

3.3 SRS 及其收发处理设计

SRS 信号用于基站获取上行链路信道质量信息，从而实现上行频选调度、基于码本的上行预编码以及多用户 MIMO (Multi-User Multiple-Input Multiple-Output, MU-MIMO) 下的用户配对等功能。对于工作在 TDD 模式下的电力无线专网系统，上下行信道满足互易性，可以基于 SRS 信号实现下行频选调度以及下行非码本预编码等功能。为了实现上述功能，SRS 信号需要支持对工作频段下各个子载波的覆盖，并且在时域周期性发送以应对信道的时变特性。此外，为了支持更多终端，SRS 信号在相同的时频资源上支持码分复用。

3.3.1 SRS 时频资源设计

时域上，结合物理层帧结构中上行长短时隙的设计，将 SRS 配置在上行长时隙的最后一个符号上发送，从而最大程度降低 SRS 对上行各物理层信道的影响。进一步，考虑到电力无线专网环境的时变特性，以及降低调度复杂度和调度信息开销的需求，将偶数帧第一个时隙的最后一个符号固定用于 SRS 的周期发送。

频域上，以四个逻辑连续的子带作为一个 SRS 子带组，采用频分结合轮询的方式支持最多四个端口，每个端口的 SRS 占用其中若干个子带。对于 SRS 传输带宽大于四个逻辑子带的场景，采用以四个逻辑子带为间隔的跳频的方式实现对完整频带的覆盖。

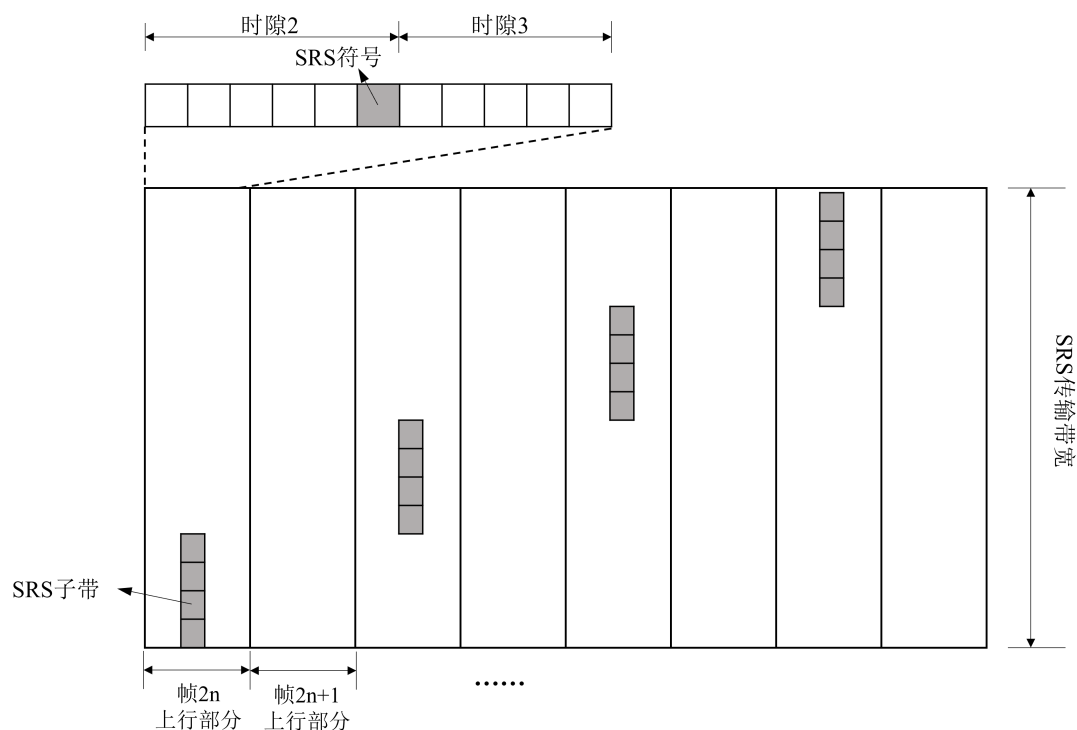


图 3-9 SRS 时频分布

不同小区间，可以通过配置不同的跳频初始偏移 SUB_{offset} ，从 SRS 带宽的 $4SUB_{offset}$ 子

带开始从低频至高频循环跳频遍历，实现同频干扰规避。在系统运行中，可以根据实际情况配置大于四个子带的跳频步长，从而尽快获得全带宽的信道信息。SRS 端口在子带组内的映射方式与终端支持的上行端口数量、轮询方式以及终端能力相关。对于支持一个端口的终端，根据其终端能力在子带组为其分配相应数量的子带发送 SRS。对于支持两个或四个端口的终端，通过频分的方式支持其在一个轮询周期内发送一个、两个或四个端口的 SRS。其中，一个轮询周期内发送一个端口 SRS 的情况下，SRS 占用子带组内完整的四个子带；一个轮询周期内发送两个端口 SRS 的情况下，两个端口各自占用子带组内的子带 0,1 和子带 2,3；一个轮询周期内发送四个端口 SRS 的情况下，四个端口各自占用子带组内的一个子带。

3.3.2 SRS 序列设计

SRS 序列需要适配前一小节中对时频资源的设计，并支持多用户复用。考虑到 SRS 子带组内四个逻辑连续子带在物理上可能间隔较远，频域信道响应不同，不适宜采用 OCC 的方式实现多端口复用。因此，SRS 子带组内的四个子带上各自独自发送一个短 ZC 序列，通过频分的方式实现多端口复用，并且同一个子带上的序列需要支持最多四个终端的码分复用。对于子带 λ 上的终端 μ ，子载波 n 传输的 SRS 序列定义为 $r_\mu^\lambda(n)$ ，其按照下式生成：

$$r_\mu^\lambda(n) = \bar{r}_\mu^\lambda((n + \alpha_\mu^\lambda) \bmod 9) \quad (3.9)$$

其中， $n \in [0, 8]$ 为子带内的子载波索引； $\alpha_\mu^\lambda \in [0, 8]$ 为序列循环移位值； \bar{r}_μ^λ 为截断 ZC 基序列，其由长度为 11 的 ZC 序列截断得到：

$$\bar{r}_\mu^\lambda(n) = e^{-j \frac{\pi u_\mu^\lambda n(n+1)}{11}}, n_{\text{start}}^{\lambda, \mu} \leq n \leq n_{\text{end}}^{\lambda, \mu} \quad (3.10)$$

其中， $u_\mu^\lambda \in [1, 10]$ 为根序列索引； $n_{\text{start}}^{\lambda, \mu}$ 和 $n_{\text{end}}^{\lambda, \mu}$ 分别为 ZC 序列截取的起点和终点。

为了在不同终端间实现 SRS 的理想正交复用，需要选取合理的参数组合，确保每个子带分配的四个序列在时域的相关性能满足设计需求。对于标准 ZC 序列，其具有理想的循环自相关以及最优的循环互相关特性。然而由于序列长度的限制，SRS 采用的是截断的频域 ZC 序列，其在时域的相关性能会受到较大的影响，无法直接利用根序列和循环移位将其分组。此外，解析法分析 SRS 序列的相关性和参数取值间的关系过于复杂，因此采用计算机辅助的数值法搜索出相关性能表现优异的参数组合。频域序列在时域的互相关函数 $R_{a,b}(\tau)$ 可以表示为：

$$R_{a,b}(\tau) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N_{\text{FFT}}-1-\tau} x_a(n) x_b^*(n+\tau), & N_{\text{FFT}} > \tau \geq 0 \\ \sum_{n=-\tau}^{N_{\text{FFT}}-1} x_a(n) x_b^*(n+\tau), & -N_{\text{FFT}} < \tau < 0 \end{cases} \quad (3.11)$$

其中, a 和 b 各自代表一组 $\{u, \alpha, n_{\text{start}}, n_{\text{end}}\}$ 取值, $x_a(n)$ 和 $x_b(n)$ 分别为 $r_a(n)$ 和 $r_b(n)$ 做 N_{FFT} 点 IFFT 后的时域序列。当 a 和 b 取值相同时, $R_{a,b}(\tau)$ 即为 $r_a(n)$ 在时域的自相关函数 $R_{a,a}(\tau)$ 。将 SRS 序列的自相关性设计目标设定为主峰相对次峰的增益在 10dB 以上, 互相关性设计目标定为同一组内的四个序列的互相关峰相较自相关峰低 8dB。为了实现上述设计目标, 需要对不同参数组合下的序列进行筛选以及组合。首先, 生成所有参数组合对应的 270 种序列, 并根据自相关函数设计目标筛选满足条件的序列。接下来, 对满足自相关性能的序列按照互相关设计目标基于 Bron-Kerbosch 算法^[12] 完成配对。完整算法流程如下:

算法 3.1 基于 Bron-Kerbosch 算法的 SRS 序列配对

输入: 互相关峰矩阵 $C \in \mathbb{R}^{n \times n}$, 初始门限 th_0 , 门限步进值 Δ

输出: 序列配对结果 A , 最终门限 th

```

1:  $th \leftarrow th_0$ 
2: while True do
3:   初始化点集和边集  $V = \{1, 2, \dots, n\}$ ,  $E = \emptyset$ 
4:   for  $(i, j) \in \{(1, 2), (1, 3), \dots, (n-1, n)\}$  do
5:     if  $C[i, j] \leq th$  then  $E \leftarrow E \cup \{(i, j)\}$ 
6:   end for
7:   初始化 BronKerbosch 算法变量  $R = \emptyset, P = V, X = \emptyset, M = \emptyset$ 
8:   function BRONKERBOSCH( $R, P, X$ )
9:     if  $P \cup X = \emptyset$  then  $M \leftarrow M \cup \{R\}$ , return
10:    for  $v \in P$  do
11:       $N(v) = \{u \in V \mid (v, u) \in E\}$ 
12:      BRONKERBOSCH( $R \cup \{v\}, P \cap N(v), X \cap N(v)$ )
13:       $P \leftarrow P \setminus \{v\}$ 
14:       $X \leftarrow X \cup \{v\}$ 
15:    end for
16:  end function
17:  初始化配对结果  $A = \emptyset, k = 0$ 
18:  for  $M' \in M$  do
19:    if  $|M'| \geq 4$  then  $A \leftarrow A \cup \{M'(1), M'(2), M'(3), M'(4)\}, k \leftarrow k + 1$ 
20:    if  $k \geq 4$  then return  $A, th$ 
21:  end for
22:   $th \leftarrow th + \Delta$ 
23: end while
  
```

Bron-Kerbosch 算法也称为最大团算法, 利用递归和回溯找到无向图中所有的最大团, 即

包含两两相邻的节点数量最多的集合。在基于 Bron-Kerbosch 算法的 SRS 参数组合配对中, 将不同参数组合对应的序列抽象为节点, 不同序列两两之间互相关峰值大小作为连通性判决准则, 如果互相关峰小于门限则两个节点视为连通, 否则视为不通, 据此构建无向图并找到两两之间互相关性满足需求的序列组合。执行上述搜索算法, 得到满足条件的最终门限为 7.2dB, 对应 $N_{\text{FFT}} = 64$ 的自相关及互相关结果如下图所示:

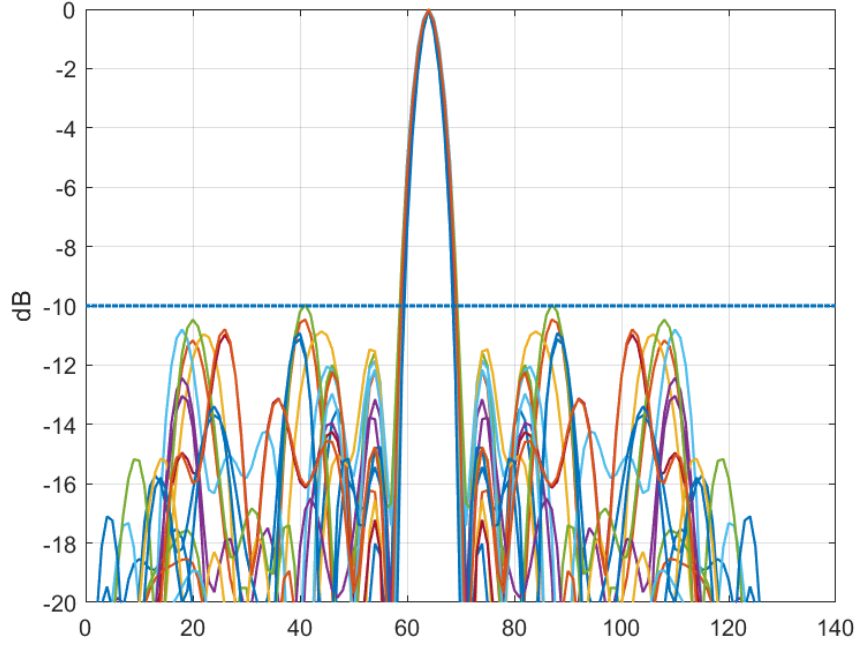
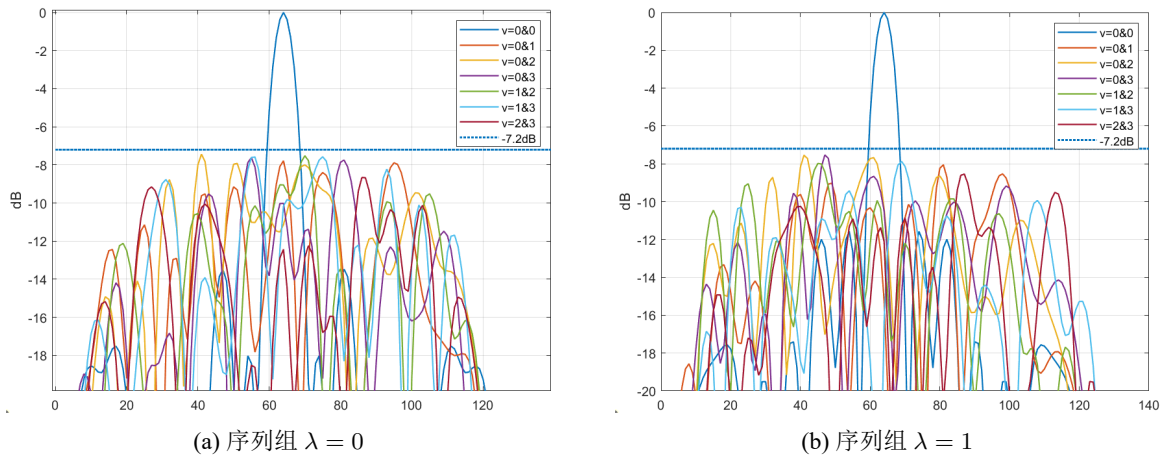


图 3-10 SRS 序列自相关性能



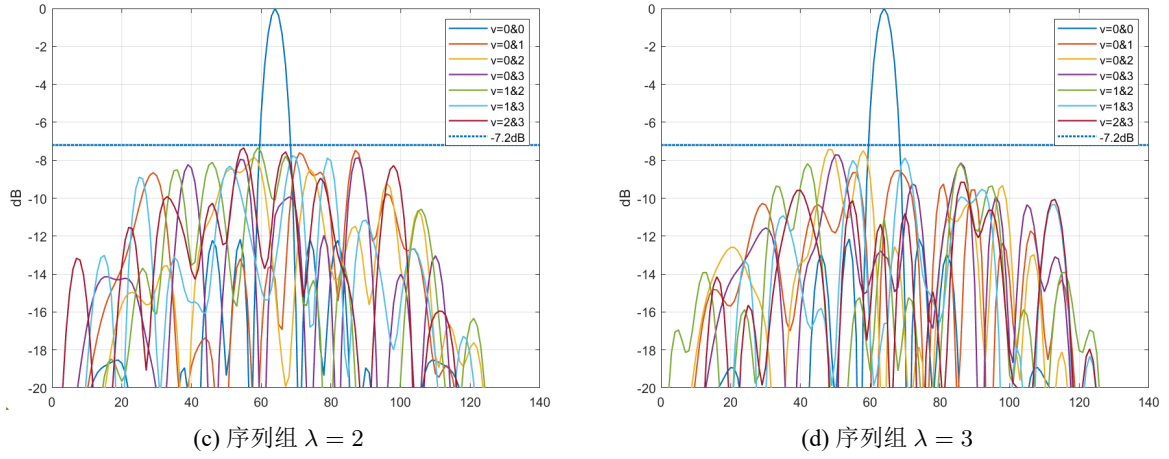


图 3-10 SRS 序列互相关性能

由上图可见，筛选出的序列自相关函数主峰相对次峰的增益在 10dB 以上，互相关峰相较自相关峰低 7.2dB。自相关性能满足设计目标，互相关性能达到最优接近设计目标。按照上述算法得到的 SRS 序列参数取值如下表所示：

表 3.3 SRS 序列参数取值表

λ	μ	u_{μ}^{λ}	α_{μ}^{λ}	$n_{\text{start}}^{\lambda, \mu}$	λ	μ	u_{μ}^{λ}	α_{μ}^{λ}	$n_{\text{start}}^{\lambda, \mu}$
0	0	1	2	1	2	0	1	6	1
0	1	4	1	0	2	1	2	0	0
0	2	7	2	0	2	2	3	1	2
0	3	8	0	2	2	3	4	2	2
1	0	1	3	1	3	0	1	7	0
1	1	3	8	1	3	1	5	1	1
1	2	4	8	1	3	2	6	8	1
1	3	5	8	1	3	3	7	8	1

3.3.3 SRS 发射机处理设计

终端根据基站的调度参数按照3.3.2节的设计生成各个端口的 SRS 序列，并将其映射到相应的天线端口所在的子带。进一步，对各个端口的频域数据做 $N_{\text{FFT}} = 64$ 点 OFDM 调制，并将其通过统一的离散载波聚合处理，得到时域基带发送信号。完整的发送端处理流程如下图所示：

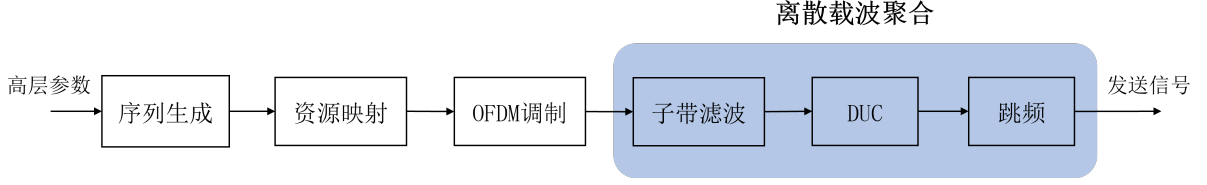


图 3-11 SRS 发射机处理流程

考虑到系统支持的 SRS 序列数量较小，终端可以预先根据式 3.9 及式 3.10 生成表 3.3 对应的完整序列组合并存储在内存中，继而采用查表的方式高效完成 SRS 序列的生成。

3.3.4 SRS 接收机算法设计

基站周期性接收 SRS 信号，接收端处理流程如 3-12 所示。首先，按接收天线进行 OFDM 解调，并根据调度从资源栅格中获取各个端口的频域接收数据。进一步，基于 SRS 信号完成各终端各端口的信道估计，并从中获取包括信噪比（Signal To Noise Ratio, SNR）、定时提前（Timing Advance, TA）、秩索引（Rank Indication, RI）以及传输预编码矩阵索引（Transmit Precoding Matrix Indicator, TPMI）等在内的信道信息参数。

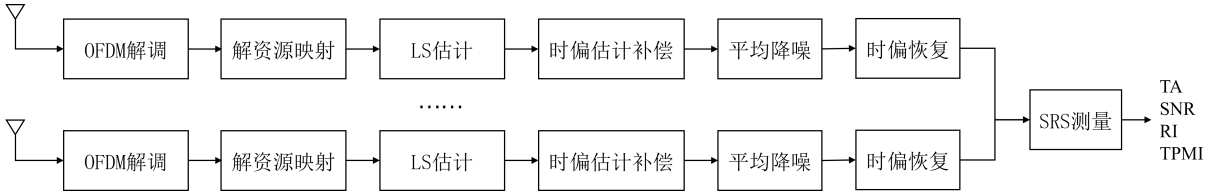


图 3-12 SRS 接收机处理流程

在电力无线专网系统中，认为一个子带内信道相应基本相同，因此 SRS 接收端需要测量的均为子带级信道信息，以子带为单位完成 LS 估计、时偏估计补偿以及均值降噪等算法。

信道估计

对于每个子带内的 SRS 信号，其频域信号模型可以表示为：

$$\mathbf{y}_r = \sum_{p=0}^{N_p-1} \mathbf{X}_p \mathbf{h}_{r,p} + \mathbf{z}_r = \mathbf{X}_p \mathbf{h}_{r,p} + \mathbf{z}_r \quad (3.12)$$

其中， $\mathbf{y}_r \in \mathbb{C}^{N_{\text{SRS}} \times 1}$ 为接收天线 r 上的频域接收信号， $N_{\text{SRS}} = 9$ 为一个子带内 SRS 的长度； $\mathbf{X}_p \in \mathbb{C}^{N_{\text{SRS}} \times N_{\text{SRS}}}$ 为对角阵，其对角元素为天线端口 p 上的频域发送信号，在天线端口 p 没有调度 SRS 的子带上 \mathbf{X}_p 为零矩阵； $\mathbf{h}_{r,p} \in \mathbb{C}^{N_{\text{SRS}} \times 1}$ 为天线端口 p 和接收天线 r 之间的频域信道响应； $\mathbf{z}_r \in \mathbb{C}^{N_{\text{SRS}} \times 1} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_z^2 \mathbf{I}_{N_{\text{SRS}}})$ 为加性高斯白噪声矢量。

接收机首先采用 LS 估计获取频域信道响应估计值 $\tilde{\mathbf{h}}_{r,p}$

$$\tilde{\mathbf{h}}_{r,p} = \mathbf{X}_p^H \mathbf{y}_r \quad (3.13)$$

进一步, 根据 LS 信道估计结果进行时偏估计, 得到时偏相位 $\tilde{\theta}_{r,p}$ 以及时偏大小 $\tilde{\tau}_p$ 估计值

$$\tilde{\theta}_{r,p} = -j \sum_{k=0}^{N_{\text{SRS}}-\Delta-1} \tilde{\mathbf{h}}_{r,p}(k) \tilde{\mathbf{h}}_{r,p}^*(k+\Delta) \quad (3.14)$$

$$\tilde{\tau}_p = \frac{\arg\left(\sum_{r=0}^{N_r-1} j\tilde{\theta}_{r,p}\right) N_{\text{FFT}}}{2\pi\Delta} \quad (3.15)$$

其中, Δ 为用于时偏估计的子载波间隔, 在 SRS 单子带时偏估计中取 $\Delta = 3$ 。对于 SRS 子带数大于 1 的端口, 需要将不同子带上的 $\tilde{\tau}_p$ 取均值得到用于上报的 TA 测量结果 TA_{est} 。接下来, 对 LS 信道估计结果 $\tilde{\mathbf{h}}_{r,p}$ 做时偏补偿, 并采用子带内均值法实现降噪

$$\hat{h}_{r,p}^{\text{denoise}} = \frac{\sum_{k=0}^{N_{\text{SRS}}-1} \tilde{\mathbf{h}}_{r,p}(k) \exp(j\tilde{\theta}_{r,p})k}{N_{\text{SRS}}} \quad (3.16)$$

最后, 为了测量信道的 SNR, 需要对降噪信道估计结果 $\hat{h}_{r,p}^{\text{denoise}}$ 时偏反补偿, 得到信道估计最终结果 $\hat{\mathbf{h}}_{r,p}$

$$\hat{\mathbf{h}}_{r,p}(k) = \hat{h}_{r,p}^{\text{denoise}} e^{-j\tilde{\theta}_{r,p}k} \quad (3.17)$$

参数测量

完成一个 SRS 周期内各用户的信道估计后, 在测量的信道的基础上进行 SNR 测量与上报。用户 t 的接收信号估计结果 $\hat{\mathbf{y}}_{t,r}$ 为

$$\hat{\mathbf{y}}_{t,r} = \mathbf{X}_{t,p} \hat{\mathbf{h}}_{t,r,p} \quad (3.18)$$

所有复用用户接收信号总和 $\hat{\mathbf{y}}_r$ 及噪声估计结果 $\hat{\mathbf{z}}_r$ 为

$$\hat{\mathbf{y}}_r = \sum_{t=0}^{N_{\text{UE}}} \hat{\mathbf{y}}_{t,r} = \sum_{t=0}^{N_{\text{UE}}-1} \mathbf{X}_{t,p} \hat{\mathbf{h}}_{t,r,p} \quad (3.19)$$

$$\hat{\mathbf{z}}_r = \mathbf{y}_r - \sum_{t=0}^{N_{\text{UE}}-1} \hat{\mathbf{y}}_{t,r,p} = \mathbf{y}_r - \sum_{t=0}^{N_{\text{UE}}-1} \mathbf{X}_{t,p} \hat{\mathbf{h}}_{t,r,p} \quad (3.20)$$

子带内信号功率测量值 \hat{P}_s 为各接收天线上信号功率之和, 子带内噪声功率测量值 $\hat{\sigma}_z^2$ 为各接收天线上噪声功率均值

$$\hat{P}_s = \sum_{r=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_{\text{SRS}}-1} \hat{\mathbf{y}}_r \hat{\mathbf{y}}_r^H \quad (3.21)$$

$$\hat{\sigma}_z^2 = \frac{\sum_{r=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_{\text{SRS}}-1} \hat{\mathbf{z}}_r \hat{\mathbf{z}}_r^H}{N_r} \quad (3.22)$$

上报的 SNR 测量结果 SNR_{est}

$$SNR_{\text{est}} = 10 \log_{10} \left(\frac{\hat{P}_s}{\hat{\sigma}_z^2} \right) \quad (3.23)$$

经过完整的一个轮询周期后，得到所有端口的信道及噪声测量结果，据此进行 RI 以及 TPMI 测量。RI 用于指示终端当前上行 MIMO 信道可用空分层数，TPMI 用于指导终端选择上行预编码矩阵，RI 和 TPMI 是信道状态信息的关键参数，不同的预编码矩阵选择会对系统容量以及误码率性能带来显著影响。基站可以基于最大信道容量准则^[13]进行码本选择给出 TPMI，并根据预编码矩阵的层数得出 RI 测量结果。对于数据信道，子载波 k 上的信号模型可以表示为

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{W}_i \mathbf{x}_k + \mathbf{z}_k \quad (3.24)$$

其中， $\mathbf{y}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 为子载波 k 上接收信号； $\mathbf{x}_k \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ 为各层发送信号向量， L 为发送层数； $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times N_p}$ 为 MIMO 信道矩阵； $\mathbf{W}_i \in \mathcal{W}_L$ 为 $N_p \times L$ 维预编码矩阵， \mathcal{W}_L 为 L 层预编码码本； $\mathbf{z}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times 1} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_z^2 \mathbf{I}_{N_r})$ 为加性高斯白噪声矢量。接收端均衡后的输出信号 \mathbf{r}_k 为

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{G}_k \mathbf{y}_k = \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{W}_i \mathbf{x}_k + \mathbf{G}_k \mathbf{z}_k \quad (3.25)$$

其中， \mathbf{G}_k 为线性均衡矩阵，在 MMSE 准则下可以表示为

$$\mathbf{G}_k = \left[\left(\hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_i \right)^H \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_i + \hat{\sigma}_k^2 \mathbf{I} \right]^{-1} \left(\hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_i \right)^H \quad (3.26)$$

其中，信道估计结果 $\hat{\mathbf{H}}_k(r, p) = \hat{\mathbf{h}}_{r,p}(k)$ 。在此基础上，均衡后 SINR 可以由下式得到

$$SINR_{l,k} = \frac{|\mathbf{K}_k(l, l)|^2}{\sum_{i \neq l} |\mathbf{K}_k(l, i)|^2 + \sigma_z^2 \sum_i \mathbf{G}_k(l, i)} \quad (3.27)$$

$$\mathbf{K}_k \triangleq \mathbf{G}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_i \quad (3.28)$$

信道容量为发送信号和均衡后接收信号间的最大互信息，根据香农公式衰落信道的最大互信息 I_k 可以表示为

$$I_k = \sum_{l=0}^{L-1} \log_2 (1 + SINR_{l,k}) \quad (3.29)$$

最佳预编码矩阵 \mathbf{W}_j 满足

$$\mathbf{W}_j = \arg \max_{\mathbf{W}_i \in \mathcal{W}} \sum_{k=0}^{N_{\text{SRS}}-1} I_k(\mathbf{W}_i) \quad (3.30)$$

其中， \mathcal{W} 为所有码本集合。相应的，RI 以及 TPMI 测量值分别为

$$\begin{cases} TPMI_{\text{est}} = j \\ RI_{\text{est}} = l, \mathbf{W}_j \in \mathcal{W}_l \end{cases} \quad (3.31)$$