 映射

在 OFDM 符号 l 中的参考信号序列 $r_{l,n_s}(m')$ ，将按照如下方式映射到复值调制符号

$a_{k,l}^{(p)}$ 上，并且 $p = 4$ 。即：

$$a_{k,l}^{(p)} = r_{l,n_s}(m')$$

其中，

$$k = \begin{cases} 2m & \text{如果 } l \neq 0, \Delta f = 15 \text{ kHz} \\ 2m+1 & \text{如果 } l = 0, \Delta f = 15 \text{ kHz} \\ 4m & \text{如果 } l \neq 0, \Delta f = 7.5 \text{ kHz} \\ 4m+2 & \text{如果 } l = 0, \Delta f = 7.5 \text{ kHz} \end{cases}$$

$$l = \begin{cases} 2 & \text{如果 } n_s \bmod 2 = 0, \Delta f = 15 \text{ kHz} \\ 0, 4 & \text{如果 } n_s \bmod 2 = 1, \Delta f = 15 \text{ kHz} \\ 1 & \text{如果 } n_s \bmod 2 = 0, \Delta f = 7.5 \text{ kHz} \\ 0, 2 & \text{如果 } n_s \bmod 2 = 1, \Delta f = 7.5 \text{ kHz} \end{cases}$$

$$m = 0, 1, \dots, 6N_{\text{RB}}^{\text{DL}} - 1$$

$$m' = m + 3(N_{\text{RB}}^{\text{max,DL}} - N_{\text{RB}}^{\text{DL}})$$

图 5-16 给出了在子载波 $\Delta f = 15 \text{ kHz}$ 的情况下，用于传输 MBSFN 参考信号的资源粒子示意图。在一个 MBSFN 专用小区子载波 $\Delta f = 7.5 \text{ kHz}$ 的情况下，MBSFN 参考信号分别按照图 5-17 映射到资源粒子上，其中 R_p 表示天线端口 p 上用于传输参考符号的资源粒子。

(3) UE 专用参考信号

UE 专用参考信号用于支持单天线端口的 PDSCH 传输。终端专用参考信号在天线端口 5 上传输。高层将通知终端是否存在终端专用参考信号，以及是都是一个有效的相位参考。如果高层信令通知终端存在 UE 专用参考信号，并且是有效的 PDSCH 解调相位参考，UE 可以忽略任何在天线端口 2 和 3 上的传输。终端专用参考信号仅仅在 PDSCH 对应的资源块中传输。

①序列生成

对于天线端口 5，UE 专用参考信号序列 $r_{n_s}(m)$ 定义为：

$$r_{n_s}(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m+1)), \quad m = 0, 1, \dots, 12N_{\text{RB}}^{\text{PDSCH}} - 1$$

其中 $N_{\text{RB}}^{\text{PDSCH}}$ 表示 PDSCH 传输对应的传输带宽（资源块个数）。 $c(i)$ 为伪随机序列，并将初始条件设置为：

$$c_{\text{init}} = (\lfloor n_s / 2 \rfloor + 1) \cdot (2N_{\text{ID}}^{\text{cell}} + 1) \cdot 2^{16} + n_{\text{SCID}}$$

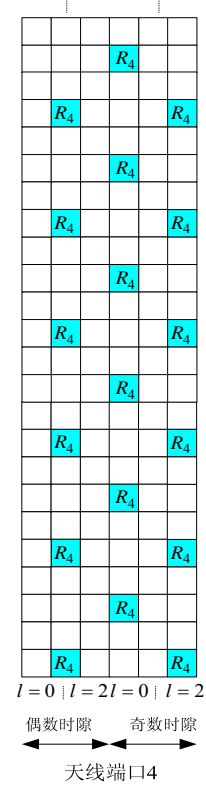
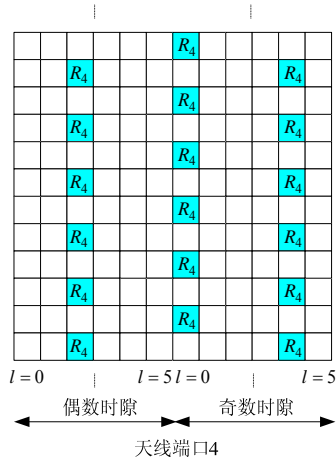


图 5- 16 MBSFN 参考信号映射（ $\Delta f = 15 \text{ kHz}$ ） 图 5-17 MBSFN 参考信号映射（ $\Delta f = 7.5 \text{ kHz}$ ）

②RE 映射

在 PDSCH 传输对应的一个频域序号为 n_{PRB} 的物理资源块中，参考信号序列 $r_{n_s}(m)$

将按照下式映射到一个子帧的复值调制符号 $a_{k,l}^{(p)}$ 上，并且 $p = 5$ 。

$$\text{对常规 CP,} \quad a_{k,l}^{(p)} = r_{n_s}(3 \cdot l' \cdot N_{\text{RB}}^{\text{PDSCH}} + m')$$

其中，

$$k = (k') \bmod N_{\text{sc}}^{\text{RB}} + N_{\text{sc}}^{\text{RB}} \cdot n_{\text{PRB}}$$

$$k' = \begin{cases} 4m' + v_{\text{shift}} & l \in \{2, 3\} \\ 4m' + (2 + v_{\text{shift}}) \bmod 4 & l \in \{5, 6\} \end{cases}$$

$$l = \begin{cases} 3 & l' = 0 \\ 6 & l' = 1 \\ 2 & l' = 2 \\ 5 & l' = 3 \end{cases}$$

$$l' = \begin{cases} 0,1 & n_s \bmod 2 = 0 \\ 2,3 & n_s \bmod 2 = 1 \end{cases}$$

$$m' = 0, 1, \dots, 3N_{\text{RB}}^{\text{PDSCH}} - 1$$

对扩展 CP,

$$a_{k,l}^{(p)} = r_{n_s}(4 \cdot l' \cdot N_{\text{RB}}^{\text{PDSCH}} + m')$$

其中,

$$k = (k') \bmod N_{\text{sc}}^{\text{RB}} + N_{\text{sc}}^{\text{RB}} \cdot n_{\text{PRB}}$$

$$k' = \begin{cases} 3m' + v_{\text{shift}} & l = 4 \\ 3m' + (2 + v_{\text{shift}}) \bmod 3 & l = 1 \end{cases}$$

$$l = \begin{cases} 4 & l' \in \{0, 2\} \\ 1 & l' = 1 \end{cases}$$

$$l' = \begin{cases} 0 & n_s \bmod 2 = 0 \\ 1, 2 & n_s \bmod 2 = 1 \end{cases}$$

$$m' = 0, 1, \dots, 4N_{\text{RB}}^{\text{PDSCH}} - 1$$

UE 专用参考信号映射时按照 n_{PRB} 递增的顺序进行。 $N_{\text{RB}}^{\text{PDSCH}}$ 表示 PDSCH 传输所占用的带宽（以 PRB 为单位）。图 5-18 和图 5-19 给出了常规 CP 和扩展 CP 的专用参考信号映射方法，其中 R_p 表示天线端口 p 上用于传输参考符号的资源粒子。

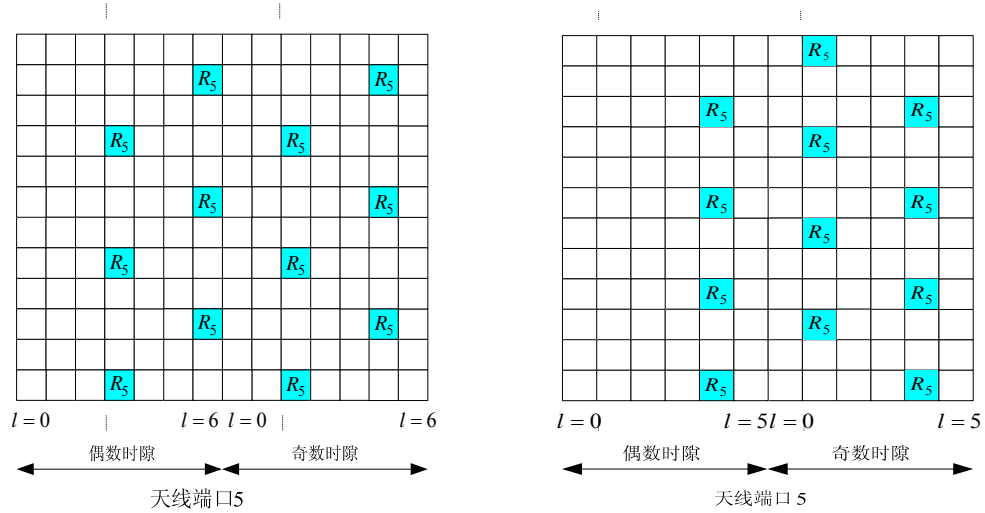


图 5-18 UE 专用参考信号映射（常规 CP） 图 5-19 UE 专用参考信号映射（扩展 CP）

10. 同步信号

存在 504 个唯一的物理层小区 ID。这些物理层小区 ID 被分为 168 个唯一的物理层小区 ID 组，每一组包含 3 个唯一的 id。分组保证每一个物理层 id 是一个而且是唯一一个物理层 id 组的一部分。这样，一个物理层小区 id $N_{\text{ID}}^{\text{cell}} = 3N_{\text{ID}}^{(1)} + N_{\text{ID}}^{(2)}$ 就可以由代

表物理层 id 组的数字 $N_{\text{ID}}^{(1)}$ (0~167) 和代表该物理层 id 组中的物理层 id 的数字 $N_{\text{ID}}^{(2)}$ (0~2) 来唯一定义。

(1) 主同步信号

①序列产生

用作主同步信道的序列 $d(n)$ ，由频域 Zadoff-Chu 序列按照下式产生，即

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

其中，Zadoff-Chu 根序列序号由表 5-36 给出。

表 5-36 主同步信号根序号

$N_{\text{ID}}^{(2)}$	Root index u
0	25
1	29
2	34

②RE 映射

序列 $d(n)$ 按照下式映射到资源粒子上，即

$$a_{k,l} = d(n), \quad n = 0, \dots, 61$$

$$k = n - 31 + \frac{N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}}}{2}$$

对 TDD 系统，主同步信号将被映射到子帧 1 和子帧 6 的第三个 OFDM 符号上。在该 OFDM 符号上，用于传输主同步信号的资源粒子 (k, l) 为

$$k = n - 31 + \frac{N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}}}{2}$$

$$n = -5, -4, \dots, -1, 62, 63, \dots, 66$$

(2) 辅同步信号

①序列产生

序列 $d(0), \dots, d(61)$ 是由两个长度为 31 的二进制序列交织级联产生，长度为 31 的二进制由一个长度为 31 的 M 序列通过循环移位获得。级联的序列使用扰码序列进行加扰，加扰序列有主同步信号给出。

两个长度为 31 的序列组合按照下式定义了子帧 0 和子帧 5 之间不同的辅同步信号，即

$$d(2n) = \begin{cases} s_0^{(m_0)}(n) c_0(n) & \text{子帧0中} \\ s_1^{(m_1)}(n) c_0(n) & \text{子帧5中} \end{cases}$$

$$d(2n+1) = \begin{cases} s_1^{(m_1)}(n) c_1(n) z_1^{(m_0)}(n) & \text{子帧0中} \\ s_0^{(m_0)}(n) c_1(n) z_1^{(m_1)}(n) & \text{子帧5中} \end{cases}$$

其中 $0 \leq n \leq 30$ ，序号 m_0 和 m_1 由物理层小区 ID 组 $N_{\text{ID}}^{(1)}$ 按照下式得到，即

$$\begin{aligned}
m_0 &= m' \bmod 31 \\
m_1 &= (m_0 + \lfloor m'/31 \rfloor + 1) \bmod 31 \\
m' &= N_{\text{ID}}^{(1)} + q(q+1)/2, \quad q = \left\lfloor \frac{N_{\text{ID}}^{(1)} + q'(q'+1)/2}{30} \right\rfloor, \quad q' = \lfloor N_{\text{ID}}^{(1)}/30 \rfloor
\end{aligned}$$

具体输出结果见表 5-37。

序列 $s_0^{(m_0)}(n)$ 和 $s_1^{(m_1)}(n)$ 按照下式由 \mathbf{m} 序列 $\tilde{s}(n)$ 的两个不同循环移位获得，即

$$\begin{aligned}
s_0^{(m_0)}(n) &= \tilde{s}((n + m_0) \bmod 31) \\
s_1^{(m_1)}(n) &= \tilde{s}((n + m_1) \bmod 31)
\end{aligned}$$

其中 $\tilde{s}(i) = 1 - 2x(i)$, $0 \leq i \leq 30$

$$x(\bar{i} + 5) = (x(\bar{i} + 2) + x(\bar{i})) \bmod 2, \quad 0 \leq \bar{i} \leq 25$$

初始值为 $x(0) = 0$, $x(1) = 0$, $x(2) = 0$, $x(3) = 0$, $x(4) = 1$ 。

扰码序列 $c_0(n)$ 和 $c_1(n)$ 取决于主同步信号，按照下式由 \mathbf{m} 序列 $\tilde{c}(n)$ 的两个不同循环移位获得，即

$$\begin{aligned}
c_0(n) &= \tilde{c}((n + N_{\text{ID}}^{(2)}) \bmod 31) \\
c_1(n) &= \tilde{c}((n + N_{\text{ID}}^{(2)} + 3) \bmod 31)
\end{aligned}$$

其中 $N_{\text{ID}}^{(2)} \in \{0, 1, 2\}$ 是物理层小区 ID 组 $N_{\text{ID}}^{(1)}$ 中的物理层小区 ID, 并且

$$\tilde{c}(i) = 1 - 2x(i), \quad 0 \leq i \leq 30$$

$$x(\bar{i} + 5) = (x(\bar{i} + 3) + x(\bar{i})) \bmod 2, \quad 0 \leq \bar{i} \leq 25$$

初始值为 $x(0) = 0$, $x(1) = 0$, $x(2) = 0$, $x(3) = 0$, $x(4) = 1$ 。

扰码 $z_1^{(m_0)}(n)$ 和 $z_1^{(m_1)}(n)$ 由 \mathbf{m} 序列 $\tilde{z}(n)$ 按照下式进行循环移位获得，即

$$z_1^{(m_0)}(n) = \tilde{z}((n + (m_0 \bmod 8)) \bmod 31)$$

$$z_1^{(m_1)}(n) = \tilde{z}((n + (m_1 \bmod 8)) \bmod 31)$$

其中 m_0 和 m_1 由表 5-37 获得，并且

$$\tilde{z}(i) = 1 - 2x(i), \quad 0 \leq i \leq 30$$

$$x(\bar{i} + 5) = (x(\bar{i} + 4) + x(\bar{i} + 2) + x(\bar{i} + 1) + x(\bar{i})) \bmod 2, \quad 0 \leq \bar{i} \leq 25$$

初始值为 $x(0) = 0$, $x(1) = 0$, $x(2) = 0$, $x(3) = 0$, $x(4) = 1$ 。

表 5-37 物理层小区 ID 组 $N_{ID}^{(1)}$ 与序号 m_0 和 m_1 间的映射关系

$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1	$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1	$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1	$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1	$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1
0	0	1	34	4	6	68	9	12	102	15	19	136	22	27
1	1	2	35	5	7	69	10	13	103	16	20	137	23	28
2	2	3	36	6	8	70	11	14	104	17	21	138	24	29
3	3	4	37	7	9	71	12	15	105	18	22	139	25	30
4	4	5	38	8	10	72	13	16	106	19	23	140	0	6
5	5	6	39	9	11	73	14	17	107	20	24	141	1	7
6	6	7	40	10	12	74	15	18	108	21	25	142	2	8
7	7	8	41	11	13	75	16	19	109	22	26	143	3	9
8	8	9	42	12	14	76	17	20	110	23	27	144	4	10
9	9	10	43	13	15	77	18	21	111	24	28	145	5	11
10	10	11	44	14	16	78	19	22	112	25	29	146	6	12
11	11	12	45	15	17	79	20	23	113	26	30	147	7	13
12	12	13	46	16	18	80	21	24	114	0	5	148	8	14
13	13	14	47	17	19	81	22	25	115	1	6	149	9	15
14	14	15	48	18	20	82	23	26	116	2	7	150	10	16
15	15	16	49	19	21	83	24	27	117	3	8	151	11	17
16	16	17	50	20	22	84	25	28	118	4	9	152	12	18
17	17	18	51	21	23	85	26	29	119	5	10	153	13	19
18	18	19	52	22	24	86	27	30	120	6	11	154	14	20
19	19	20	53	23	25	87	0	4	121	7	12	155	15	21
20	20	21	54	24	26	88	1	5	122	8	13	156	16	22
21	21	22	55	25	27	89	2	6	123	9	14	157	17	23
22	22	23	56	26	28	90	3	7	124	10	15	158	18	24
23	23	24	57	27	29	91	4	8	125	11	16	159	19	25
24	24	25	58	28	30	92	5	9	126	12	17	160	20	26
25	25	26	59	0	3	93	6	10	127	13	18	161	21	27
26	26	27	60	1	4	94	7	11	128	14	19	162	22	28
27	27	28	61	2	5	95	8	12	129	15	20	163	23	29
28	28	29	62	3	6	96	9	13	130	16	21	164	24	30
29	29	30	63	4	7	97	10	14	131	17	22	165	0	7
30	0	2	64	5	8	98	11	15	132	18	23	166	1	8
31	1	3	65	6	9	99	12	16	133	19	24	167	2	9
32	2	4	66	7	10	100	13	17	134	20	25	-	-	-
33	3	5	67	8	11	101	14	18	135	21	26	-	-	-

②RE 映射

在一个子帧中，主同步信号与辅同步信号使用相同的天线端口。序列 $d(n)$ 将按照下式映射到物理资源粒子，即

$$a_{k,l} = d(n), \quad n = 0, \dots, 61$$

$$k = n - 31 + \frac{N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}}}{2}$$

$$l = \begin{cases} N_{\text{symb}}^{\text{DL}} - 2 & \text{在时隙0和时隙10中} & \text{FDD系统} \\ N_{\text{symb}}^{\text{DL}} - 1 & \text{在时隙1和时隙11中} & \text{TDD系统} \end{cases}$$

用于传输辅同步信号的资源粒子 (k, l) 为

$$k = n - 31 + \frac{N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}}}{2}$$

$$l = \begin{cases} N_{\text{symb}}^{\text{DL}} - 2 & \text{在时隙0和时隙10中} & \text{FDD系统} \\ N_{\text{symb}}^{\text{DL}} - 1 & \text{在时隙1和时隙11中} & \text{TDD系统} \end{cases}$$

$$n = -5, -4, \dots, -1, 62, 63, \dots, 66$$

11. OFDM 基带信号产生

一个下行时隙中的第 l 个 OFDM 符号在天线端口 p 上的时间连续信号 $s_l^{(p)}(t)$ 为：

$$s_l^{(p)}(t) = \sum_{k=-\lfloor N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}} / 2 \rfloor}^{-1} a_{k^{(-)}, l}^{(p)} \cdot e^{j2\pi k \Delta f (t - N_{\text{CP}, l} T_s)} + \sum_{k=1}^{\lceil N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}} / 2 \rceil} a_{k^{(+)}, l}^{(p)} \cdot e^{j2\pi k \Delta f (t - N_{\text{CP}, l} T_s)}$$

其中， $0 \leq t < (N_{\text{CP}, l} + N) \times T_s$ ， $k^{(-)} = k + \lfloor N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}} / 2 \rfloor$ ， $k^{(+)} = k + \lfloor N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}} / 2 \rfloor - 1$ 。

在子载波间隔 $\Delta f = 15 \text{ kHz}$ 时， $N = 2048$ ；在子载波间隔 $\Delta f = 7.5 \text{ kHz}$ 时， $N = 4096$ 。

一个时隙中的 OFDM 符号将从 $l = 0$ 开始，按照 l 的增序进行传输，其中 OFDM 符号 l 在一个时隙中的开始时间为 $\sum_{l'=0}^{l-1} (N_{\text{CP}, l'} + N) T_s$ 。

表 5-38 给出了 $N_{\text{CP}, l}$ 的数值。注意，一个时隙中的不同 OFDM 符号可能具有不同的循环前缀长度。

表 5-38 OFDM 参数

配置		循环前缀长度 $N_{\text{CP}, l}$
Normal cyclic prefix	$\Delta f = 15 \text{ kHz}$	160 for $l = 0$ 144 for $l = 1, 2, \dots, 6$
	$\Delta f = 15 \text{ kHz}$	512 for $l = 0, 1, \dots, 5$
Extended cyclic prefix	$\Delta f = 7.5 \text{ kHz}$	1024 for $l = 0, 1, 2$

12. 伪随机序列产生

伪随机序列由长度为 33 的 Gold 序列生成。长度为 M_{PN} 的输出序列 $c(n)$ 定义为：

$$c(n) = (x_1(n + N_c) + x_2(n + N_c)) \bmod 2$$

$$x_1(n + 3) = (x_1(n + 3) + x_1(n)) \bmod 2$$

$$x_2(n + 3) = (x_2(n + 3) + x_2(n + 2) + x_2(n + 1) + x_2(n)) \bmod 2$$

其中， $n = 0, 1, \dots, M_{\text{PN}} - 1$ ， $N_c = 1600$ ，第一个序列被初始化为

$x_1(0)=1, x_1(n)=0, n=1,2,\dots,30$ 。第二个序列的初始化表示为 $c_{\text{init}} = \sum_{i=0}^{30} x_2(i) \cdot 2^i$ ，其数值取决于序列具体的应用。

5.4 传输信道编码与复用

5.4.1 信道编码基本过程

信道编码是为保证通信系统的传输可靠性，克服信道中的噪声和干扰而专门设计的一类抗干扰技术和方法。

信道编码从功能上看有 3 类编码：

- a. 仅具有检错功能的检错码，如循环冗余校验 CRC 码、自动请求重传 ARQ 等；
- b. 具有自动纠正差错功能的纠错码，如循环码中的 BCH、RS 码及卷积码、级联码、Turbo 码等；
- c. 具有既能检错又能纠错功能的信道编码，最典型的是混合 ARQ，又称为 HARQ。

从结构和规律上分两类：

- a. 线性码：监督关系方程是线性方程的信道编码称为线性码，目前大部分实用化的信道编码均属于线性码，如线性分组码、线性卷积码是经常采用的信道编码；
- b. 非线性码：一切监督关系方程不满足线性规律的信道编码均称为非线性码。

LTE 中采用的信道编码有 2 种：Turbo 和咬尾卷积码。LTE 中不同的物理信道都唯一的对应于 Turbo、咬尾卷积码中的一种，只要物理信道确定，则其编码方式唯一确定。

物理信道从上层接收到的传输块 TB (transport block) 后，信道编码的一般流程如图 5-20 所示，包括：

- 1) 向传输块 TB 添加 CRC 校验
- 2) 码块分段及码块 CRC 校验添加
- 3) 数据和控制信息的信道编码
- 4) 速度匹配
- 5) 码块级联
- 6) 数据和控制信息复用
- 7) 信道交织

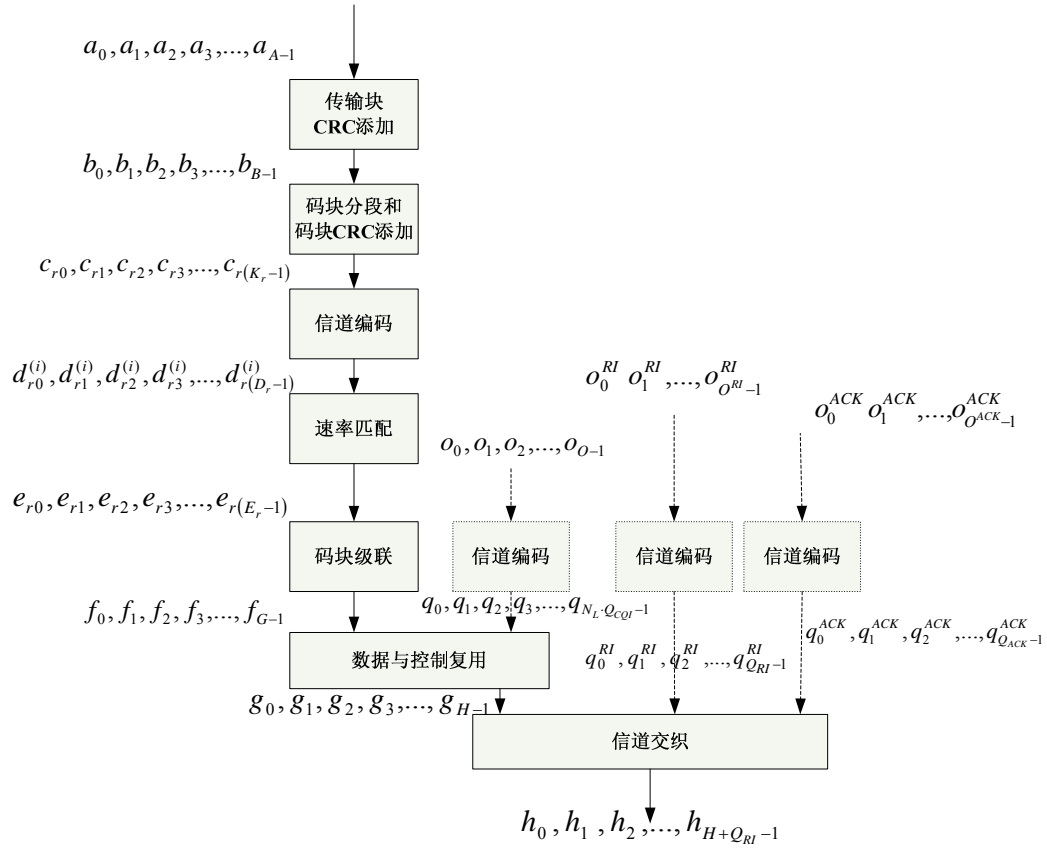


图 5-20 信道编码的一般流程

说明：这是最复杂的编码流程、一般物理信道的编码流程都是它的简化版。

1. CRC 计算

CRC 是通信系统中常用的检错码，TD-LTE 采用 CRC 用于接收端判断接收到的数据是否正确，一般来说 CRC 码字越长，检错能力越强。

原理：它是利用除法及余数的原理来作错误侦测（Error Detecting）的。实际应用时，发送装置计算出 CRC 值并随数据一同发送给接收装置，接收装置对收到的数据重新计算 CRC 并与收到的 CRC 相比较，若两个 CRC 值不同，则说明数据通讯出现错误。即在传输块 TB 的尾部添加 Lbit 校验位，L 位校验位是根据该传输块进行 CRC 计算得到，在接收端可以将信息码和 CRC 码一起除以生成多项式，若余数不为零则传送错误。

具体过程如下：

记输入 CRC 计算单元的 TB 传输块的比特流为 $a_0, a_1, a_2, a_3, \dots, a_{A-1}$ ，记奇偶校验比特为 $p_0, p_1, p_2, p_3, \dots, p_{L-1}$ 。A 表示传输块（TB）的大小，L 表示校验位的数目。CRC 校验位由如下生成多项式生成：

- 1) $g_{CRC24A}(D) = [D^{24} + D^{23} + D^{18} + D^{17} + D^{14} + D^{11} + D^{10} + D^7 + D^6 + D^5 + D^4 + D^3 + D + 1]$ （如果 CRC 长度 $L = 24$ ）
- 2) $g_{CRC24B}(D) = [D^{24} + D^{23} + D^6 + D^5 + D + 1]$ （如果 CRC 长度 $L = 24$ ）
- 3) $g_{CRC16}(D) = [D^{16} + D^{12} + D^5 + 1]$ （如果 CRC 长度 $L = 16$ ）
- 4) $g_{CRC8}(D) = [D^8 + D^7 + D^4 + D^3 + D + 1]$ （如果 CRC 长度 $L = 8$ ）

编码以系统的方式进行，这意味着在 GF(2)中，

对于多项式： $a_0 D^{A+23} + a_1 D^{A+22} + \dots + a_{A-1} D^{24} + p_0 D^{23} + p_1 D^{22} + \dots + p_{22} D^1 + p_{23}$

满足被对应 $L=24$ 的多项式 $g_{CRC24A}(D)$ 或 $g_{CRC24B}(D)$ 除之后，余数为 0。

对于多项式： $a_0D^{A+15} + a_1D^{A+14} + \dots + a_{A-1}D^{16} + p_0D^{15} + p_1D^{14} + \dots + p_{14}D^1 + p_{15}$

满足被对应 $L=16$ 的多项式 $g_{CRC16}(D)$ 除之后其余数为 0。

对于多项式： $a_0D^{A+7} + a_1D^{A+6} + \dots + a_{A-1}D^8 + p_0D^7 + p_1D^6 + \dots + p_6D^1 + p_7$

满足被对应 $L=8$ 的多项式 $g_{CRC8}(D)$ 除之后其余数为 0。

添加 CRC 之后的输出比特流可表示为 $b_0, b_1, b_2, b_3, \dots, b_{B-1}$ ，其中 $B = A + L$ 。 a_k 和 b_k 的关系为：

$b_k = a_k$ 对于 $k = 0, 1, 2, \dots, A-1$

$b_k = p_{k-A}$ 对于 $k = A, A+1, A+2, \dots, A+L-1$

2. 码块分段及码块 CRC 校验添加

如果传输块 TB 添加 24bits CRC 后，如果长度超过 6144 位，则需要分段，分成多个长度小于 6144 的码块，每个码块的长度根据协议重新定义（不一定长度相等）。然后在每个码块重新进行 CRC 计算添加 24bits 校验位。

具体过程如下：

输入码块分段的比特流为 $b_0, b_1, b_2, b_3, \dots, b_{B-1}$ ，其中 $B=L+A$ 是传输块添加 CRC 后的总长， $B > 0$ 。如果 B 的长度大于一个传输块的最大值 $Z=6144$ ，则码块必须分段，并对每一个分段后的码块进行长度 $L = 24$ 的 CRC 冗余添加。

在下列计算中如果填充比特 F 不为 0，则填充比特添加到第一个码块的开始端。

如果 B 小于 40，填充比特添加到码块的开始位置。

在编码器的输入端，填充比特将被设置为空<NULL>。

码块分段的过程如下：

（1）传输块分段的块数 C 的计算

如果 $B \leq Z$

$$L = 0$$

码块数目为： $C = 1$

$$B' = B$$

否则

$$L = 24$$

码块数目为： $C = \lceil B / (Z - L) \rceil$ // 向上取整，得到码块数

$$B' = B + C \cdot L \quad // \text{码块分段后，还必须对每个码块添加 24 位 CRC，其最}$$

后的总长是 B'

（2）确定每个码块的长度

在得到需要分段的码块数后，即码块数 C 已经确定，接下就要确定每个码块的长度。

对 $C \neq 0$ ，码块分段的输出比特为 $c_{r0}, c_{r1}, c_{r2}, c_{r3}, \dots, c_{r(K_r-1)}$ ，其中 r 是码块序号，

K_r 是第 r 个码块所包含的比特数目。

则各个码块的长度计算过程如下（仅适用 $C \neq 0$ 情况）：

第一个码块的长度： K_+ 是在表 5-41 中满足 $C \cdot K \geq B'$ 的最小 K 值。

如果 $C = 1$ // 若 $C = 1$ ，即码块的长度 K 等于传输块的长度（加 CRC 后）

长度为 K_+ 的码块数为 $C_+ = 1$ ， $K_- = 0$ ， $C_- = 0$

否则如果 $C > 1$

第二个码块的长度: K_- = 表 5-41 中满足 $K < K_+$ 的最大的 K 值

$$\Delta_K = K_+ - K_- \quad // \text{ 第一块和第二块的长度差值}$$

$$\text{长度为 } K_- \text{ 的码块的个数: } C_- = \left\lfloor \frac{C \cdot K_+ - B'}{\Delta_K} \right\rfloor.$$

$$\text{长度为 } K_+ \text{ 的码块的个数: } C_+ = C - C_-.$$

$$\text{需要填充的比特数: } F = C_+ \cdot K_+ + C_- \cdot K_- - B'$$

(3) 插入填充比特

填充比特的插入过程如下:

对于 $k = 0 \sim F-1$, $c_{0k} = \langle \text{NULL} \rangle$ // 在第 0 个编号的码块的的前 F 个位置, 填充空符号 $\langle \text{NULL} \rangle$

$$k = F$$

$$s = 0$$

对于 $r = 0 \sim C-1$,

如果 $r < C_-$,

$$K_r = K_-$$

否则, $K_r = K_+$

当 $k < K_r - L$ 时

$$c_{rk} = b_s$$

$$k = k + 1$$

$$s = s + 1$$

// 从第 0 个码块的第 F 个位置开始, 按增序依次将数据填充到各个分段后的码块 (码块增序), 码块顺序重排, 先填充头 C_- 个码块, 前 C_- 个码块的长度为 K_- , 然后再是 C_+ 个码块 (长度为 K_+)

如果 $C > 1$,

序列 $c_{r0}, c_{r1}, c_{r2}, c_{r3}, \dots, c_{r(K_r-L-1)}$ 被用于计算 CRC 校验比特, 使用的生成多项式为

$g_{\text{CRC24B}}(D)$ 。对于 CRC 计算, 如果存在填充比特, 其值为 0.

当 $k < K_r$ 时,

$$c_{rk} = P_{r(k+L-K_r)}$$

$$k = k + 1$$

$$k = 0$$

// 每个码块的后 24 位必须预留给 CRC 校验位, 数据不能占用, 生成多项式为 $g_{\text{CRC24B}}(D)$ 。

这样之后, 便形成了总数目为 C 的码块, 分成两部分, $C = C_- + C_+$, 码块的编号的顺序为 $0, 1, \dots, C_- - 1, C_-, \dots, C_- + C_+$, 前 C_- 个码块的长度为 K_- , 后 C_+ 个码块的长度为 K_+ 。出来的码块为 $c_{r0}, c_{r1}, c_{r2}, c_{r3}, \dots, c_{r(K_r-1)}$, 其中 r 表示码块号, K_r 表示该码块的长度 K_- 或者是 K_+ 。

3. 信道编码

对于一个给定的码块，输入信道编码模块的比特序列表示为 $c_0, c_1, c_2, c_3, \dots, c_{K-1}$ ， K 表示需要进行编码的比特数目。编码后的比特表示为 $d_0^{(i)}, d_1^{(i)}, d_2^{(i)}, d_3^{(i)}, \dots, d_{D-1}^{(i)}$ ，其中 D 是每个输出流的编码的比特数目， i 表示编码器输出流的序号。 c_k 和 $d_k^{(i)}$ 的关系以及 K 和 D 的关系由编码方式决定。

LTE 传输信道采用的信道编码方案有两种：Turbo 和咬尾卷积码。

不同类型的传输信道使用的编码方案和编码速率如表 5-39 所示，不同类型的控制信息使用的编码方案和编码速率如表 5-40 所示。

表 5-39 不同传输信道使用的信道编码方案和编码速率

传输信道	编码方案	编码速率
UL-SCH	Turbo 编码	1/3
DL-SCH		
PCH		
MCH		
BCH	Tail biting 卷积码	1/3

表 5-40 不同控制信息使用的编码方案和编码速率

控制信息	编码方案	编码速率
DCI	Tail biting 卷积码	1/3
CFI	块编码	1/16
HI	重复编码	1/3
UCI	块编码	可变
	Tail biting 卷积码	1/3

两种编码方案中， D 值分别为：

Tail biting 卷积码，编码速率为 1/3， $D = K$ ；

turbo 编码，编码速率为 1/3， $D = K + 4$ ；

对于这两种编码方案，输出流序号 i 的范围是 0、1、2。

下面分别描述这两种编码方案过程。

(1) Tail biting 卷积码

LTE 采用约束长度为 7，编码速率为 1/3 的 Tail biting 卷积码器。卷积编码器的结构如图 5-21 所示。

编码器的移位寄存器的初始值设置为输入流最后的 6 个信息比特对应的值，使得移位寄存器的初始和最终状态相同。因此，如果用 $s_0, s_1, s_2, \dots, s_5$ 表示编码器的移动寄存器，那么移位寄存器的初始值将被设置为：

$$s_i = c_{(K-1-i)}$$

编码器的输出流 $d_k^{(0)}$ ， $d_k^{(1)}$ 和 $d_k^{(2)}$ 分别对应第一、第二和第三奇偶流，如图 3-20 所示。

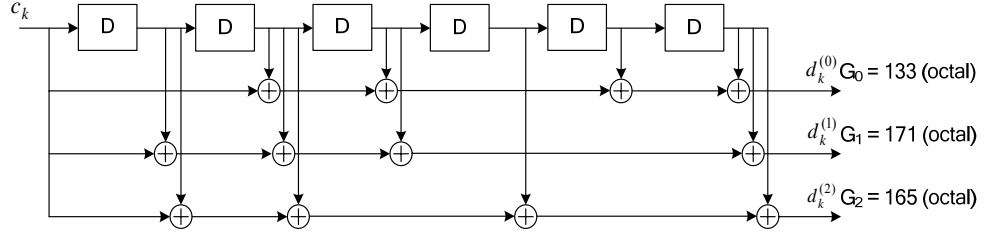


图 5-21 编码速率为 1/3 的 Tail biting 卷积码编码器

(2) Turbo 编码

Turbo 编码器结构图如图 5-22 所示，它采用并行级联卷积编码（Parallel Concatenated Convolutional Code, PCCC），包含两个 8 状态子编码器和一个 Turbo 码内交织器，编码速率为 1/3。Turbo 编码器的输入为 $c_0, c_1, c_2, c_3, \dots, c_{K-1}$ ，第一个和第二个 8 状态子编码器的输出分别为 $z_0, z_1, z_2, z_3, \dots, z_{K-1}$ 和 $z'_0, z'_1, z'_2, z'_3, \dots, z'_{K-1}$ 。从 Turbo 码内交织器的输出比特为 $c'_0, c'_1, \dots, c'_{K-1}$ ，这些比特将被输入第二个 8 状态子编码器。

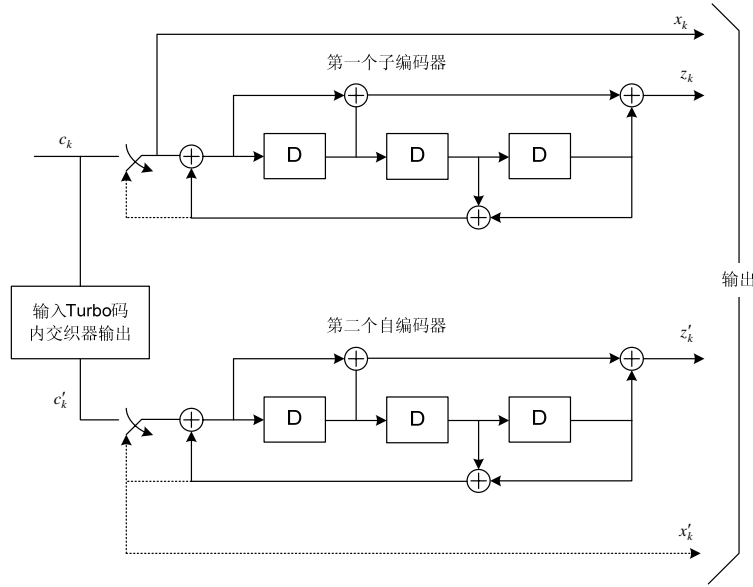


图 5-22 编码速率为 1/3 的 Turbo 编码器（虚线仅应用于 trellis termination）

PMCC 中 8 个状态子编码器的传输函数为 $G(D) = \begin{bmatrix} 1, \frac{g_1(D)}{g_0(D)} \end{bmatrix}$,

式中

$$g_0(D) = 1 + D^2 + D^3,$$

$$g_1(D) = 1 + D + D^3.$$

当开始进行编码时，8 个状态子编码器中移位寄存器的初始值为 0。

编码器的输出为：

$$d_k^{(0)} = x_k$$

$$d_k^{(1)} = z_k$$

$$d_k^{(2)} = z'_k, \quad k = 0, 1, 2, \dots, K-1$$

如果被编码的码块是 0 号码块，并且填充比特的数目 $F > 0$ ，那么编码器的输入就被设置为 $c_k = 0, k = 0, \dots, (F-1)$ ，并且输出为 $d_k^{(0)} = \langle \text{NULL} \rangle, k = 0, \dots, (F-1)$ and

$$d_k^{(1)} = \langle NULL \rangle, k = 0, \dots, (F-1)。$$

Trellis termination 通过从所有信息比特编码之后的移位寄存器反馈中获取尾比特来完成，尾比特在信息比特编码之后添加。

前三个尾比特用于终止第一个子编码器(图 5-22 中上面的那个开关处于低端位置)，同时第二个子编码器被禁用。最后三个尾比特用于终止第二个子编码器(图 5-22 中下面的那个开关处于低端位置)，同时第一个子编码器被禁用。

那么 trellis termination 的传输比特为：

$$d_K^{(0)} = x_K, \quad d_{K+1}^{(0)} = z_{K+1}, \quad d_{K+2}^{(0)} = x'_K, \quad d_{K+3}^{(0)} = z'_{K+1}$$

$$d_K^{(1)} = z_K, \quad d_{K+1}^{(1)} = x_{K+2}, \quad d_{K+2}^{(1)} = z'_K, \quad d_{K+3}^{(1)} = x'_{K+2}$$

$$d_K^{(2)} = x_{K+1}, \quad d_{K+1}^{(2)} = z_{K+2}, \quad d_{K+2}^{(2)} = x'_{K+1}, \quad d_{K+3}^{(2)} = z'_{K+2}$$

Turbo 码内交织器的输入 $c_0, c_1, c_2, c_3, \dots, c_{K-1}$ 和输出比特为 $c'_0, c'_1, \dots, c'_{K-1}$ 的关系为：

$$c'_i = c_{\Pi(i)}, \quad i=0, 1, \dots, (K-1)$$

式中，输出序号 i 和输入序号 $\Pi(i)$ 的关系满足如下关系式：

$$\Pi(i) = (f_1 \cdot i + f_2 \cdot i^2) \bmod K$$

参数 f_1 和 f_2 取决于块大小为 K ，如表 5-41 所示。

表 5-41 Turbo 码内交织器参数

i	K	f_1	f_2	i	K	f_1	f_2	i	K	f_1	f_2	i	K	f_1	f_2
1	40	3	10	48	416	25	52	95	1120	67	140	142	3200	111	240
2	48	7	12	49	424	51	106	96	1152	35	72	143	3264	443	204
3	56	19	42	50	432	47	72	97	1184	19	74	144	3328	51	104
4	64	7	16	51	440	91	110	98	1216	39	76	145	3392	51	212
5	72	7	18	52	448	29	168	99	1248	19	78	146	3456	451	192
6	80	11	20	53	456	29	114	100	1280	199	240	147	3520	257	220
7	88	5	22	54	464	247	58	101	1312	21	82	148	3584	57	336
8	96	11	24	55	472	29	118	102	1344	211	252	149	3648	313	228
9	104	7	26	56	480	89	180	103	1376	21	86	150	3712	271	232
10	112	41	84	57	488	91	122	104	1408	43	88	151	3776	179	236
11	120	103	90	58	496	157	62	105	1440	149	60	152	3840	331	120
12	128	15	32	59	504	55	84	106	1472	45	92	153	3904	363	244
13	136	9	34	60	512	31	64	107	1504	49	846	154	3968	375	248
14	144	17	108	61	528	17	66	108	1536	71	48	155	4032	127	168
15	152	9	38	62	544	35	68	109	1568	13	28	156	4096	31	64
16	160	21	120	63	560	227	420	110	1600	17	80	157	4160	33	130
17	168	101	84	64	576	65	96	111	1632	25	102	158	4224	43	264
18	176	21	44	65	592	19	74	112	1664	183	104	159	4288	33	134
19	184	57	46	66	608	37	76	113	1696	55	954	160	4352	477	408
20	192	23	48	67	624	41	234	114	1728	127	96	161	4416	35	138
21	200	13	50	68	640	39	80	115	1760	27	110	162	4480	233	280

22	208	27	52	69	656	185	82	116	1792	29	112	163	4544	357	142
23	216	11	36	70	672	43	252	117	1824	29	114	164	4608	337	480
24	224	27	56	71	688	21	86	118	1856	57	116	165	4672	37	146
25	232	85	58	72	704	155	44	119	1888	45	354	166	4736	71	444
26	240	29	60	73	720	79	120	120	1920	31	120	167	4800	71	120
27	248	33	62	74	736	139	92	121	1952	59	610	168	4864	37	152
28	256	15	32	75	752	23	94	122	1984	185	124	169	4928	39	462
29	264	17	198	76	768	217	48	123	2016	113	420	170	4992	127	234
30	272	33	68	77	784	25	98	124	2048	31	64	171	5056	39	158
31	280	103	210	78	800	17	80	125	2112	17	66	172	5120	39	80
32	288	19	36	79	816	127	102	126	2176	171	136	173	5184	31	96
33	296	19	74	80	832	25	52	127	2240	209	420	174	5248	113	902
34	304	37	76	81	848	239	106	128	2304	253	216	175	5312	41	166
35	312	19	78	82	864	17	48	129	2368	367	444	176	5376	251	336
36	320	21	120	83	880	137	110	130	2432	265	456	177	5440	43	170
37	328	21	82	84	896	215	112	131	2496	181	468	178	5504	21	86
38	336	115	84	85	912	29	114	132	2560	39	80	179	5568	43	174
39	344	193	86	86	928	15	58	133	2624	27	164	180	5632	45	176
40	352	21	44	87	944	147	118	134	2688	127	504	181	5696	45	178
41	360	133	90	88	960	29	60	135	2752	143	172	182	5760	161	120
42	368	81	46	89	976	59	122	136	2816	43	88	183	5824	89	182
43	376	45	94	90	992	65	124	137	2880	29	300	184	5888	323	184
44	384	23	48	91	1008	55	84	138	2944	45	92	185	5952	47	186
45	392	243	98	92	1024	31	64	139	3008	157	188	186	6016	23	94
46	400	151	40	93	1056	17	66	140	3072	47	96	187	6080	47	190
47	408	155	102	94	1088	171	204	141	3136	13	28	188	6144	263	480

4. 速率匹配

速率匹配的作用是确保在传输信道复用后总的比特率与所分配的专用物理信道的总比特率是相同的。如果码字的长度超过信道的承载能力，则需要进行速度匹配，删除一些冗余，以确保在 TrCH 复用后总的比特率与所分配的专用物理信道的总比特率是相同的。

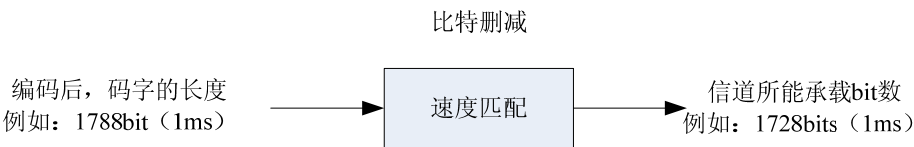


图5-23 速率匹配

(1) 针对Turbo编码的速率匹配

针对进行 Turbo 编码的每个传输信道，每个码块分别定义匹配速率，包括三个信息比特流 $d_k^{(0)}$ ， $d_k^{(1)}$ 和 $d_k^{(2)}$ 的交织，然后是比特收集，最后是虚拟缓冲器生成。结构如图 5-24 所示：

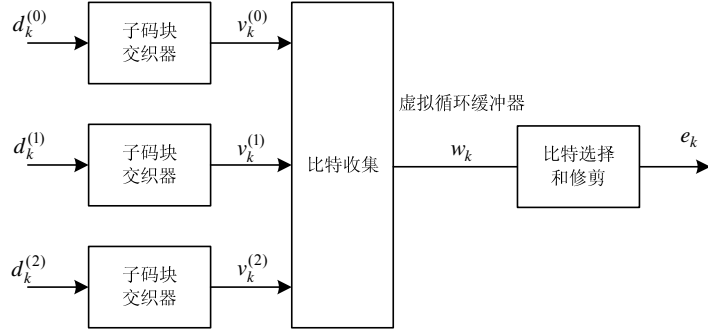


图 5-24 针对 Turbo 编码的传输信道的速率匹配

比特流 $d_k^{(0)}$ 进行子块交织，其输出序列为 $v_0^{(0)}, v_1^{(0)}, v_2^{(0)}, \dots, v_{K_{\Pi}-1}^{(0)}$ ；

比特流 $d_k^{(1)}$ 进行子块交织，其输出序列为 $v_0^{(1)}, v_1^{(1)}, v_2^{(1)}, \dots, v_{K_{\Pi}-1}^{(1)}$ ；

比特流 $d_k^{(2)}$ 进行子块交织，其输出序列为 $v_0^{(2)}, v_1^{(2)}, v_2^{(2)}, \dots, v_{K_{\Pi}-1}^{(2)}$ 。

①子块交织

输入子块交织器的比特流表示为 $d_0^{(i)}, d_1^{(i)}, d_2^{(i)}, \dots, d_{D-1}^{(i)}$ ，其中 D 为比特数目。输出比特序列按照如下方式获得：

- 1) 设矩阵的列数 $C_{subblock}^{TC} = 32$ ，从左到右编号依次为 $0, 1, 2, \dots, C_{subblock}^{TC} - 1$ ；
- 2) 确定矩阵的行数为 $R_{subblock}^{TC}$ ，它是满足 $D \leq (R_{subblock}^{TC} \times C_{subblock}^{TC})$ 的最小整数。矩阵的行从上到下依次编号为 $0, 1, 2, \dots, R_{subblock}^{TC} - 1$ 。

3) 在矩阵中填充信息比特和空余比特。如果 $(R_{subblock}^{TC} \times C_{subblock}^{TC}) > D$ ，那么添加 $N_D = (R_{subblock}^{TC} \times C_{subblock}^{TC} - D)$ 个虚假比特，使得 $y_k = \langle NULL \rangle$ ， $k = 0, 1, \dots, N_D - 1$ 。接着向矩阵 $(R_{subblock}^{TC} \times C_{subblock}^{TC})$ 一行一行地输入比特序列 $y_{N_D+k} = d_k^{(i)}$ ， $k = 0, 1, \dots, D-1$ ，填写的起点为第 0 行的第 0 列的 y_0 。

具体形式如下：

$$\begin{bmatrix} y_0 & y_1 & y_2 & \cdots & y_{C_{subblock}^{TC}-1} \\ y_{C_{subblock}^{TC}} & y_{C_{subblock}^{TC}+1} & y_{C_{subblock}^{TC}+2} & \cdots & y_{2C_{subblock}^{TC}-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{(R_{subblock}^{TC}-1) \times C_{subblock}^{TC}} & y_{(R_{subblock}^{TC}-1) \times C_{subblock}^{TC}+1} & y_{(R_{subblock}^{TC}-1) \times C_{subblock}^{TC}+2} & \cdots & y_{(R_{subblock}^{TC}-1) \times C_{subblock}^{TC}-1} \end{bmatrix}$$

对于输入子块交织器的比特流 $d_k^{(0)}$ 和 $d_k^{(1)}$ 来讲交织方式是交织方式 4) 和 5)。

4) 进行列置换。交织要最大程度的置乱原数据排列顺序。基于样式 $\langle P(j) \rangle_{j \in \{0, 1, \dots, C_{subblock}^{TC}-1\}}$ 对矩阵进行列变换，其中 $P(j)$ 表示第 j 个变换列的原始列位置。列

变换后的矩阵为

$$\begin{bmatrix} y_{P(0)} & y_{P(1)} & y_{P(2)} & \cdots & y_{P(C_{subblock}^{TC}-1)} \\ y_{P(0)+C_{subblock}^{TC}} & y_{P(1)+C_{subblock}^{TC}} & y_{P(2)+C_{subblock}^{TC}} & \cdots & y_{P(C_{subblock}^{TC}-1)+C_{subblock}^{TC}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{P(0)+(R_{subblock}^{TC}-1) \times C_{subblock}^{TC}} & y_{P(1)+(R_{subblock}^{TC}-1) \times C_{subblock}^{TC}} & y_{P(2)+(R_{subblock}^{TC}-1) \times C_{subblock}^{TC}} & \cdots & y_{P(C_{subblock}^{TC}-1)+(R_{subblock}^{TC}-1) \times C_{subblock}^{TC}} \end{bmatrix}$$

这里 $P(j)$ 的变换的样式如表 5-42 所示：

表 5-42 子块交织器列变换样式

列数目 $C_{subblock}^{TC}$	列变换样式 $\langle P(0), P(1), \dots, P(C_{subblock}^{TC}-1) \rangle$
32	$\langle 0, 16, 8, 24, 4, 20, 12, 28, 2, 18, 10, 26, 6, 22, 14, 30, 1, 17, 9, 25, 5, 21, 13, 29, 3, 19, 11, 27, 7, 23, 15, 31 \rangle$

表格里的意思就是， $P(j)$ 一一对应于第二行第二列的数，比如 $P(1)$ 对应的是 16。则置换后的矩阵中 $y_{P(1)}$ 与原矩阵中的 y_{16} 的比特相对应。

5) 子块交织器 1、2 的比特输出。块交织器的输出是从列变换之后的矩阵 $(R_{subblock}^{TC} \times C_{subblock}^{TC})$ 中一列一列读出的比特序列。子块交织的输出比特表示为 $v_0^{(i)}, v_1^{(i)}, v_2^{(i)}, \dots, v_{K_{\Pi}-1}^{(i)}$ ，其中 $v_0^{(i)}$ 对应于 $y_{P(0)}$ ， $v_1^{(i)}$ 对应于 $y_{P(0)+C_{subblock}^{TC}}$ ，并且 $K_{\Pi} = (R_{subblock}^{TC} \times C_{subblock}^{TC})$ 。

6) 对于 $d_k^{(2)}$ 来说交织的方式是：

子块交织的输出比特表示为 $v_0^{(2)}, v_1^{(2)}, v_2^{(2)}, \dots, v_{K_{\Pi}-1}^{(2)}$ ，其中 $v_k^{(2)} = y_{\pi(k)}$ ，并且有

$$\pi(k) = \left(P \left(\left\lfloor \frac{k}{R_{subblock}^{TC}} \right\rfloor \right) + C_{subblock}^{TC} \times (k \bmod R_{subblock}^{TC}) + 1 \right) \bmod K_{\Pi}, \quad K_{\Pi} = (R_{subblock}^{TC} \times C_{subblock}^{TC})。$$

②比特的收集、选择和发送

第 r 个编码块的长度为 $K_w = 3K_{\Pi}$ 的循环缓冲器的生成方式：

$$w_k = v_k^{(0)} \quad k = 0, \dots, K_{\Pi} - 1$$

$$w_{K_{\Pi}+2k} = v_k^{(1)} \quad k = 0, \dots, K_{\Pi} - 1$$

$$w_{K_{\Pi}+2k+1} = v_k^{(2)} \quad k = 0, \dots, K_{\Pi} - 1$$

前 K_{Π} 是第一个子块的输出，后 $2K_{\Pi}$ 是后两个子块交替输出的。通过这三个公式可以看出这里将三个并行的比特序列变成了一个串行的比特序列。

用 N_{IR} 表示传输块软缓冲器的大小，第 r 个码块的软缓冲器大小为 N_{cb} 比特。 N_{IR} 的大小由高层信令通知。 N_{cb} 的大小通过下式子进行计算，其中 C 为码块数目：

$$N_{cb} = \min\left(\left\lfloor \frac{N_{IR}}{C} \right\rfloor, K_w\right) \quad \text{下行}$$

$$N_{cb} = K_w \quad \text{上行}$$

用 E 表示第 r 个编码快的速率匹配输出序列长度, rv_{idx} 表示这次传输的冗余版本数, ($rv_{idx} = 0, 1, 2$ 或 3), 速率匹配输出比特序列为 $e_k, k = 0, 1, \dots, E-1$ 。

G 表示一个传输块的传输可用的比特总数目。令 $G' = G/(N_L \cdot Q_m)$, 其中对于 QPSK, $Q_m=2$, 对于 16QAM, $Q_m=4$, 对于 64QAM, $Q_m=6$: 当传输块映射到一个传输层时, $N_L=1$, 当传输块映射到两个或四个传输层时, $N_L=2$ 。令 $\gamma = G' \bmod C$, C 为码块数目。如果 $r \leq C - \gamma - 1$, 令 $E = N_L \cdot Q_m \cdot \lfloor G' / C \rfloor$, 否则为 $E = N_L \cdot Q_m \cdot \lceil G' / C \rceil$ 。

$$\text{令 } k_0 = R_{subblock}^{TC} \cdot \left(2 \cdot \left\lfloor \frac{N_{cb}}{8R_{subblock}^{TC}} \right\rfloor \cdot rv_{idx} + 2 \right)$$

比特筛选和修剪之后的输出:

令 $k = 0$, $j = 0$, 当 $k < E$ 时, 如果 $w_{(k_0+j) \bmod N_{cb}} \neq \langle NULL \rangle$, 则有:

$$e_k = w_{(k_0+j) \bmod N_{cb}}$$

$$k = k + 1$$

$$j = j + 1$$

k_0 是用来定义比特裁剪的起始位置, 与冗余版本数有关。这里主要是将空比特剪掉了, 因为 E 和 G 的大小几乎相等, 所以不会剪掉太多信息比特

(2) 针对Tail Biting卷积编码的速率匹配

针对进行卷积编码的传输信道和控制信息的速率匹配。包括三个信息比特流 $d_k^{(0)}$,

$d_k^{(1)}$ 和 $d_k^{(2)}$ 的交织, 然后是比特收集, 最后是虚拟缓冲器生成。结构如图 5-25 所示:

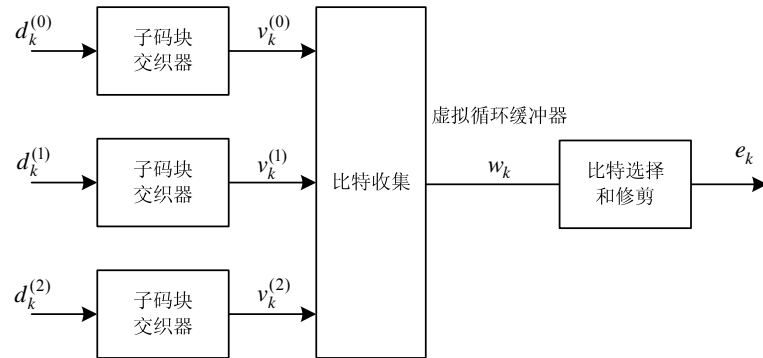


图 5-25 针对进行卷积编码的传输信道和控制信息的速率匹配

可以看出, 过程和针对 Turbo 编码的速率匹配过程一样。输入子块交织器的比特流表示为 $d_0^{(i)}, d_1^{(i)}, d_2^{(i)}, \dots, d_{D-1}^{(i)}$, 输出比特序列的获得方式和针对 Turbo 编码的速率匹配前 5 步骤也一样, 没有第 6) 步。

另外, 子块交织器列变换样式 $P(j)$ 不一样, 这里列变换样式如表 5-43 所示。

表 5-43 子块交织器列变换样式

列数目 $C_{subblock}^{CC}$	列变换样式 $\langle P(0), P(1), \dots, P(C_{subblock}^{CC} - 1) \rangle$
32	$\langle 1, 17, 9, 25, 5, 21, 13, 29, 3, 19, 11, 27, 7, 23, 15, 31, 0, 16, 8, 24, 4, 20, 12, 28, 2, 18, 10, 26, 6, 22, 14, 30 \rangle$

另外，循环缓冲器生成方式不同，这里的生成方式是：

$$w_k = v_k^{(0)} \quad k = 0, \dots, K_{\Pi} - 1$$

$$w_{K_{\Pi}+k} = v_k^{(1)} \quad k = 0, \dots, K_{\Pi} - 1$$

$$w_{2K_{\Pi}+k} = v_k^{(2)} \quad k = 0, \dots, K_{\Pi} - 1$$

当 $k=0$ 以及 $j=0$ ，当 $k < E$ 时，如果 $w_{j \bmod K_w} \neq \langle NULL \rangle$ ，则有

$$e_k = w_{j \bmod K_w}$$

$$k = k + 1, \quad j = j + 1$$

E 表示速率匹配输出序列长度，参数的定义与 Turbo 中定义的相同。

5. 码块级联

码块级联，将 C 个码块顺序拼接起来，构成长度为 G 的一个码字。其中若与控制信息复用， G 不包括控制信息。

码块级联的输入比特序列表示为 e_{rk} ， $r = 0, \dots, C - 1$ ， $k = 0, \dots, E_r - 1$ 。码块级联的输出比特序列表示为 f_k ， $k = 0, \dots, G - 1$ 。

码块级联包括依次级联不同码块的速率匹配输出。

令 $k = 0$ ， $r = 0$ ，当 $r < C$ 时，令 $j = 0$ ，当 $j < E_r$ 时，有

$$f_k = e_{rj}$$

$$k = k + 1$$

$$j = j + 1$$

$$r = r + 1$$

5.4.2 上行传输信道与控制信息

1. 上行共享信道 (UL-SCH)

LTE 上行仅支持单码字传输，即在每个 TTI 内最多传输一个传输块。图 5-26 给出了上行传输信道的数据处理过程。其中，添加 CRC 校验信息、码块分段、信道编码、速率匹配等过程与下行传输信道的处理过程类似。差异在于上行传输信道的处理过程中，可以对信道信息 (CQI/PMI)、秩指示信息 (RI) 和 HARQ-ACK 信息等控制信息做信道编码，将控制信息复用并同时传输。过程如下：

①向传输块添加 CRC 信息。为了保证信道的错误检测，每个传输块添加一个 24bit 的 CRC 的 CRC 校验信息。这里添加校验信息生成多项式是 $g_{CRC24A}(D)$ 。具体过程参见基本过程中的相应描述。

②码块分段和码块 CRC 添加。为了保证码块不大于 6144bit，需要对传输块进行分段，为了接收端可以提前终止错误译码，其中还包括将每个码块添加 CRC 校验信息。这里添加的 CRC 校验信息生成多项式是 $g_{CRC24B}(D)$ 。具体过程参见基本过程中的相应

描述。

③信道编码。使用和下行相同的基于 QPP 内交织的 1/3 Turbo 编码。具体过程参见基本过程中的相应描述。

④速率匹配。Turbo 编码速率匹配的具体过程详见基本过程中的相应描述。

⑤码块级联。这里，码块级联的内容只包括 UL-SCH 信息，当控制信息和 UL-SCH 信息复用在一起时，传输的编码比特的总数目不包括控制信息传输的比特数目。具体过程详见基本过程中的相应描述。

⑥控制信息的信道编码。需要编码传输的控制信息包括信道质量信息 (CQI/PMI)、HARQ-ACK 信息和秩指示信息 (Rank Indication, RI)。

其中，不同的编码速率是通过向其分配不同数目的编码符号获得的。这里，HARQ-ACK 与 RI 采用相同的计算方法，信道质量信息 (CQI/PMI) 采用另一种计算方法。

对于 TDD 系统，高层可以配置两种不同的 HARQ-ACK 反馈模式。HARQ-ACK bundling 和 HARQ-ACK multiplexing。其中，HARQ-ACK bundling 模式下 HARQ-ACK 为 1bit 或 2bit 信息；HARQ-ACK multiplexing 模式下 HARQ-ACK 为 1~4bit 信息。

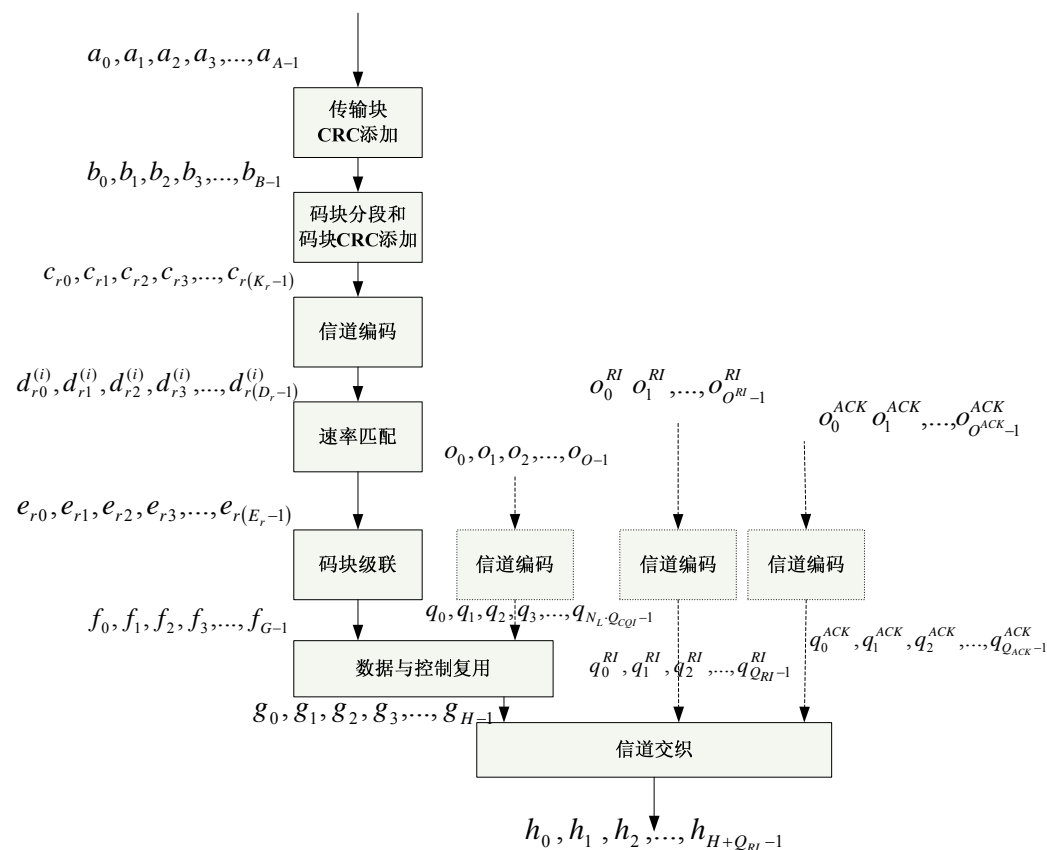


图 5-26 UL-SCH 传输处理过程

⑦数据与控制复用。其作用在于把控制和数据信息映射到不同的调制符号上，从做复用的比特仅仅包括信道质量信息和 UL-SCH 数据信息。控制信息和数据按照先放置控制信息再放置数据的方式进行。

⑧信道交织。对 UL-SCH 数据、信道质量信息、HARQ-ACK 以及秩指示信息 (RI) 进行信道交织。

2. 在 PUCCH 上传输的上行控制信息

在 PUCCH 上传输的上行控制信息包括信道质量信息 (CQI/PMI)、HARQ-ACK 信

息以及调度请求。其中信道质量信息和 HARQ-ACK 信息可以进行联合编码。

1) UCI 中的 HARQ-ACK 信息编码: HARQ-ACK 应答比特的内容从高层获得, 其中“1”表示 ACK, “0”表示 NACK。对于传输的码字数不同, 可以分别使用 1bit 或者 2bit 表示, 其中, 在 2bit 的情况下, 第 1 个比特对应码字“0”, 第 2 个 bit 对应码字“1”。

2) UCI 中的调度请求信息编码: 调度情况指示也是从高层获得, 后续的输出可以详见 TS36.212^[2]。

3) UCI 中的信道质量信息编码: 输入信道编码模块的信道质量比特为 $a_0, a_1, a_2, a_3, \dots, a_{A-1}$, A 表示比特数目。具体的比特数目取决于传输格式, 包括宽带报告或终端选择的子带报告。

信道质量信息 CQI 采用(20, A)编码方式, 其中 A 表示实际在一个 UCI 上报间隔需要传输的信道质量信息比特数, 20 是经过编码后的输出比特大小。(20, A)的码字是 13 个基序列 (用 $M_{i,0} \sim M_{i,12}$ 表示) 的线性组合, 见表 5-44 所示。

表 5-44 (20, A) 码的基序列

i	M _{i,0}	M _{i,1}	M _{i,2}	M _{i,3}	M _{i,4}	M _{i,5}	M _{i,6}	M _{i,7}	M _{i,8}	M _{i,9}	M _{i,10}	M _{i,11}	M _{i,12}
0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0
2	1	0	0	1	0	0	1	0	1	1	1	1	1
3	1	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1	1
4	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	1	1
5	1	1	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1
6	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1
7	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	1
8	1	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1
9	1	0	1	1	1	0	1	0	0	1	1	1	1
10	1	0	1	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1
11	1	1	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1
12	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1
13	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1
14	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1
15	1	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0	1
16	1	1	1	0	1	1	1	0	0	1	0	1	1
17	1	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	1	1
18	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
19	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0

编码之后的比特表示为 $b_0, b_1, b_2, b_3, \dots, b_{B-1}$, 其中 $B = 20$, 且:

$$b_i = \sum_{n=0}^{A-1} (a_n \cdot M_{i,n}) \bmod 2, \quad i = 0, 1, 2, \dots, B-1.$$

从表中可以看出最大的可承载编码前信道信息比特数目为 13bit, 但实际不同上报模式下用于信道质量信息的最大比特数目为 11。

4) UCI 中信道质量信息和 HARQ-ACK 信息编码: 定义一个子帧中同时传输信道质量信息和 HARQ-ACK 的信道编码方案。当在 UCI 中, 信道质量信息与 HARQ-ACK 信息同时在一个子帧中传输时, 需要对其进行联合编码。在信道质量信息的编码中, UCI 中最大的可承载的编码前比特数为 13bit, 而实际最大只有 11 比特用于信道质量信息编码, 另外的 2bit 就是为 HARQ 信息预留的。与信道质量信息联合编码的 HARQ-ACK

3. 在 PUSCH 上没有数据传输时的上行控制信息

5.4.3 下行传输信道与控制信息

1. 广播信道 (PCH)

```

graph TD
    BCH --> CRC[CRC 添加]
    CRC -- "a_0, a_1, ..., a_{A-1}" --> CH[信道编码]
    CH -- "c_0, c_1, ..., c_{K-1}" --> RM[速率匹配]
    RM -- "d_0^{(i)}, d_1^{(i)}, ..., d_{D-1}^{(i)}" --> PBCH
    PBCH -- "e_0, e_1, ..., e_{E-1}" --> End
  
```

图 5-27 BCH 传输信道的处理流程

$$\begin{aligned} c_k &= a_k & k &= 0, 1, 2, \dots, A-1 \\ c_k &= (p_{k-A} + x_{\text{cnt}, k-A}) \bmod 2 & k &= A, A+1, A+2, \dots, A+15. \end{aligned}$$

其中 A 为码块的长度。

表 5-45 PBCH 的 CRC 掩码

[illegible]

2	<1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1>
4	<0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1>

②信道编码：信息比特被送入信道编码模块，这些比特表示为 $c_0, c_1, c_2, c_3, \dots, c_{K-1}$ 。由于信息比特比较少，只有 40bit，因此信道编码采用了 1/3 码率的 tail biting 卷积码而不是 Turbo 码，经过信道编码后，成为 120bit 的信息。信道编码之后的比特表示为 $d_0^{(i)}, d_1^{(i)}, d_2^{(i)}, d_3^{(i)}, \dots, d_{D-1}^{(i)}$ ， $i = 0, 1, 2$ ，D 是每一个码流中的比特数目。

③速率匹配：tail biting 卷积编码后的比特块被输入速率匹配单元， $d_0^{(i)}, d_1^{(i)}, d_2^{(i)}, d_3^{(i)}, \dots, d_{D-1}^{(i)}$ 表示输入比特， $i = 0, 1, 2$ ，是编码流序号，D 是每一个码流中的比特数目。码块将按照针对 tail biting 卷积编码的速率匹配进行速率匹配，详见 5.4.1 中的对应描述。在常规 CP 情况下，速率匹配后的比特数为 1920bit；在扩展 CP 情况下，速率匹配后的比特数为 1728bit。

2. 下行共享信道（DL-SCH）、寻呼信道（PCH）和多播信道（MCH）

DL-SCH, PCH 以及 MCH 传输信道的处理如图 5-28 所示，编码过程主要包括 CRC 添加、码块分段以及码块 CRC 添加、信道编码、速率匹配和码块级联 5 个步骤。达到编码单元的数据，一个 TTI 中最多有一个传输块。

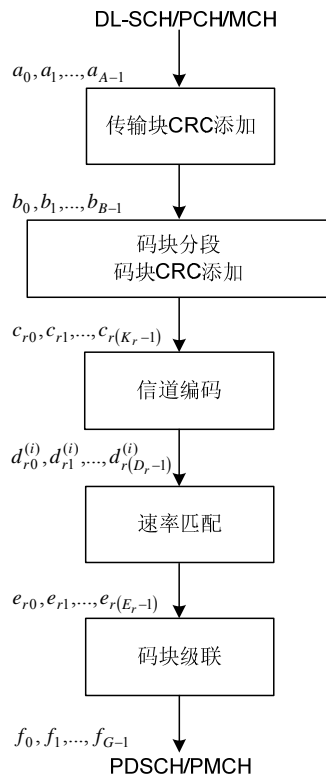


图 5-28 DL-SCH, PCH 以及 MCH 传输信道处理流程

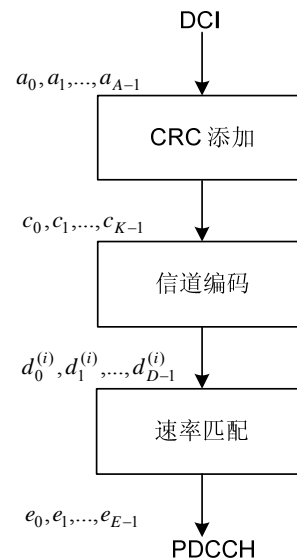


图 5-29 DCI 处理流程

①CRC 添加：传输块的错误检测通过 CRC 提供。CRC 校验比特长度为 24 比特，使用的生成多项式为 $g_{CRC24A}(D)$ 。

②码块分段以及码块 CRC 添加：由于信道编码采用 Turbo 编码，Turbo 编/译码器要进行内交织/解交织，因此需要对编码块长度进行限定，最大为 6144bit。如果添加完 CRC 校验比特后的总的比特长度超过 6144，则一个编码器无法支持串行处理，此时需

要进行码块分段的操作，对于分段成多个码块的传输块，只有当所有分段码块正确译码时，才认为传输块被正确接收，所以 HARQ 是基于传输块进行重传的。码块分段以及码块 CRC 添加按照 5.4.1 中的相关描述进行。

③信道编码：信道编码器采用的是码率为 1/3 的 turbo 编码，并且使用比较简单的 QPP 交织器作为内交织器，能够支持并行译码，从而支持更高的译码速度。

④速率匹配：采用 turbo 编码的传输信道的速率匹配是基于单个码块进行的。速率匹配由子块交织、比特收集、循环缓冲器生成三步组成，具体的过程按照 5.4.1 中的相关描述进行。

⑤码块级联：由较大传输块分段所得到的多个码块经过信道编码及速率匹配后需要重新级联在一起相应的传输。具体过程按照 5.4.1 中的相关描述进行。

3. 下行控制信息

下行控制信息（Downlink Control Information, DCI）主要是由 PDCCH 来承载的，用于有效地传输上/下行的调度信息以及相关的公共控制信息。DCI 的处理流程如图 5-29 所示。

①DCI 格式：目前 LTE 中定义了 10 种 DCI 格式，各个 DCI 格式的主要功能如表 5-46 所示。

表 5-46 10 种 DCI 格式的功能

DCI 格式	功能
0	用于 PUSCH 的调度
1	用于下行单码的字的 PDSCH 的调度
1A	用于下行单码的字的 PDSCH 的紧凑型调度
1B	用于预编码的下行单码字的 PDSCH 的紧凑型调度
1C	用于下行单码的字的 PDSCH 的更紧凑型调度
1D	用于具有预编码与功率偏移信息的下行单码字 PDSCH 的紧凑型调度
2	用于闭环空间复用情况下的双码字的 PDSCH 的调度
2A	用于开环空间复用情况下的双码字的 PDSCH 的调度
3	用于传输一组用户的 PUCCH 和 PUSCH 的功率控制信息，其中功率控制信息采用 2bit 指示
3A	用于传输一组用户的 PUCCH 和 PUSCH 的功率控制信息，其中功率控制信息采用 1bit 指示

根据不同 DCI 格式完成的功能，可以进一步划分为以下 4 种主要类型。

- 1) 上行 PUSCH 调度的 DCI 格式，例如 DCI 格式 0。
- 2) 下行 PDSCH 调度的 DCI 格式，例如 DCI 格式 0、1A、1B、1D、2、2A。
- 3) 调度公共控制信息的 DCI 格式，例如 DCI 格式 1A、1C。
- 4) 调度组播的功率控制的 DCI 格式，例如格式 3、3A。

②CRC 添加：DCI 传输块的错误检测通过 CRC 提供。CRC 校验比特长度为 16bit，

CRC 添加后形成的序列为 $b_0, b_1, b_2, b_3, \dots, b_{B-1}$ ，添加之后，CRC 比特将使用 UE

ID $x_{ue,0}, x_{ue,1}, \dots, x_{ue,15}$ 进行加扰，形成比特序列 $c_0, c_1, c_2, c_3, \dots, c_{B-1}$ 。 c_k 和 b_k 的关系如下：

$$c_k = b_k \quad k = 0, 1, 2, \dots, A-1$$

$$c_k = (b_k + x_{ue,k-A}) \bmod 2 \quad k = A, A+1, A+2, \dots, A+15.$$

③信道编码：这些信息比特被送入信道编码模块，这些比特表示为 $c_0, c_1, c_2, c_3, \dots, c_{K-1}$ ，其中 K 是比特数目，将采用 5.4.1 中描述的编码速率为 1/3 的 Tail Biting 卷积码进行编码。信道编码之后的比特为 $d_0^{(i)}, d_1^{(i)}, d_2^{(i)}, d_3^{(i)}, \dots, d_{D-1}^{(i)}$ ， $i = 0, 1, 2$ ， D 是每一个编码流中的比特数目， $D = K$ 。

④速率匹配：按照 5.4.1 中描述的针对 Tail Biting 卷积码的速率匹配方法进行。tail biting 卷积编码后的比特块被输入速率匹配单元， $d_0^{(i)}, d_1^{(i)}, d_2^{(i)}, d_3^{(i)}, \dots, d_{D-1}^{(i)}$ 表示输入比特， $i = 0, 1, 2$ 是编码流序号， D 是每一个码流中的比特数目。码块将按照针对 tail biting 卷积编码的速率匹配进行速率匹配，详见 5.4.1 中的对应描述。

4. 控制格式指示

控制格式指示（Control Format Indicator, CFI）信息指示的是该子帧控制区域的大小，源信息比特为 2bit，最多可以指示 4 种状态，但是其中有 1 个状态是预留的，用作后续扩展，因此每个子帧只有 3 个状态可以指示。对于大带宽情况下，CFI 的值可以为 1、2、3；小带宽情况下，CFI 的值可以为 2、3、4。

CFI 编码流程如图 5-30 所示，CFI 按照表 5-47 进行信道编码。

表 5- 47 CFI 码字

CFI	CFI 码字 < b0, b1, ..., b31 >
1	<0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1>
2	<1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0>
3	<1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1>
4 (Reserved)	<0,0>

5. HARQ 指示

重传指示信息（HARQ Indicator, HI）指示的是上行数据的反馈信息，源信息只有 1bit。“1”表示对应的上行数据传输正确；“0”表示对应的上行数据传输有误，需要相应的操作纠正。HI 编码流程如图 5-31 所示，源信息比特被重复编码 3 次成为 3bit 信息，见表 5-48，在经扩频、复用等操作映射到物理资源上。

表 5-48 HI 码字

HI	HI 码字 < b0, b1, b2 >
0	< 0,0,0 >
1	< 1,1,1 >

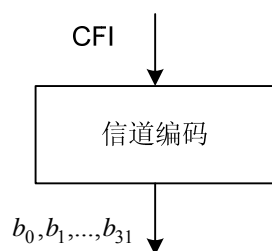


图 5-30 CFI 编码流程

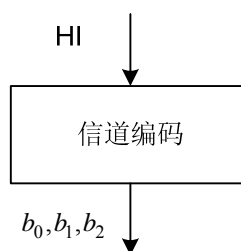


图 5-31 HI 编码流程

参考文献

- [1]3GPP TS 36.201 v10.0.0.Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); LTE Physical Layer-General Description (Release 10)
- [2]3GPP TS 36.211 v10.0.0.Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 10)
- [3]3GPP TS 36.212 v10.0.0.Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and Channel Coding (Release 10)
- [4]3GPP TS 36.213 v10.0.0.Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Layer Procedures (Release 10)
- [5]3GPP TS 36.214 v10.0.0.Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Layer Measurements (Release 10)
- [6]沈嘉等编著.3GPP 长期演进(LTE)技术原理与系统设计.北京:人民邮电出版社, 2009.
- [7]王映民等编著.TD-LTE 技术原理与系统设计.北京:人民邮电出版社, 2010.