时域均衡和部分响应技术

均衡概述

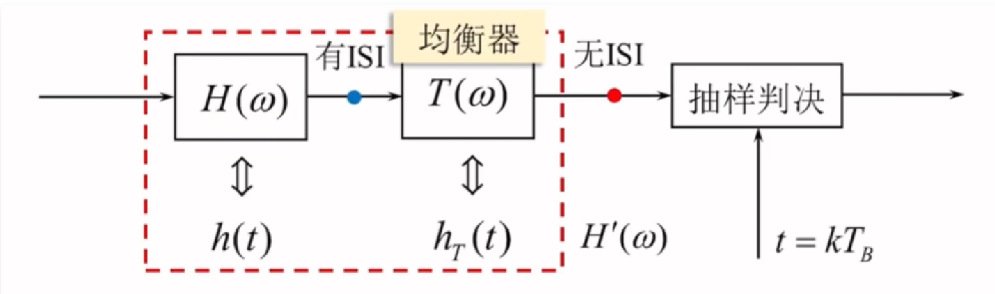
目的

减小码间干扰

频域模型

$$H(\omega) = G_T(\omega)C(\omega)G_R(\omega)$$

其中，$G_T(\omega)$是发滤波器频率响应、$C(\omega)$是信道频率响应、$G_R(\omega)$是收滤波器频率响应。



均衡技术原理

频域均衡

$$H'(\omega) = H(\omega)T(\omega)$$

其中，$T(\omega)$是频域均衡器的频率响应。

而且，

$$\sum_i H'\left(\omega + \frac{2\pi i}{T_B}\right) = T_B, |\omega| \leqslant \frac{\pi}{T_B}$$

时域均衡

$$h(t) * h_T(t) = h'(t)$$
$$x(t) * h_T(t) = y(t)$$

$$y\left(kT_B\right)=h'\left(kT_B\right)=\begin{cases}1 & k=0\\ 0 & k\neq 0\end{cases}$$

无ISI时域均衡器的冲激响应

$$h_T\left(t\right)=\sum_{n=-\infty}^{+\infty}C_n\delta\left(T-nT_B\right)$$

$$T(\omega)=\sum_{n=-\infty}^{+\infty}C_ne^{-jn\omega T_B}$$

其中，C_n与$H(\omega)$有关，就是抽头系数。

输出信号

$$y(t)=x\left(t\right)*h_T\left(t\right)=\sum_{n=-\infty}^{+\infty}C_nx(t-nT_B)$$

理论上无限抽头的时域均衡器可以完全消除ISI，但是物理不可实现。实际使用中常用$2N+1$个抽头的横向滤波器。

$$y(t)=x\left(t\right)*e\left(t\right)=\sum_{n=-N}^{N}C_nx(t-nT_B)$$

其中，C_i与$H(\omega)$有关。

$$e\left(t\right)=\sum_{i=-N}^{N}C_i\delta\left(T-iT_B\right)$$

达到的效果是:

$$y(k)=\sum_{i=-N}^{N}C_ix_{k-i}$$

当$i=0$时就是本码元的抽样值；当$i\neq 0$时就是本码元的抽样值。

均衡效果衡量法则

峰值失真准则

$$D=\frac{1}{y_0}\sum_{k\neq 0}\left|y_k\right|$$

所有码间干扰的值除以当前的码元值。

均方失真准则

$$e = \frac{1}{y_0^2}\sum_{k\neq 0}|y_k^2|$$

所有码间干扰值的平方除以当前的码元值的平方。

两种准则得出的结果越低越好。

迫零均衡算法

原理

（后续补充）

结论

$$X = \begin{bmatrix} x_0 & x_{-1} & n_{-2} \\ x_1 & x_0 & x_{-1} \\ x_2 & x_1 & x_0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} c_{-1} \\ c_0 \\ c_1 \end{bmatrix}, Y = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

而且当迫零均衡成功时，有：

$$XC = Y$$

通过该矩阵运算反求C矩阵。

部分响应系统概述

设计目标

- 提高频带利用率：理论极限2Baud/Hz
- 改善频谱特性：压缩传输频带
- 加快响应波形尾部的衰减：降低对定时的要求

核心目的是将“理想低通滤波器”（尾部收敛慢，定时要求高）和余弦滚降（带宽变大，频带利用率降低）结合在一起。

设计思想是通过**相关编码**有控制的在某些抽样时刻**引入码间串扰**。由于引入的码间串扰是有规则的，可以在接受端剔除。

第I类部分响应

数学表达

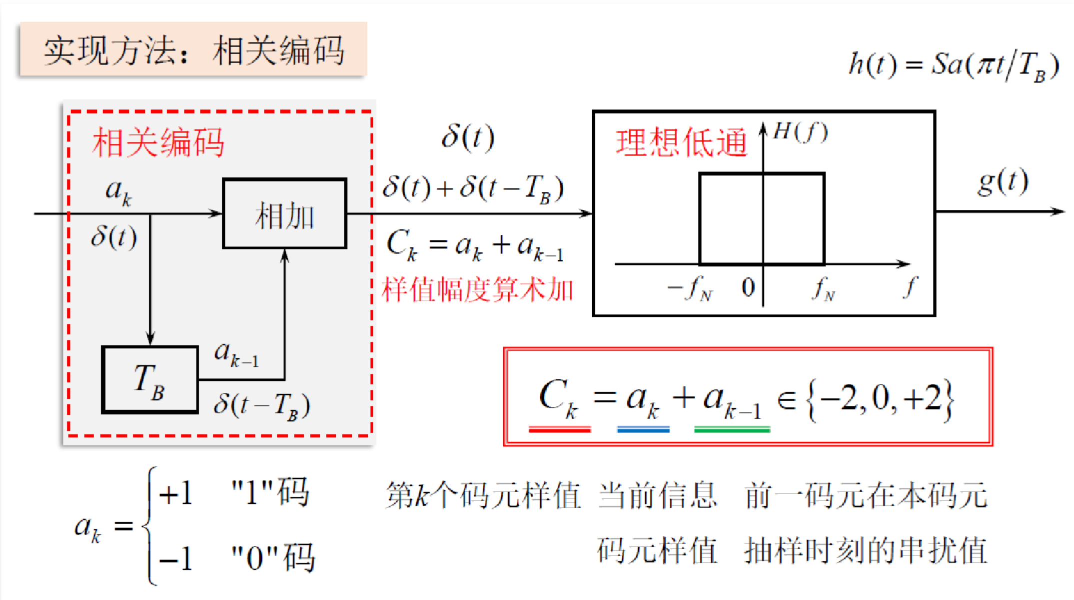
$$h\left(kT_B\right)=\begin{cases}1 & k=0\\0 & k\neq 0\end{cases}\xrightarrow{\text{放宽}}h'\left(kT_B\right)=\begin{cases}1 & k=0,1\\0 & k\neq 0\end{cases}$$

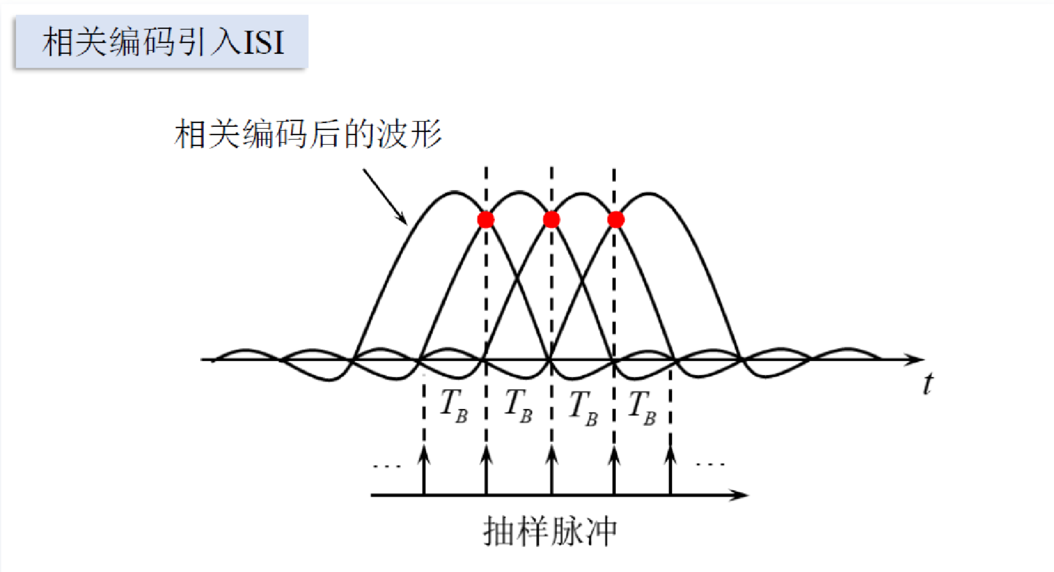
设计思考

两个拖尾极性相反的Sa函数相加，两个函数最高点的时间差为T_B。

（此处应有图）

实现方法——相关编码





可以看到每个Sa函数仅在$k=1$时对下一个Sa函数产生码间串扰。

数学过程分析

相关编码输入信号——红色虚线框部分

$$h_1(t)=\delta(t)+\delta(t-T_B)\Longleftrightarrow H_1(\omega)=1+e^{-j\omega T_B}$$

理想低通滤波器

$$h(t)=Sa(\frac{\pi t}{T_B})\Longleftrightarrow H(\omega)=\begin{cases}T_B & ,|\omega|\leqslant\frac{\pi}{T_B}\\ 0 & ,|\omega|>\frac{\pi}{T_B}\end{cases}$$

此处可以配图

部分响应信号的频谱——前两者频域乘积

$$G(\omega)=\begin{cases}(1+e^{-j\omega T_B})T_B & ,|\omega|\leqslant\frac{\pi}{T_B}\\ 0 & ,|\omega|>\frac{\pi}{T_B}\end{cases}$$

频谱特点——结论

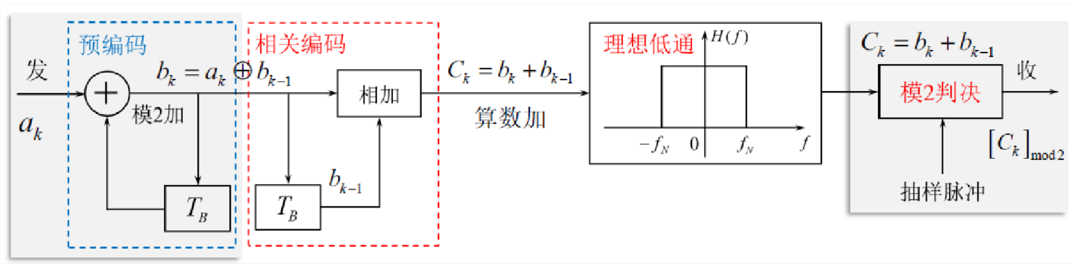
- 系统带宽：$B=\frac{R_B}{2}=f_N$
- 传码率：$R_B=\frac{1}{T_B}$
- 频带利用率：$\eta=\frac{R_B}{B}=2$
- 不仅频谱是滚降的，而且对定时要求降低了。

接收端抽样判决

由于$a_k=C_k-a_{k-1}$，当接收到的C_k出错时，可能会出现差错传播的现象。

解决差错传播的方案：**预编码**。

故，整个第一类部分响应的完整流程图为：



- 预编码：$b_k=a_k\oplus b_{k-1}$
- 相关编码：$b_k=a_k\oplus b_{k-1}$
- 抽样判决（模2加）：$b_k=a_k\oplus b_{k-1}$

  注意：b_k的取值有时为±1，需要根据实际情况做出调整。

第IV类部分响应

设计思路

当前码元仅对下下一个码元产生干扰。

数学过程

把所有的b_{k-1}更改为b_{k-2}即可。

频谱特点

- 基本和第I类部分响应相同
- 无直流分量、低频分量较小，适合边带滤波。（SSB、VSB类）