

§ 6.4 数字基带信号通过带限信道传输

在 § 6.3 节中我们考虑了基带信号在加性白高斯噪声 (AWGN) 信道上传输问题, 导出了最佳解调方式和检测准则, 计算了差错概率。

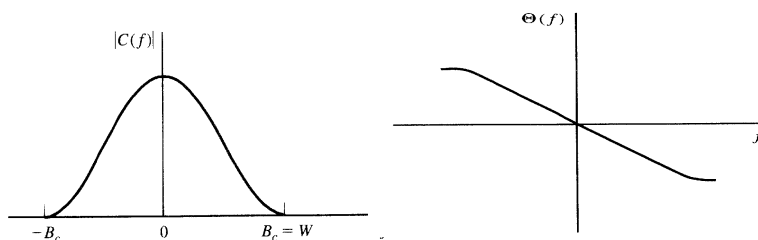
AWGN 信道是**没有带宽限制**的, 所以在上节中我们可以把基带信号选成矩形脉冲形状, 或者把基本脉冲选成具有有限持续期 T 的形式。这种脉冲形状在通带有限的系统中都是要受到失真的, 所以一般不能采用。实际信道如电话信道、微波视距信道、卫星信道、移动通信和 underwater 声波通信中信道带宽均受到严格限制。

在这节我们以**线性带限滤波器**作为信道模型, 来研究基带信号在带限信道上传输所可能发生的现象——即**码间干扰**, 以及码间干扰对通信性能的影响, 并讨论如何通过信号设计来克服码间干扰。

一、数字信号通过带限信道传输

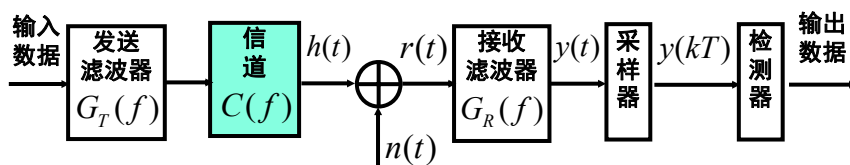
线性带限信道可以用脉冲响应为 $c(t)$, 传递函数为 $C(f)$ 的线性滤波器来作为其模型, 其中 $C(f) = \int_{-\infty}^{\infty} c(t) e^{-j2\pi ft} dt$

带限基带信道是指, $C(f) = 0, |f| > B_c$



带限信道的幅频特性和相频特性

若要求信号波形 $g_T(t)$ 在带宽为 B_c 的信道上传输, 通常要求选择信号带宽 W 不大于信道带宽, 即 $W \leq B_c$ 。



信号波形 $g_T(t)$ 通过信道的输出为

$$h(t) = c(t) \otimes g_T(t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau) \cdot g_T(t - \tau) d\tau$$

频域表示为: $H(f) = C(f)G_T(f)$

信道输出还要受到加性白高斯噪声 $n(t)$ 的干扰, 所以解调器输入为,

$$r(t) = h(t) + n(t)$$

匹配滤波器解调可获得最大输出信噪比, 所以接收滤波器的频率响应为:

$$G_R(f) = H^*(f) e^{-j2\pi f t_0} \quad \leftarrow \text{对接收信号中叠加了信道影响的有用信号进行匹配}$$

其中 t_0 是时间延迟, 表示滤波器输出的采样时刻。

3/71

匹配滤波器输出的信号分量在 t_0 的采样值为,

$$y_s(t_0) = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df = E_h$$

匹配滤波器输出高斯噪声是均值为零, 功率谱密度为

$$S_n(f) = \frac{N_0}{2} |H(f)|^2$$

匹配滤波器输出噪声功率为:

$$\sigma_n^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_n(f) df = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df = \frac{N_0 E_h}{2}$$

匹配滤波器输出信噪比为

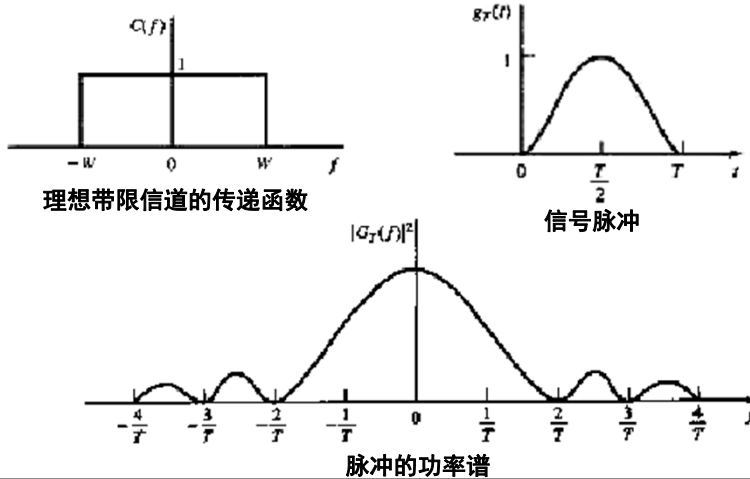
$$\left(\frac{S}{N} \right)_0 = \frac{E_h^2}{N_0 E_h / 2} = \frac{2E_h}{N_0}$$

4/71

[例6.4.1] 设信号脉冲 $g_T(t)$ 为

$$g_T(t) = \frac{1}{2} \left[1 + \cos \frac{2\pi}{T} \left(t - \frac{T}{2} \right) \right], \quad 0 \leq t \leq T$$

理想带限信道频率传递函数 $C(f)$ 如图示



5/71

[解] 信号脉冲频谱为,

$$G_T(f) = \frac{T}{2} \frac{\sin \pi f T}{\pi f T (1 - f^2 T^2)} e^{-j\pi f T}$$

$$= \frac{T}{2} \cdot \frac{\text{sinc}(fT)}{(1 - f^2 T^2)} e^{-j\pi f T}$$

信道输出的频谱为,

$$H(f) = C(f) G_T(f) = \begin{cases} G_T(f) & |f| \leq W \\ 0 & |f| > W \end{cases}$$

滤波器输出信号幅度

$$E_h = \int_{-W}^W |G_T(f)|^2 df$$

$$= \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-W}^W \frac{(\sin \pi f T)^2}{f^2 (1 - f^2 T^2)^2} df$$

$$= \frac{T}{(2\pi)^2} \int_{-WT}^{WT} \frac{\sin^2 \pi \alpha}{\alpha^2 (1 - \alpha^2)} d\alpha$$

6/71

输出噪声方差为,

$$\sigma_n^2 = \frac{N_0}{2} \int_{-W}^W |G_T(f)|^2 df = \frac{N_0 E_h}{2}$$

所以输出信噪比为,

$$\left(\frac{S}{N} \right)_0 = \frac{2E_h}{N_0}$$

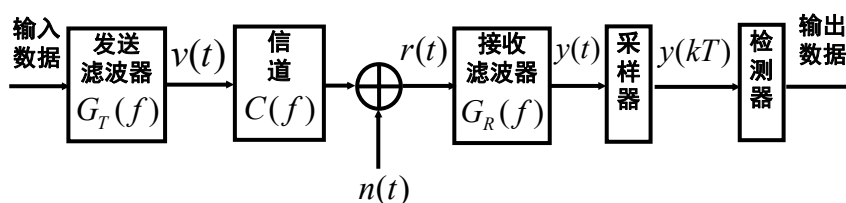
从本例可见发送信号能量中, 仅一部分通过信道到解调器。当信道带宽 $W \rightarrow \infty$ 时, 匹配滤波器输出的信号分量达到极大, 等于

$$\int_{-\infty}^{\infty} |G_T(f)|^2 df = \int_0^T |g_T(t)|^2 dt$$

7/71

二、码间干扰

带限PAM系统的方框图



$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g_T(t-nT), \quad \{a_n\} \text{ 是 } M \text{ 进制幅度电平序列};$$

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t-nT) + n(t)$$

$$h(t) = c(t) \otimes g_T(t)$$

8/71

频率传递函数为 $G_R(f)$ 的线性接收滤波器，它的输出为

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x(t-nT) + \xi(t)$$

$$x(t) = h(t) \otimes g_R(t) = g_T(t) \otimes c(t) \otimes g_R(t)$$

$$\xi(t) = n(t) \otimes g_R(t)$$

接收滤波器输出每隔 T 时间采样，采样值为

$$y(mT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x(mT-nT) + \xi(mT)$$

简写为 $y_m = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x_{m-n} + \xi_m = x_0 \cdot a_m + \sum_{n \neq m} a_n x_{n-m} + \xi_m$

$$y_m \triangleq y(mT) \quad x_m \triangleq x(mT) \quad \xi_m \triangleq \xi(mT)$$

$$m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

a_m — 所需要的符号

有用
信号

码间
干扰

噪声
干扰

9/71

当接收滤波器与接收信号 $h(t)$ 相匹配时，则 x_0 为

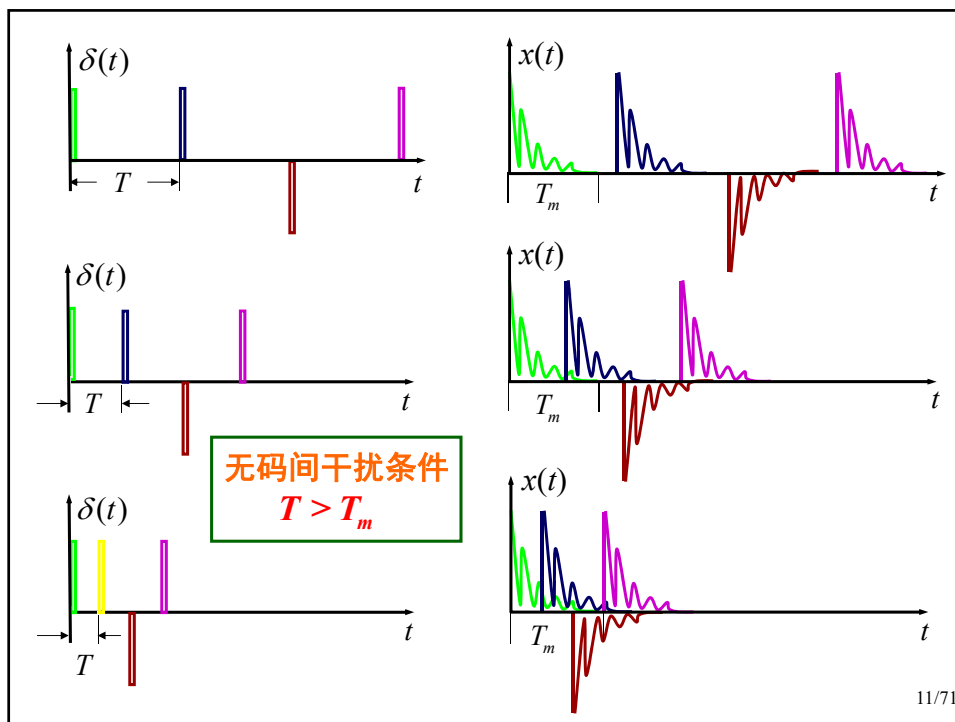
$$\begin{aligned} x_0 &= \int_{-\infty}^{\infty} h^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \\ &= \int_{-W}^W |G_T(f)|^2 \cdot |C(f)|^2 df = E_h \end{aligned}$$

$$\sum_{n \neq m} a_n x_{n-m} \text{ — 码间干扰 (ISI)}$$

$$\xi_m \text{ — 零均值，方差为 } \sigma_{\xi}^2 = \frac{N_0}{2} E_h \text{ 的高斯噪声}$$

通过适当地设计接收滤波器和发送滤波器，可以使得对 $n \neq 0$ 时， $x_n = 0$ ，从而可以消除码间干扰。

10/71

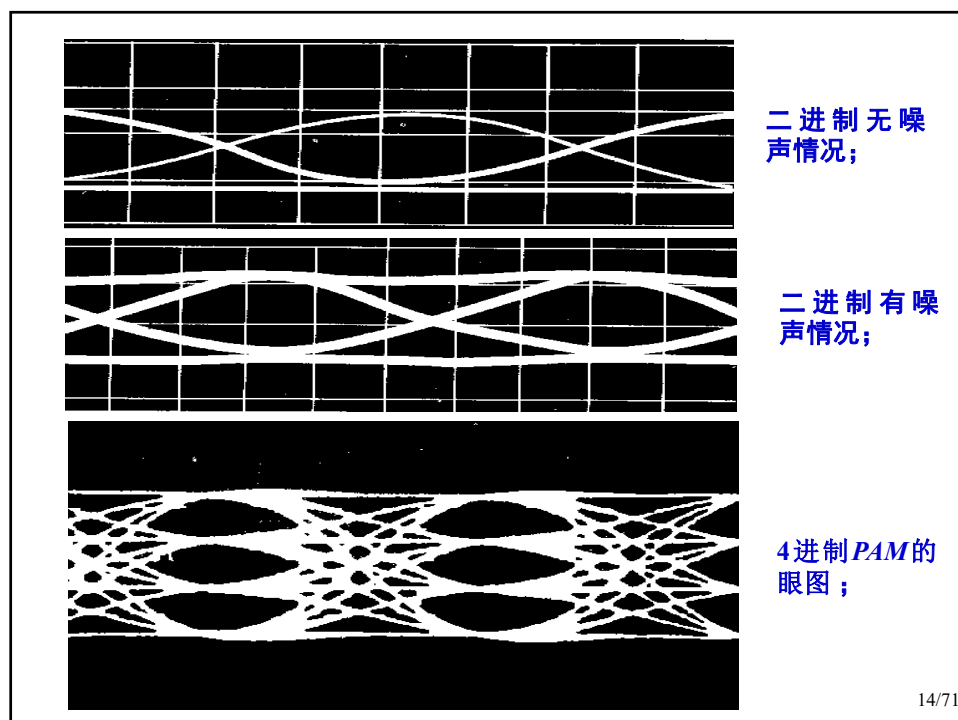
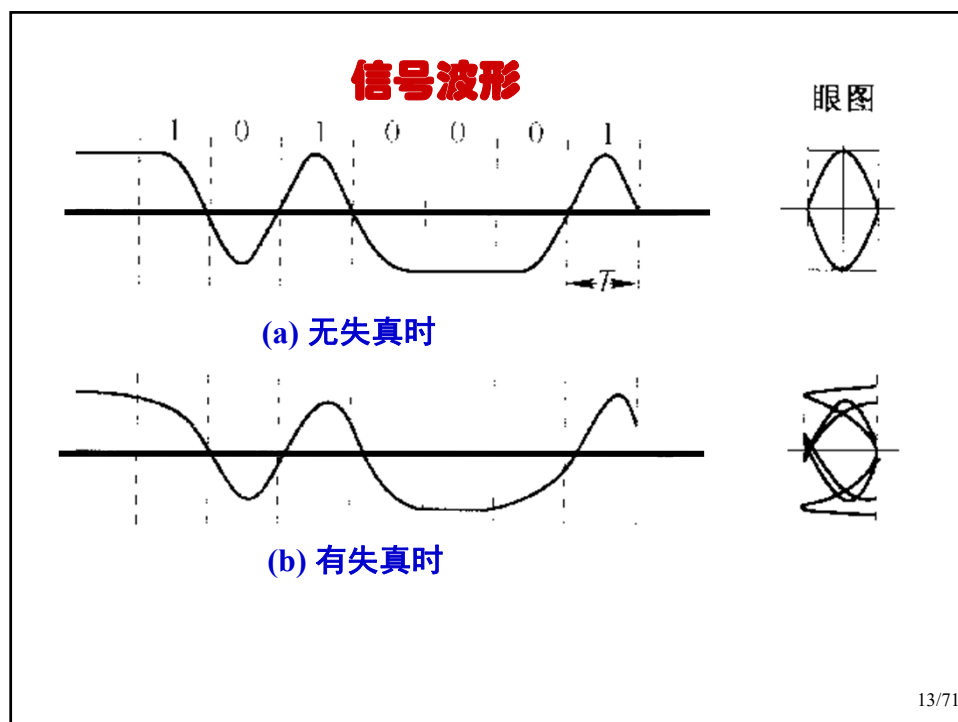


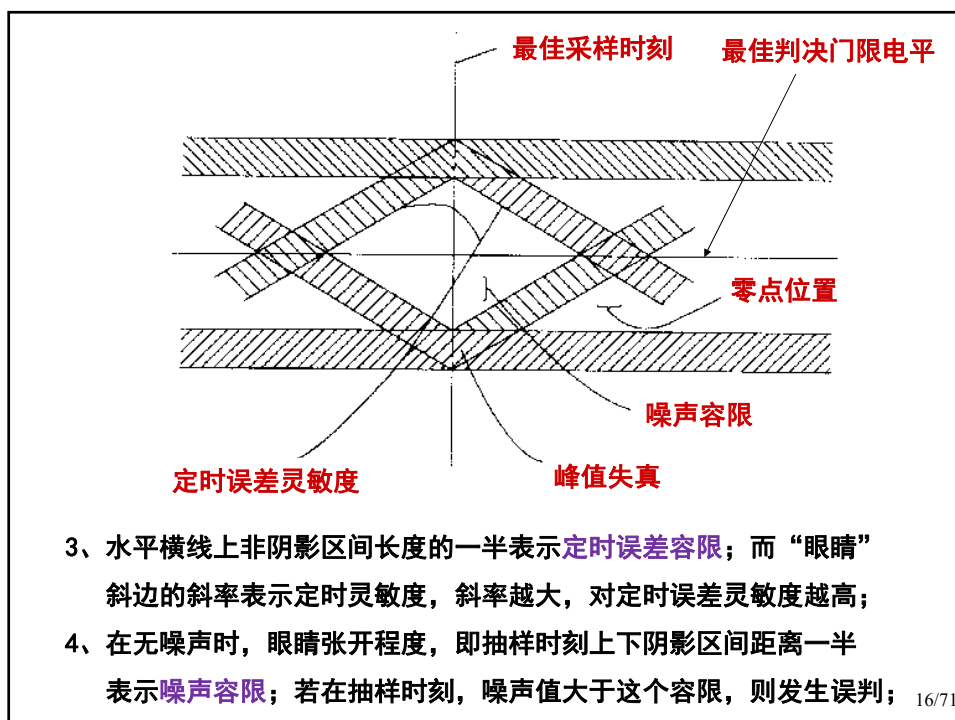
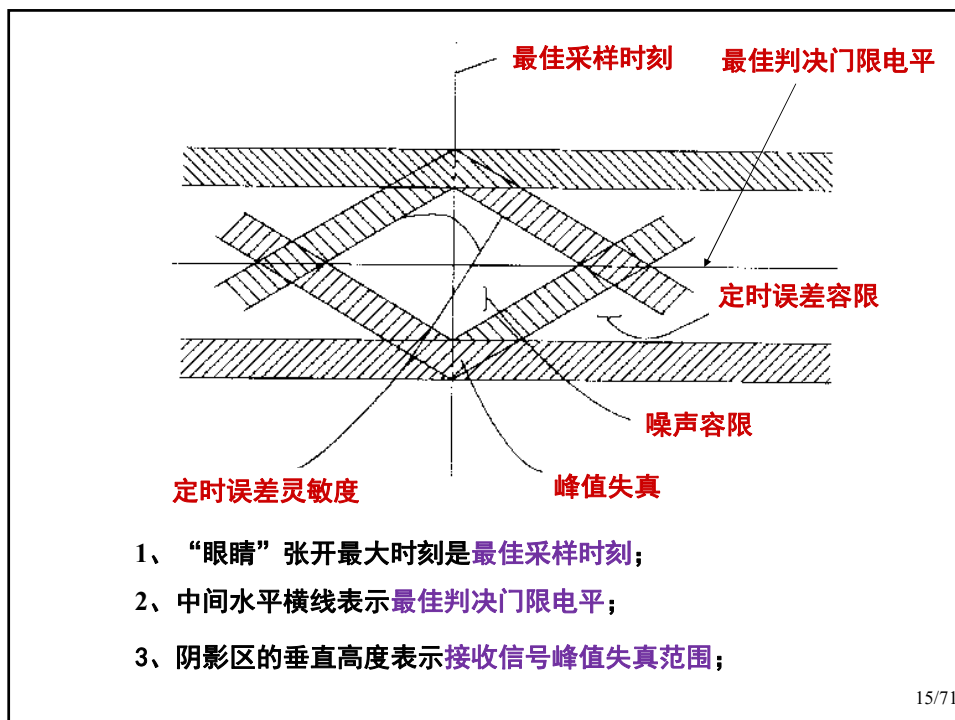
三、眼图

在数字通信中码间干扰和噪声干扰影响信号码元的正确接收，使通信性能恶化。在系统设计中要尽量减小两者对接收的影响，这是通信系统设计和调试中最重要的任务。

码间干扰和噪声干扰的大小可以用示波器观察到。我们把接收信号波形接到示波器的垂直输入上，水平扫描置于码元传输速率 $1/T$ ，这样在示波器屏幕上显示出许多接收信号码元重迭在一起的波形。

对于二进制双极性信号，当无码间干扰和噪声干扰时，迭加波形形状犹如一只睁开的“眼睛”；若存在码间干扰，由于多条不规则的波形迭加使“眼睛”张开程度变小，严重的码间干扰会使“眼睛”完全闭上。





四、无码间干扰带限信号设计准则——Nyquist准则

无码间干扰的充要条件是：综合传递函数 $x(nT) = \begin{cases} 1 & n = 0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases}$

定理：函数 $x(t)$ 满足

$$x(nT) = \begin{cases} 1 & n = 0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases}$$

的充要条件是它的Fourier变换 $X(f)$ 满足

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} X\left(f + \frac{m}{T}\right) = T$$

[证明] $x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) e^{j2\pi ft} df$

17/71

所以
$$\begin{aligned} x(nT) &= \int_{-\infty}^{\infty} X(f) e^{j2\pi fnT} df \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_{(2m-1)/2T}^{(2m+1)/2T} X(f) e^{j2\pi fnT} df \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_{-1/2T}^{1/2T} X\left(f + \frac{m}{T}\right) e^{j2\pi fnT} df \\ &= \int_{-1/2T}^{1/2T} Z(f) e^{j2\pi fnT} df \end{aligned}$$


其中
$$Z(f) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} X\left(f + \frac{m}{T}\right)$$

显然 $Z(f)$ 是周期为 $1/T$ 的周期函数，所以可以展开为Fourier级数

$$Z(f) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} z_n e^{j2\pi n f T}$$

其中
$$z_n = T \int_{-\frac{1}{2T}}^{\frac{1}{2T}} Z(f) e^{-j2\pi n f T} df$$

相较



18/71

所以

$$z_n = Tx(-nT)$$

$$x(nT) = \begin{cases} 1 & n=0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases} \Leftrightarrow z_n = \begin{cases} T & n=0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases}$$

$$\Leftrightarrow Z(f) = T \Leftrightarrow \sum_{m=-\infty}^{\infty} X\left(f + \frac{m}{T}\right) = T$$

证毕

19/71

下面对于带限信道作一些讨论：

$$X(f) = G_T(f)C(f)G_R(f)$$

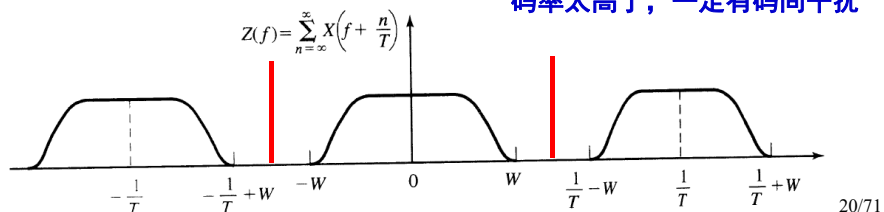
假定 $C(f) = 0, |f| > W$ ；则 $X(f) = 0, |f| > W$ ，

因为 $Z(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X\left(f + \frac{n}{T}\right)$ 是 $X(f)$ 的平移、迭加。

(1) 如果 $T < \frac{1}{2W}$ ，即 $\frac{1}{T} > 2W$ 。

不管 $X(f)$ 形状如何，不可能保证 $Z(f) = T$ ，所以不可能设计一个无码间干扰系统。

码率太高了，一定有码间干扰



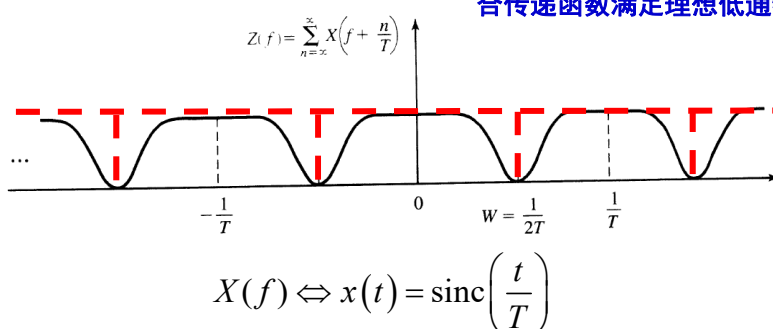
20/71

(2) 如果 $T = \frac{1}{2W}$ ，即 $\frac{1}{T} = 2W$ （称为Nyquist码率）。

$$\text{于是仅当 } X(f) = \begin{cases} T & |f| < W \\ 0 & \text{其它} \end{cases}$$

才可能保证 $Z(f) = T$

以Nyquist码率传输时，需要综合传递函数满足理想低通特性



21/71

二个实现上的困难：

① $x(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right)$ 是非因果的，因而是不可实现的。但我们可以通过引入延时 t_0 ，使 $t < 0$ 时 $\text{sinc}\left(\frac{(t-t_0)}{T}\right) \approx 0$ ，从而可以认为是因果的，可以实现。

② 随 t 的增加，sinc的拖尾按 $1/t$ 衰减，这个衰减太慢。因为任何采样时钟总有误差，很小的采样时刻误差 Δ ，可能引起最大码间干扰量为：

$$\sum_{n \neq m} \left| \frac{a_n \cdot \Delta}{(m-n)T + \Delta} \right|$$

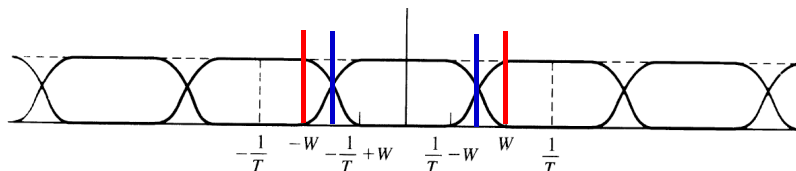
由于 $\sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{n}$ 是发散的，所以可能引起很大的码间干扰，这是致命弱点。

只有在理想情况下（采样时刻无误差）才能实现无码间干扰传输。

22/71

(3) 如果 $T > \frac{1}{2W}$, 即 $\frac{1}{T} < 2W$ 。

可以设计 $X(f)$ 使 $Z(f) = T$ 。



从上面讨论可知符号率 R_B 不能大于二倍的信道带宽 $2W$, 所以信道传输符号的最高码率为

$$\frac{R_B}{W} = 2 \quad \text{波特/赫}$$

23/71

6.4.5、升余弦频谱信号

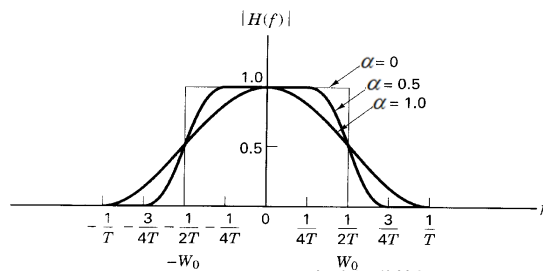
具有升余弦频谱的信号是最常用的无码间干扰波形。它的谱如下式：

$$X_{rc}(f) = \begin{cases} T, & 0 \leq |f| \leq (1-\alpha)/2T \\ \frac{T}{2} \left[1 + \cos \frac{\pi T}{\alpha} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right) \right], & \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0, & |f| > \frac{1+\alpha}{2T} \end{cases}$$

其中 α 称为滚降因子, $0 \leq \alpha \leq 1$ 。相应的时域波形为

$$\begin{aligned} x(t) &= \frac{\sin \pi t/T}{\pi t/T} \cdot \frac{\cos(\pi \alpha t/T)}{1 - 2\alpha^2 t^2/T^2} \\ &= \text{sinc}(t/T) \cdot \frac{\cos(\pi \alpha t/T)}{1 - 2\alpha^2 t^2/T^2} \end{aligned}$$

24/71



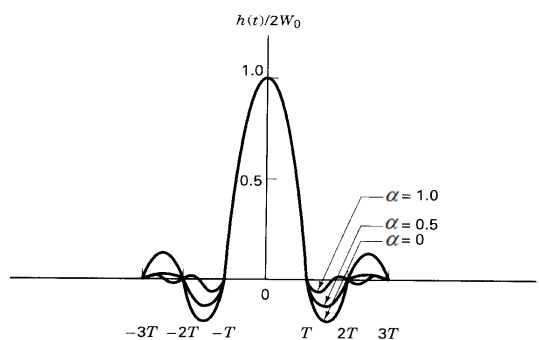
(a) 升余弦频谱特性

这时信道带宽是

$$W = \frac{1+\alpha}{2T}$$

每秒每赫传输的符号数为

$$\frac{1/T}{(1+\alpha)/2T} = \frac{2}{1+\alpha}$$



(b) 升余弦时域信号

升余弦信号的拖尾按

$1/t^3$ 趋于零。

25/71

当信道频率传递函数是理想矩形时，

$$C(f) = \begin{cases} 1 & |f| < W \\ 0 & \text{其它} \end{cases}$$

要求发送和接收滤波器级联起来满足系数为 α 的升余弦滚降特性，

$$X_{rc}(f) = G_T(f)G_R(f), \quad |f| \leq W$$

符号间隔 T 满足 $T > \frac{1+\alpha}{2W}$

若接收滤波器是匹配滤波器，则

$$G_R(f) = G_T^*(f)$$

所以

$$X_{rc}(f) = |G_T(f)|^2$$

取

$$G_T(f) = \sqrt{|X_{rc}(f)|} \cdot e^{-j2\pi f t_0}$$

其中 t_0 是考虑到因果性的延时。升余弦频谱特征被收发滤波器对分。

26/71

6.4.6、具有零码间干扰的数字PAM系统的差错概率

当PAM系统采用升余弦频谱信号作为基本信号波形时，在带限信道中不会产生码间干扰。接收机匹配滤波器输出的接收信号样本为：

$$y_m = x_0 \cdot a_m + \xi_m$$

其中 $x_0 = \int_{-W}^W |G_T(f)|^2 df = E_g$

ξ_m 是加性高斯噪声，它的平均值为零，方差为

$$\sigma_{\xi}^2 = E_g \cdot N_0 / 2$$

一般 a_m 以等概率取 M 个对称等间隔电平。对于这种无码间干扰的 M 进制PAM系统，它的检测差错概率为公式：

$$P_M(e) = \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{2E_g}{N_0}}\right)$$

27/71

平均能量与基本脉冲能量关系为：

$$E_g = \frac{3}{M^2 - 1} E_{av}$$

所以

$$P_M(e) = \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{6E_{av}}{(M^2 - 1)N_0}}\right) \quad (\text{例6.3.9})$$

28/71

§ 6.5 部分响应系统——具有受控码间干扰的带限系统

一、双二元信号脉冲

利用具有升余弦频谱的信号可以在带限信道上实现零码间干扰传输，但是它的缺点是降低了符号率，降低了频谱利用率。我们可以采用部分响应技术，通过有意识地引入可控的码间干扰来消除码间干扰的影响，使符号率达到Nyquist码率。

设计发送和接收滤波器，使得

$$x(nT) = \begin{cases} 1 & n = 0, 1 \\ 0 & \text{其它} \end{cases}$$

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} X\left(f + \frac{m}{T}\right) = T$$

与Nyquist定理（6.4.30）一样，函数 $x(t)$ 满足上式的充要条件是：

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} X\left(f + \frac{m}{T}\right) = T + Te^{-j2\pi fT} \triangleq Z(f), \quad 0 < f < \frac{1}{T}$$

29/71

对于带宽为 W 的信号 $x(t)$ ，当 $T < \frac{1}{2W}$ 时，不可能满足上式充要条件；

当 $T = \frac{1}{2W}$ 时，

$$X(f) = \begin{cases} \frac{1}{2W} \left[1 + e^{-j\frac{\pi f}{W}} \right] & |f| < W \\ 0 & \text{其它} \end{cases}$$

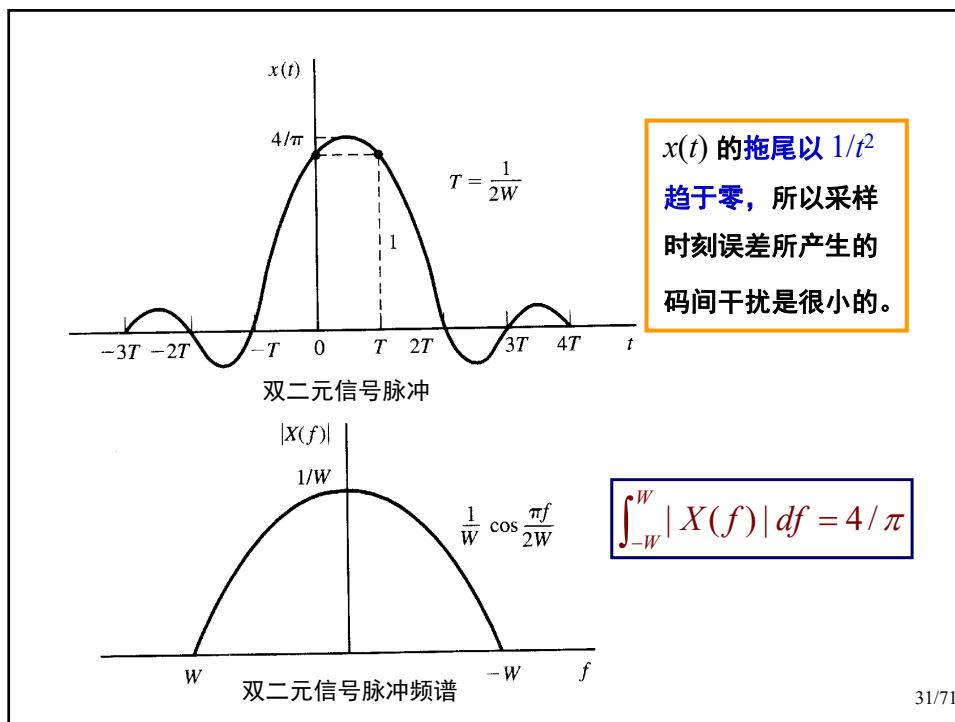
$$= \begin{cases} \frac{1}{W} e^{-j\frac{\pi f}{2W}} \cdot \cos\left(\frac{\pi f}{2W}\right) & |f| < W \\ 0 & \text{其它} \end{cases}$$

满足上式充要条件。相应的时域波形为：

$$x(t) = \text{sinc}(2Wt) + \text{sinc}[2Wt - 1]$$

这种脉冲 $x(t)$ 称为双二进制信号脉冲（Duobinary Signal Pulse）

30/71



二、带有受控码间干扰数据的检测

采用双二进制信号作为基本脉冲波形的部分响应系统中，接收滤波器和发送滤波器设计得满足：

$$|G_T(f)| = |G_R(f)| = |X(f)|^{\frac{1}{2}}$$

其中 $X(f)$ 是双二进制信号频谱。如果发送序列是 $\{a_n\}$, $a_n \in \{-1, 1\}$, 则接收端匹配滤波器输出为

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x(t - nT) + \xi(t)$$

在 $t = mT$ 的采样值为

$$y_m = y(mT) = a_m + a_{m-1} + \xi_m$$

其中 ξ_m 为高斯噪声样本值，显然前一时刻传输的数据值强烈地影响当前的采样输出。

记 $b_m = a_m + a_{m-1}$

若 a_m 以等概率取 ± 1 , b_m 可能取值为 $-2, 0, 2$, 相应的概率为 $\frac{1}{4}, \frac{1}{2}, \frac{1}{4}$,

两种消除码间干扰方法:

(1) 接收端做减法

如果我们知道在 $m-1$ 时刻 a_{m-1} 的值, 则在第 m 时刻可以从 b_m 中减去 a_{m-1} , 从而可以消除前一符号对当前采样值的影响, 正确检测出 a_m 。然后在下一时刻 $m+1$, 再从 b_{m+1} 中减去 a_m , 消除 a_m 的影响, 正确检测 a_{m+1} 。如此递推可以正确检测出整个序列。

缺点是**误码永远传播**。

(2) 发送端预编码

发送端要传输的数据序列 $\{d_n\}$ 是由 “0”、“1” 组成的序列。对 $\{d_n\}$ 进行预编码, 得到预编码序列 $\{p_n\}$ 。

33/71

$$p_m = d_m \ominus p_{m-1} \quad m = 1, 2, \dots$$

然后对 $\{p_n\}$ 进行**极性变换 (映射)**

$$p_m = 0 \rightarrow a_m = -1$$

$$p_m = 1 \rightarrow a_m = 1$$

或者说 $a_m = 2p_m - 1$

用序列 $\{a_m\}$ 去调制波形进行传输。接收滤波器的采样输出为

$$\begin{aligned} b_m &= a_m + a_{m-1} = 2p_m - 1 + 2p_{m-1} - 1 \\ &= 2(p_m + p_{m-1} - 1) \end{aligned}$$

所以 $p_m + p_{m-1} = b_m / 2 + 1$

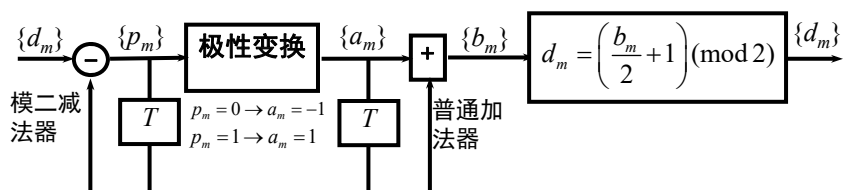
因为 $d_m = p_m \oplus p_{m-1}$

所以 $d_m = \frac{b_m}{2} + 1 \mod 2$

即当 $b_m = \pm 2$ 时, $d_m = 0$; 当 $b_m = 0$ 时, $d_m = 1$;

34/71

带预编码的双二进制传输系统的原理框图



数据序列 d_m	1	1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1
预编码序列 p_m	0	1	0	1	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0
发送序列 a_m	-1	1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	1	-1
接收到序列 b_m	0	0	0	2	0	-2	-2	0	2	2	2	0	0	2	0
译出序列 d_m	1	1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1

35/71

当出现加性噪声时，接收滤波器采样输出为

$$y_m = b_m + \xi_m$$

这时把 y_m 和二个门限 “+1” 和 “-1” 去比较，对 d_m 作出判决

$$d_m = \begin{cases} 1 & -1 < y_m < 1 \\ 0 & |y_m| > 1 \end{cases}$$

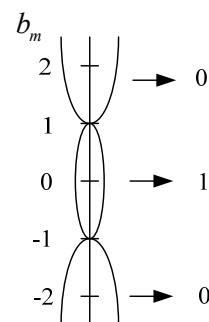
平均功率

$$P_{av} = \frac{E(a_m^2)}{T} \int_{-W}^W |G_T(f)|^2 df$$

$$= \frac{E(a_m^2)}{T} \int_{-W}^W |X(f)| df$$

由双二进制脉冲
的频域图 (6.5.5)

$$= \frac{4}{\pi T} E(a_m^2)$$

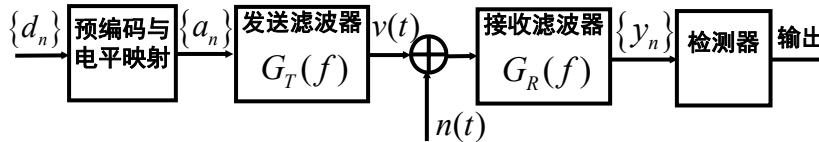


36/71

6.5.3、采用部分响应信号的数字PAM差错概率

2电平数据序列经过预编码，再映射成2个可能的幅度电平 $\{\pm d\}$ ，然后经频率传递函数为 $G_T(f)$ 的发送滤波器调制输出。

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g_T(t - nT)$$



接收滤波器与发送滤波器相匹配 $|G_T(f) \cdot G_R(f)| = |X(f)|$

其中 $X(f)$ 是双二进制信号频谱，所以

$$\begin{aligned} y_m &= a_m + a_{m-1} + \xi_m \\ &= b_m + \xi_m \end{aligned}$$

37/71

$$y_m = b_m + \xi_m$$

b_m 可能取值为 $-2d, 0, 2d$ ，相应的概率为 $\frac{1}{4}, \frac{1}{2}, \frac{1}{4}$

ξ_m 是零均值高斯噪声，它的方差为

$$\sigma_{\xi}^2 = \frac{N_0}{2} \int_{-W}^W |G_R(f)|^2 df = \frac{N_0}{2} \int_{-W}^W |X(f)| df = \frac{2N_0}{\pi}$$

因为 $d_m = 0 \Leftrightarrow b_m = \pm 2d$

$$d_m = 1 \Leftrightarrow b_m = 0$$

按距离最近检测准则 $d_m = \begin{cases} 1 & -d < y_m < d \\ 0 & |y_m| > d \end{cases}$

误码率为：

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{2} P(|y_m| > d | b_m = 0) + \frac{1}{4} [P(|y_m| < d | b_m = 2d) + P(|y_m| < d | b_m = -2d)] \\ &= \frac{3}{4} P(|y_m| > d | b_m = 0) \end{aligned}$$

38/71

$$P(|y_m| > d | b_m = 0) = \frac{2}{\sqrt{2\pi\sigma_\xi^2}} \int_d^\infty \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma_\xi^2}\right) dx = 2Q\left(\sqrt{\frac{\pi d^2}{2N_0}}\right)$$

$$P_e = \frac{3}{4} P(|y_m| > d | b_m = 0) = \frac{3}{2} Q\left(\sqrt{\frac{\pi d^2}{2N_0}}\right)$$

高斯分布

$$P_{av} = \frac{E(a_m^2)}{T} \int_{-W}^W |G_T(f)|^2 df = \frac{E(a_m^2)}{T} \int_{-W}^W |X(f)| df$$

$$= \frac{4}{\pi T} E(a_m^2) = \frac{4d^2}{\pi T} \rightarrow E_{av} = P_{av} T = \frac{4d^2}{\pi}$$

$$P_e = \frac{3}{2} Q\left(\sqrt{\frac{\pi^2 E_{av}}{8N_0}}\right)$$

比较P175 (6.3.94)

与AWGN信道下 PAM 差错概率相比较，发现采用部分响应信号后性能损失 2.1 dB。这是由于部分响应系统是有记忆系统，我们的检测方法忽略了记忆性，可以通过对整个序列的最大似然检测来挽回这个损失。

39/71

四、其它部分响应系统

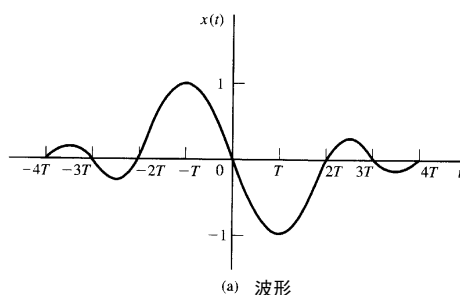
修正双二进制信号波形为

$$x(t) = \frac{\text{sinc}(t+T)}{T} - \frac{\text{sinc}(t-T)}{T}$$

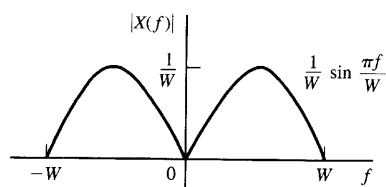
$$X(f) = \begin{cases} \frac{1}{2W} [e^{j\pi f/W} - e^{-j\pi f/W}] = \frac{j}{W} \sin \frac{\pi f}{W} & |f| < W \\ 0 & |f| > W \end{cases}$$

$$x\left(\frac{n}{2W}\right) = x(nT) = \begin{cases} 1 & n = -1 \\ -1 & n = 1 \\ 0 & \text{其它} \end{cases}$$

40/71



(a) 波形



(b) 频谱

修正双二元信号波形和频谱

对于采用修正双二进制信号波形的部分响应系统，它的预编码、译码都和双二进制信号类似，采用修正双二进制信号的M电平PAM的误码率也相同

41/71

§ 6.6 在出现信道失真情况下的系统设计

在 § 6.4 和 § 6.5 节中我们讨论了无码间干扰设计准则，要求发送滤波器、接收滤波器和信道组合起来满足升余弦频谱，或双二进制信号频谱：

$$G_T(f) \cdot C(f) \cdot G_R(f) = X_{rc}(f)$$

在前二节中我们把 $C(f)$ 作为带宽为 W 的理想矩形，同时其相位谱为线性。在这种情况下我们得出最佳系统是发送滤波器和接收滤波器对分 $X_{rc}(f)$ 。

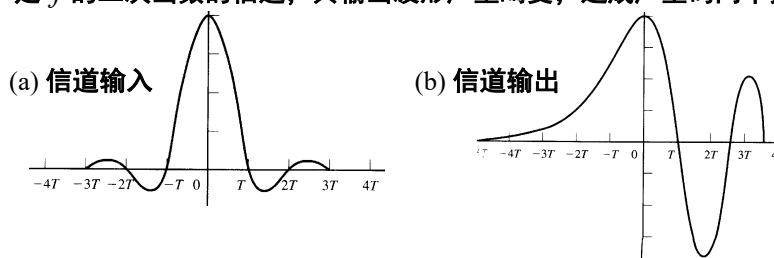
但 $C(f)$ 并非理想，可能有幅度失真，即在 $|f| < W$ 中， $|C(f)|$ 并非常数；也可能有相位失真，即相位谱 $\Theta(f)$ 是非线性。

42/71

非线性的相位谱会造成非均匀的群延时，

$$\tau(f) = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\Theta(f)}{df}$$

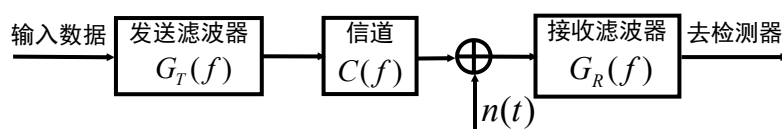
下图表示一个升余弦频谱波形通过一个理想幅频特性，但相频特性是 f 的二次函数的信道，其输出波形严重畸变，造成严重码间干扰。



考虑二个问题。首先考虑当信道非理想、但是确知的情况下，发送和接收滤波器的设计；其次考虑信道特性是未知时，如何设计信道均衡器，使它能自动或自适应地校正信道失真。

43/71

一、信道特性已知时，发送和接收滤波器的设计



为了免除码间干扰，要求发送滤波器、信道和接收滤波器级联满足：

$$G_T(f)C(f)G_R(f) = X_{rc}(f)e^{-j\pi f t_0}, \quad |f| < W$$

其中 $X_{rc}(f)$ 是升余弦频谱，它保证在采样时刻无码间干扰， t_0 是延时，它保证发送滤波器和接收滤波器物理可实现性。接收滤波器输出噪声可表示成

$$\xi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} n(t-\tau)g_R(\tau)d\tau$$

$n(t)$ 是接收滤波器的输入噪声。 $n(t)$ 是零均值，功率谱为 $S_n(f)$ 的噪声，则 $\xi(t)$ 均值也为零，它的功率谱密度为：

44/71

$$S_{\xi}(f) = S_n(f) \cdot |G_R(f)|^2$$

对二进PAM系统，接收机匹配滤波器输出采样为

$$y_m = x_0 \cdot a_m + \xi_m = a_m + \xi_m$$

其中 $x_0 = \int_{-W}^W |X_{rc}(f)| df$ 被归一化到1, $a_m = \pm d$,

ξ_m 表示噪声，它的方差为

$$\sigma_{\xi}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_n(f) |G_R(f)|^2 df$$

差错概率为
$$P_e = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{d}{\sigma_{\xi}}}^{\infty} e^{-y^2/2} dy = Q\left(\sqrt{\frac{d^2}{\sigma_{\xi}^2}}\right)$$

发送滤波器的传输特性选为：

$$G_T(f) = \frac{\sqrt{X_{rc}(f)}}{\underbrace{C(f)}} e^{-j2\pi f t_0} \quad \leftarrow \text{发射端预失真}$$

45/71

于是
$$G_T(f) \cdot C(f) = \sqrt{X_{rc}(f)} \cdot e^{-j2\pi f t_0}$$

接收滤波器应设计成与被接收信号脉冲相匹配的形式，所以

$$G_R(f) = \sqrt{X_{rc}(f)} \cdot e^{-j2\pi f t_r}$$

因此
$$\sigma_{\xi}^2 = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |G_R(f)|^2 df = \frac{N_0}{2} \int_{-W}^W |X_{rc}(f)| df = \frac{N_0}{2}$$

平均发送功率
$$P_{av} = \frac{E(a_m^2)}{T} \int_{-\infty}^{\infty} g_T^2(t) dt = \frac{d^2}{T} \int_{-W}^W \frac{X_{rc}(f)}{|C(f)|^2} df$$

$$d^2 = P_{av} \cdot T \left[\int_{-W}^W \frac{X_{rc}(f)}{|C(f)|^2} df \right]^{-1}$$

$$\frac{d^2}{\sigma_{\xi}^2} = \frac{2P_{av}T}{N_0} \left[\int_{-W}^W \frac{X_{rc}(f)}{|C(f)|^2} df \right]^{-1}$$

46/71

对于非理想带限信道，在 $|f| < W$ 时，往往 $|C(f)| < 1$

使得
$$\left[\int_{-W}^W \frac{X_{rc}(f)}{|C(f)|^2} df \right]^{-1} < 1$$

降低了信噪比。对于理想带通信道，当 $|f| < W$ ， $|C(f)| = 1$ ，这时没有性能恶化。必须注意这种性能恶化完全是由于信道的幅频畸变引起，而相位畸变已由发送滤波器补偿。

[例6.6.1] 设信道的幅频特性为，

$$|C(f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{W}\right)^2}} \quad |f| < W$$

其中 $W = 4800$ Hz，加性噪声是零均值，白高斯噪声，功率谱密度为 $\frac{N_0}{2} = 10^{-15}$ W/Hz，在此信道上传输码率为4800 bit/s的二进数据，试确定接收滤波器和发送滤波器特性。

47/71

[解] $W = \frac{1}{T} = 4800$ Hz，采用 $\alpha = 1$ 的升余弦频谱脉冲，于是

$$X_{rc}(f) = \frac{T}{2} \left[1 + \cos(\pi T |f|) \right] = T \cos^2 \left(\frac{\pi |f|}{9600} \right)$$

$$|G_T(f)| = \sqrt{T \left[1 + \left(\frac{f}{W} \right)^2 \right]} \cos \frac{\pi |f|}{9600} \quad |f| < 4800 \text{ Hz}$$

$$|G_R(f)| = \sqrt{T} \cos \frac{\pi |f|}{9600} \quad |f| < 4800 \text{ Hz}$$

$$|G_T(f)| = |G_R(f)| = 0 \quad |f| > 4800 \text{ Hz}$$

48/71

6.6.2、信道均衡器

在实际中，信道频率特性是未知的，或者是时变的。这时我们可以把发送滤波器设计成具有平方根升余弦频谱特性，

$$G_T(f) = \begin{cases} \sqrt{X_{rc}(f)} e^{-j2\pi f t_0} & |f| < W \\ 0 & |f| > W \end{cases}$$

接收滤波器 $G_R(f)$ 与 $G_T(f)$ 匹配，即

$$|G_T(f)| \cdot |G_R(f)| = X_{rc}(f)$$

由于信道非理想，所以合成频率传递函数

$$X(f) = G_T(f) \cdot C(f) \cdot G_R(f)$$

产生码间干扰。接收滤波器输出为

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x(t - nT) + \xi(t)$$

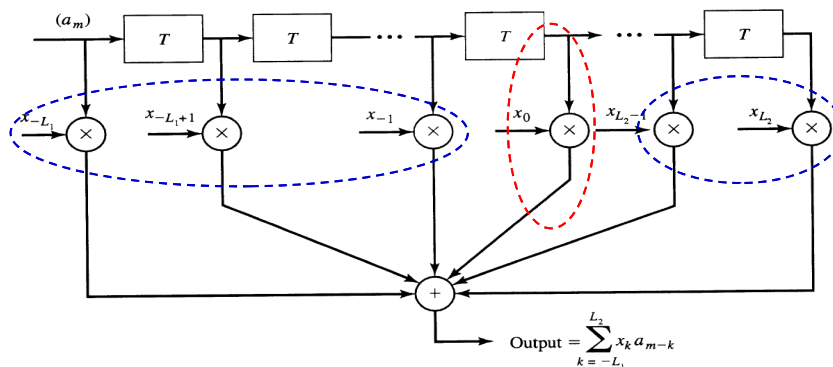
其中
$$x(t) = g_T(t) \otimes c(t) \otimes g_R(t)$$

49/71

接收滤波器输出采样为

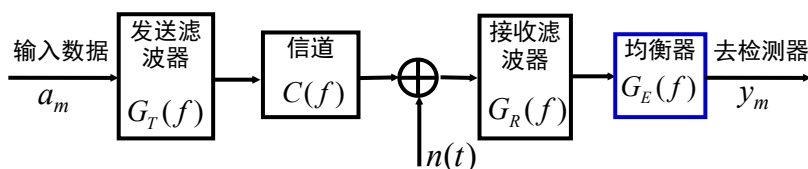
$$y_m = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x_{m-n} + \xi_m = x_0 a_m + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq m}}^{\infty} a_n x_{m-n} + \xi_m$$

上式中间项是码间干扰。在任何实际系统中码间干扰的影响总是有限的，所以我们假定对 $n < -L_1$ 和 $n > L_2$ ，有 $x_n = 0$ ，也就是说码间干扰长度为 $L_1 + L_2$ 。我们可以用长度为 $L_1 + L_2 + 1$ 节有限冲脉响应（FIR）滤波器作为等效的离散时间信道模型，



(1) 线性均衡器 — 频域理解

在接收滤波器 $G_R(f)$ 后面接一个参数可以调节的线性滤波器来补偿信道的不理想性。一般根据对信道的测量来调节这些参数。这种滤波器称为**信道均衡器**。信道均衡器分为**预置式的**和**自适应的**。对于时不变信道，在通信开始阶段，通过发送一列已知的训练序列，接收机调节好均衡器参数，之后在通信过程中就不再变化；对于时变信道，则要在通信过程中不断测试信道，自行调节均衡器参数。



51/71

为了消除码间干扰，要求

$$G_E(f) = \frac{1}{C(f)} = \frac{1}{|C(f)|} \cdot e^{-j\Theta_C(f)}, \quad |f| \leq W$$

也就是说 $|G_E(f)| = 1/|C(f)|$

$$\Theta_E(f) = -\Theta_C(f)$$

所以均衡器是信道 $C(f)$ 的逆滤波器，它迫使码间干扰为零，所以这种均衡器称为**迫零均衡器**。这时均衡器输出为

$$y_m = a_m + \xi_m$$

其中 ξ_m 是零均值高斯噪声，其功率为

$$\begin{aligned} \sigma_\xi^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} S_n(f) \cdot |G_R(f)|^2 \cdot |G_E(f)|^2 df \\ &= \int_{-W}^W \frac{S_n(f) \cdot |X_{rc}(f)|^2}{|C(f)|^2} df \end{aligned}$$

52/71

若
$$S_n(f) = \frac{N_0}{2}$$

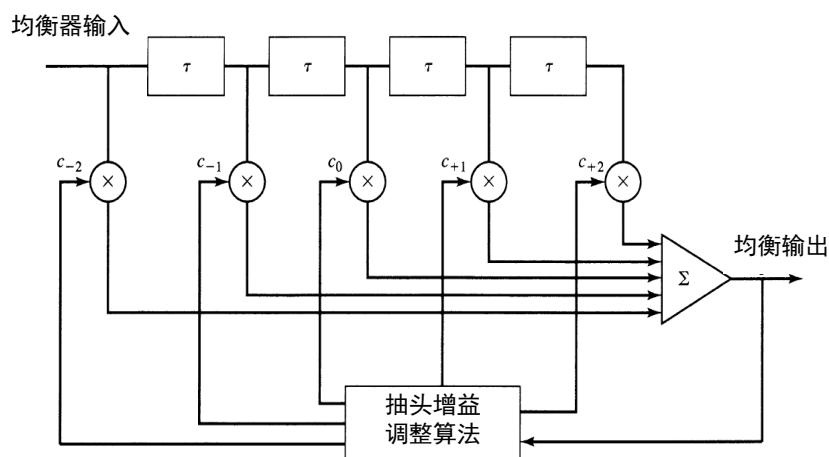
则
$$\sigma_\xi^2 = \frac{N_0}{2} \int_{-W}^W \frac{|X_{rc}(f)|}{|C(f)|^2} df$$

一般来说迫零均衡器使噪声功率增大。

53/71

(2) 线性均衡器的时域实现 — 横向滤波器

具有 $2N+1$ 个抽头系数的横向滤波器是一种参数易调的线性滤波器。



54/71

横向滤波器的频率传递函数为

$$G_E(f) = \sum_{n=-N}^N c_n e^{-j2\pi nTf}$$

脉冲响应为

$$g_E(t) = \sum_{n=-N}^N c_n \delta(t - nT)$$

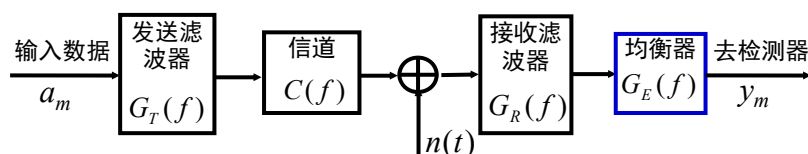
发送滤波器、信道和接收滤波器的组合频率传递函数为

$$X(f) = G_T(f)C(f)G_R(f)$$

脉冲响应为

$$x(t) \Leftrightarrow X(f)$$

$$x(t) \text{ 经均衡器输出脉冲响应为 } q(t) = \sum_{n=-N}^N c_n x(t - nT)$$



55/71

比较无码间干扰充要条件 (6.4.25)

按间隔 T 的采样值为

$$q(mT) = \sum_{n=-N}^N c_n x(mT - nT) = \begin{cases} 1 & m = 0 \\ 0 & m = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \end{cases}$$

可以用矩阵形式写为 $\mathbf{X}\mathbf{c} = \mathbf{q}$

\mathbf{X} 为 $(2N+1) \times (2N+1)$ 矩阵, 它的元素 $x_{i,j} = x(iT - jT)$; \mathbf{c} 是均衡器抽头系数构成的矢量, $\mathbf{c}^T = (c_{-N}, c_{-N+1}, \dots, c_0, \dots, c_N)$; \mathbf{q} 为一个 $(2N+1)$ 维矢量, $\mathbf{q}^T = (0, 0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0)$ 。

[例6.6.1] 设接收到带码间干扰的脉冲响应 $x(t)$ 的非零采样值为

$$\begin{aligned} x(-2T) &= 0.125, & x(-T) &= 0.25, & x(0) &= 1 \\ x(T) &= 0.5, & x(2T) &= 0.25, \end{aligned}$$

试确定5抽头均衡器的抽头值及均衡后的脉冲响应 $y(t)$ 的采样值。

56/71

[解] 若采用 5 抽头均衡器，设抽头矢量为

$$\mathbf{c}^T = (c_{-2}, c_{-1}, c_0, c_1, c_2)$$

$$\mathbf{X} \cdot \mathbf{c} = \mathbf{q}$$

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} 1 & 0.25 & 0.125 & 0 & 0 \\ 0.5 & 1 & 0.25 & 0.125 & 0 \\ 0.25 & 0.5 & 1 & 0.25 & 0.125 \\ 0 & 0.25 & 0.5 & 1 & 0.25 \\ 0 & 0 & 0.25 & 0.5 & 1 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{q}^T = (0, 0, 1, 0, 0)$$

解出 $\mathbf{c}^T = (-0.112, -0.189, 1.271, -0.582, -0.027)$

均衡以后脉冲响应的采样值为：

$$\begin{aligned} q(-4T) &= -0.0139 & q(-3T) &= -0.052 & q(-2T) &= 0 & q(-T) &= 0 \\ q(0) &= 1 & q(T) &= 0 & q(2T) &= 0 & q(3T) &= -0.159 & q(4T) &= 0.007 \end{aligned}$$

57/71

用 5 个抽头的均衡器只能保证信号码元前后各二点的码间干扰为零，离得更远的采样点仍有可能为非零。具有 $2N+1$ 个抽头的均衡器只能保证当前码元采样为 1，前后各 N 个抽样点上的码间干扰为零。迫零算法不可能完全消除码间干扰；另外迫零算法原则上是寻找逆滤波器来补偿信道失真，即设法寻找信道均衡器，满足

$$G_E(f) = \frac{1}{C(f)}$$

结果所获得的均衡器可能使噪声增强。实际上迫零算法根本没有考虑到噪声。下面考虑到噪声。

可以采用 最小均方误差准则 (MMSE) 来设计均衡器。设 $y(t)$ 是包含有噪声的均衡器输入，经均衡器后，输出为：

$$z(t) = \sum_{n=-N}^N c_n y(t - nT)$$

58/71

$$z(mT) = \sum_{n=-N}^N c_n y(mT - nT)$$

希望在 mT 时刻均衡器输出为所需要的发送符号 a_m ，而误差为

$$\{e_m\} = \{z(mT) - a_m\}$$

要求使均方误差MSE为最小，

$$\begin{aligned} E[z(mT) - a_m]^2 &= E\left[\sum_{n=-N}^N c_n y(mT - nT) - a_m\right]^2 \\ &= \sum_{n=-N}^N \sum_{k=-N}^N c_n c_k R_Y(n-k) - 2 \sum_{k=-N}^N c_k R_{AY}(k) + E(a_m^2) \end{aligned}$$

$$R_Y(n-k) \triangleq E[y(mT - nT)y(mT - kT)]$$

$$R_{YA}(k) \triangleq E[y(mT - kT) \cdot a_m]$$

对 c_k 求导，并置导数为零，可求出最佳抽头系数应满足：

59/71

$$\sum_{n=-N}^N c_n R_Y(n-k) = R_{YA}(k) \quad k = 0, \pm 1, \dots, \pm N$$

从上面 $2N+1$ 个方程中解出 $c_k, k = 0, \pm 1, \dots, \pm N$

用矩阵表示 $\mathbf{R}_Y \cdot \mathbf{c} = \mathbf{R}_{YA}$

\mathbf{R}_Y 为 $(2N+1) \times (2N+1)$ 矩阵，它的第 i 行、第 j 列元素为 $R_Y(i-j)$ ；

$$\mathbf{R}_{YA}^T = (R_{YA}(-N), \dots, R_{YA}(0), \dots, R_{YA}(N))$$

$$\mathbf{c}^T = (c_{-N}, c_{-N+1}, \dots, c_{N-1}, c_N)$$

因此最小均方误差解为：

$$\mathbf{c}_{opt} = \mathbf{R}_Y^{-1} \mathbf{R}_{YA}$$

60/71

实际上接收端并不知道自相关系数 $R_Y(n)$ 和交叉相关系数 $R_{YA}(k)$ ，可以通过在发送端发送测试信号，在接收端用时间平均来估计 $R_Y(n)$ 和 $R_{YA}(k)$ ，即

$$\hat{R}_Y(n) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K y(kT - nT) y(kT)$$

$$\hat{R}_{YA}(n) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K y(kT - nT) \cdot a_k$$

$\hat{R}_Y(n)$ ， $\hat{R}_{AY}(n)$ 代替 $R_Y(n)$ 和 $R_{YA}(k)$ ，解出方程。

61/71

(3) 自适应线性均衡器

实际上最佳系数矢量不用通过矩阵求逆求得，可以通过迭代方式求出最佳系数矢量。最简单的迭代方法是最速下降法，叙述如下：

多变量标量函数 $f(\mathbf{x}) = f(x_1, x_2, \dots, x_N)$

梯度方向 $\mathbf{g}(\mathbf{x}) = \left(\frac{\partial f}{\partial x_1}, \frac{\partial f}{\partial x_2}, \dots, \frac{\partial f}{\partial x_N} \right)$

与梯度相反的方向就是 $f(\mathbf{x})$ 减小最快的方向。

为了求出 $f(\mathbf{x})$ 的极小值，可以任取一点 \mathbf{x}_0 作为初始值，计算在 \mathbf{x}_0 点的梯度方向 \mathbf{g}_0 ，然后在负梯度方向给一个改变量 $\Delta \cdot \mathbf{g}_0$ ，得到

$$\mathbf{x}_1 = \mathbf{x}_0 - \Delta \cdot \mathbf{g}_0$$

其中 Δ 是每次改变量的步长。然后再在点 \mathbf{x}_1 的负梯度方向改变，如此迭代进行下去。

62/71

设在第 k 次迭代时在点 \mathbf{x}_k ，该点的梯度方向为 \mathbf{g}_k ，于是在负梯度方向上给点 \mathbf{x}_k 一个改变量 $\Delta \cdot \mathbf{g}_k$ ，得到

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k - \Delta \cdot \mathbf{g}_k$$

为了保证迭代收敛到 $f(\mathbf{x})$ 的最小值位置 \mathbf{x}_{opt} ，步长 Δ 不能太大，使得当 $k \rightarrow \infty$ ， $\mathbf{g}_k \rightarrow 0$ ，从而 $\mathbf{x}_k \rightarrow \mathbf{x}_{opt}$ 。另外如果 Δ 太小则收敛速度很慢。

用最速下降法求均衡器最佳抽头系数时，标量函数就是均方误差：

$$f(\mathbf{c}) = E[z(mT) - a_m]^2$$

在 \mathbf{c} 点梯度方向 $\mathbf{g}(\mathbf{c}) = \mathbf{R}_Y \cdot \mathbf{c} - \mathbf{R}_{YA}$ 由 (6.6.43)

在逐次迭代中，第 $k+1$ 次迭代的抽头值为

$$\mathbf{c}_{k+1} = \mathbf{c}_k - \Delta \cdot \mathbf{g}_k$$

其中

$$\mathbf{g}_k = \mathbf{R}_Y \cdot \mathbf{c}_k - \mathbf{R}_{YA}$$

63/71

实际上 \mathbf{R}_Y 和 \mathbf{R}_{YA} 也是不知道的，但由于 (6.6.39)，对于 c_i 求导

$$\begin{aligned} \mathbf{g}(i) &= \frac{\partial E[z(mT) - a_m]^2}{\partial c_i} = 2E \left[\left(\sum_{n=-N}^N c_n y(mT - nT) - a_m \right) \cdot y(mT - iT) \right] \\ &= 2E[e_m \cdot \mathbf{y}(mT - iT)] \end{aligned}$$

其中误差值 $e_m \triangleq \sum_{n=-N}^N c_n y(mT - nT) - a_m$

梯度矢量 $\mathbf{g} = 2E[e_m \cdot \mathbf{y}(mT)]$

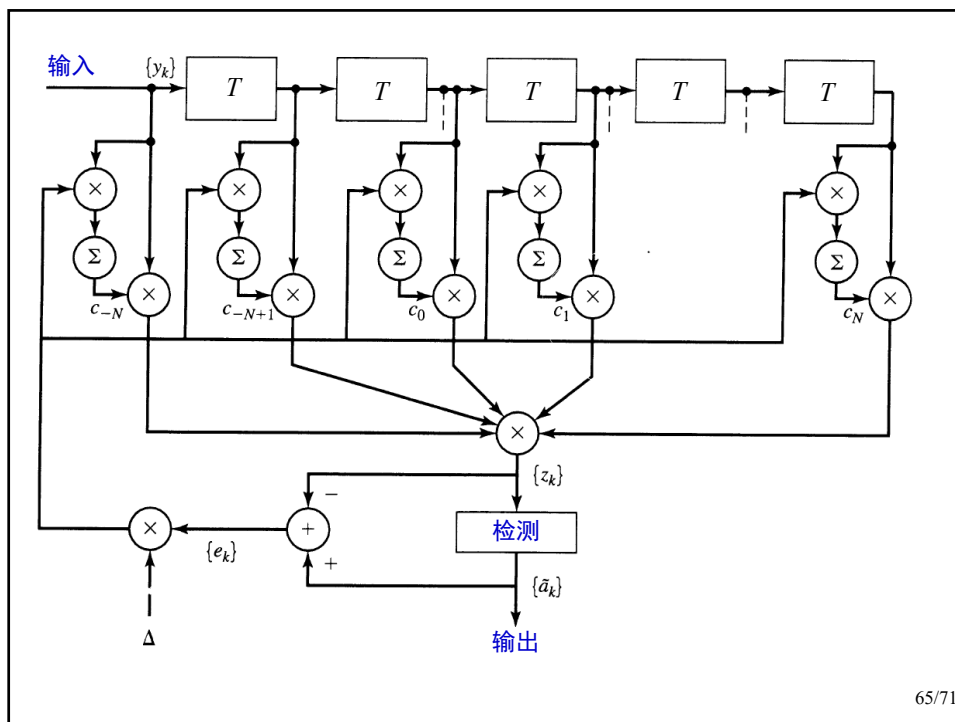
其中 $\mathbf{y}^T(mT) = (y(mT + NT), y(mT + (N-1)T), \dots, y(mT - NT))$

可以把下式作为第 m 次迭代时梯度矢量的估计值

$$\hat{\mathbf{g}}_m = e_m \cdot \mathbf{y}(mT)$$

其中系数 2，归入到步长 Δ 。

64/71



第六章小结

- 1、介绍了几种基本的基带信号，以及相应的频谱计算。
- 2、为使基带信号适合于在基带信道上传输，待传的数字序列要经过线路编码（或称调制编码），使数字码型序列满足某些频谱特征要求和传输效率要求。如AMI码，HDB3码，双相码，CMI码，Miller码，和nBmB。
- 3、加性白高斯噪声(AWGN)信道是一种仅存在加性高斯噪声影响，不存在信道带宽限制的信道。在AWGN信道上接收到信号需经过解调和检测，才能恢复成所发送符号。解调把接收到的信号恢复成最佳的成型基带脉冲；检测是通过采样、判决，确定波形所代表的符号。
- 4、介绍了信号空间的概念，把信号视为 N 维矢量空间中的矢量，而接收到的噪声中与信号空间正交的分量是与解调无关的分量，因此接收信号 $r(t) = s(t) + n(t)$ 中与解调有关的充分统计量是 $r(t)$ 在信号空间中的投影。这种投影运算可以用基函数相关器或等价地用匹配滤波器来实现。

66/71

5、与信号 $s(t)$ 相匹配的**匹配滤波器**的脉冲相应为，

$$h(t) = \begin{cases} s(T-t) & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{其它} \end{cases}$$

由此可得到相应的频率传递函数。在所有线性滤波器中，当输入信号为 $r(t) = s(t) + n(t)$ 时，与 $s(t)$ 相匹配的匹配滤波器能获得最大输出信噪比。

6、常用的**最佳检测准则**有两个，一个称为**最大后验概率(MAP)准则**，另一个称为**最大似然(ML)准则**。当发送信号等概率时，最大后验概率(MAP)准则等价于最大似然(ML)准则。在高斯噪声情况下，最大似然准则相当于最短距离准则，也就是把离接收信号在信号空间中投影最近的信号点判为发送信号。进一步若各个信号都是等能量的，则最大似然准则就是最大相关准则，也就是选与接收到信号最大相关的信号判为发送信号。

67/71

7、介绍了**AWGN信道上几种基本基带信号传输的误符号率计算**。包括对映射信号、正交信号、一般的等能量二进制信号、 M 进制PAM和 M 进制正交信号。信号空间中信号点分得越开，则误符号率越小。因此当符号能量受限时， M 越大则误符号率越大；而对 M 进制正交信号，由于当 M 增大时，信号空间维数变大，使得信号点之间的距离反而变大，所以误符号率减小，但是这是以系统带宽增加为代价。

8、带限信道是指频带宽度有限的信道。一般带限信道在带内并非理想（理想是指幅频特性是理想矩形，相频特性是理想线性）。带限信道对于信号传输的影响除了**减小接收信号的能量**外，更主要的是引起**码间干扰(ISI)**。

9、介绍了对于数字通信系统测试和调试具有重要意义的“**眼图**”。

10、介绍了**无码间干扰传输的奈奎斯特准则**，当信道带宽为 W (Hz)时，无码间干扰传输的最高符号传输率为 $2W$ （称为奈奎斯特码率）。利用**升余弦频谱信号**可以实现任意低于 $2W$ 波特的无码间干扰传输，代价是降低了频带利用率。

68/71

- 11、部分响应系统有意识地引入可控的码间干扰来消除码间干扰，使得符号率达到奈奎斯特码率。实现部分响应系统的一个重要技术是利用预编码消除误码扩散。采用部分响应系统的一个缺点是误符号率有所增加。
- 12、在利用升余弦频谱信号或利用部分响应系统的数字传输系统中，最佳系统设计要求发送滤波器与接收滤波器的级联频率响应等于升余弦频谱或部分响应系统频谱，而且收、发滤波器对分此频谱，以满足匹配滤波器的要求。
- 13、对于固定的、而且已知特性的非理想带限信道，为了消除由于信道非理想所引起的严重码间干扰，要求收、发滤波器与信道级联后满足升余弦频谱特征，而且接收滤波器要设计成与被接收到信号相匹配形式。
- 14、对于时变的或特性未知的非理想带限信道，可以采用均衡器或自适应均衡器来消除码间干扰，这时接收、发送滤波器仍按理想带限信道情况设计。

69/71

- 15、可以用有限脉冲响应滤波器作为码间干扰信道的离散时间模型。迫零(FZ)均衡器是非理想带限信道 $C(f)$ 的逆滤波器，它使码间干扰为零，但迫零均衡器会使噪声功率增加。
- 16、线性时域均衡器可以用横向滤波器实现。如果横向滤波器的抽头设计得使码间干扰值为零，则称为迫零算法；如果均衡器设计得使输出均方误差最小，则称为最小均方误差(MMSE)算法。
- 17、均衡器的最佳抽头值可以通过迭代、递归方式求出，不一定需要周期地发送测试信号。这种自适应均衡器适用于参数时变的非理想带限信道。

70/71

习 题

❁ 6-25

❁ 6-34

❁ 6-27

❁ 6-35

❁ 6-29

❁ 6-36

❁ 6-33

❁ 6-37

71/71