

第6章 数字基带传输系统

• 概述

- **数字基带信号** — 未经调制的数字信号，频谱从零频或低频开始。
- **数字基带传输系统** — 不经载波调制而直接传输数字基带信号的系统，常用于传输距离不太远的情况下。
- **数字带通传输系统** — 包括调制和解调过程的传输系统
- **研究数字基带传输系统的原因：**
 - 近程数据通信系统中广泛采用
 - 基带传输方式也有迅速发展的趋势
 - 基带传输中包含带通传输的许多基本问题
 - 任何一个采用线性调制的带通传输系统，可以等效为一个基带传输系统来研究。

第6章 数字基带传输系统

数字基带传输----运用各种基带信号传输数字序列

6.1 数字基带信号及其频谱特性

6.2 基带传输的常用码型

6.3 数字基带信号传输与码间串扰

6.4 无码间串扰的基带传输特性

6.5 基带传输系统的抗噪声性能

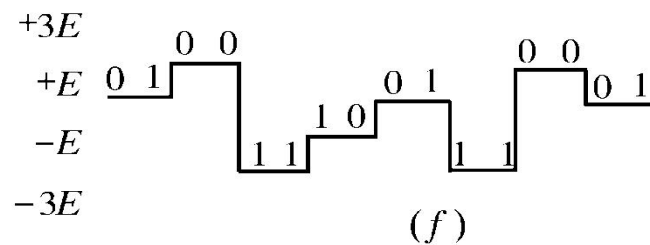
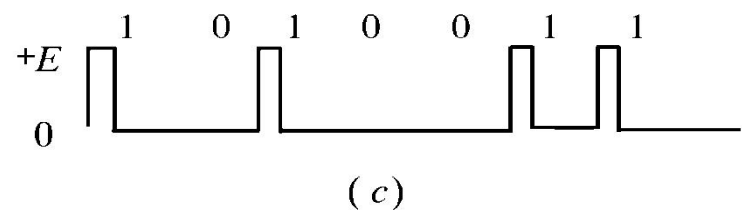
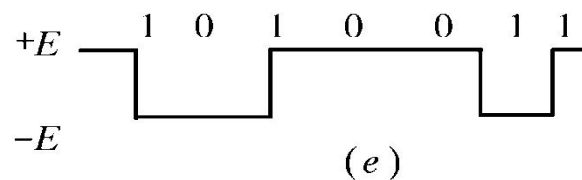
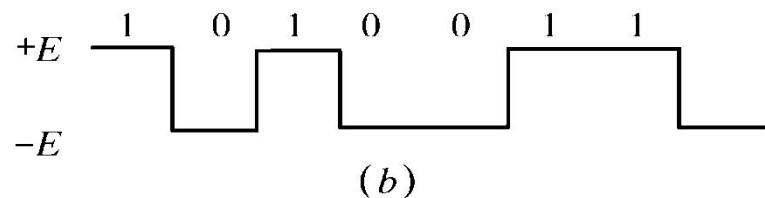
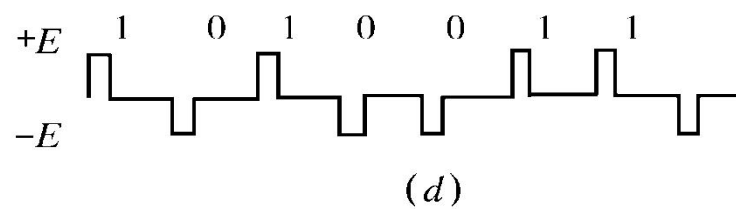
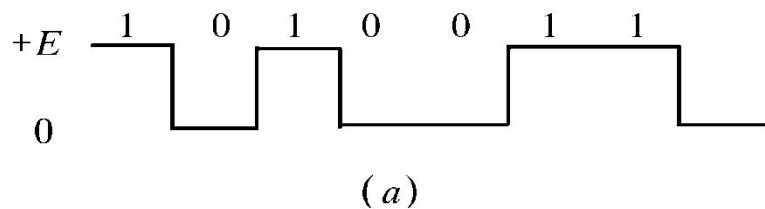
6.6 眼图

6.1 数字基带信号及其频谱特性

6.1.1 数字基带信号

1. 几种基本的基带信号波形

基本的脉冲是矩形的，有如下典型形状：



二进制线路码

定义：

二进制码元**1**和**0**，表示为各种串行比特的信号格式，这种格式称为线路码。如**单极性**和**双极性**。

分类：

归零码：波形将在每个比特间隔的某段时间内（通常是半个比特间隔）回到**0V**电平。

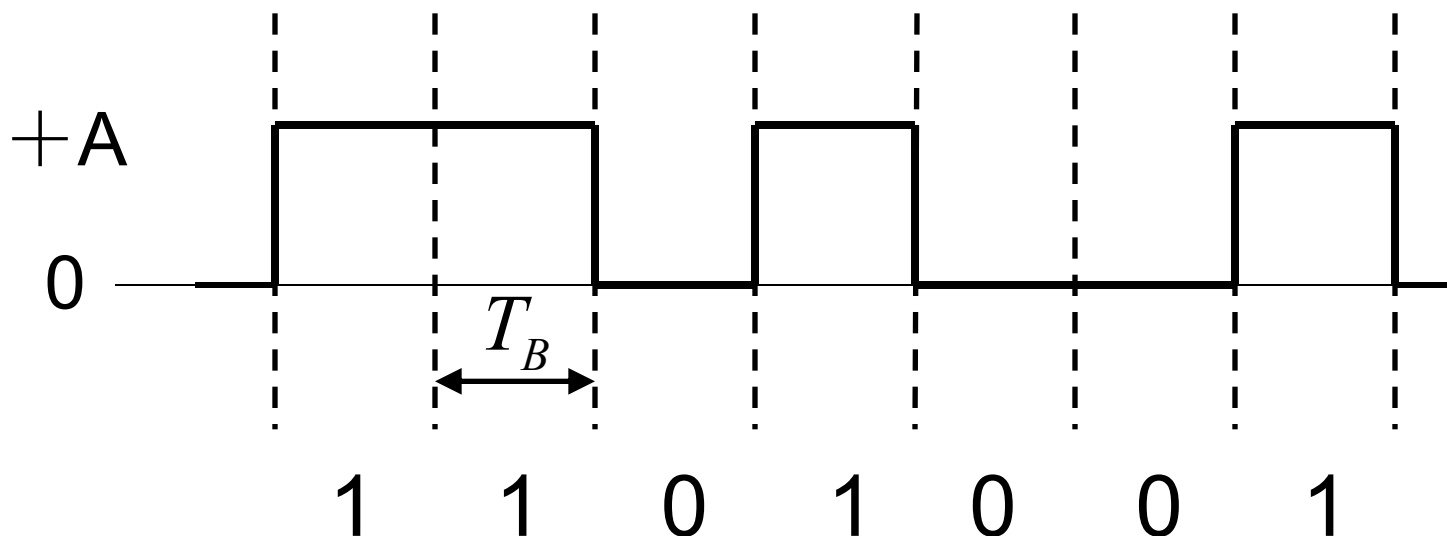
非归零码：波形在每个比特的间隔时间内一直保持原来的电平。

(1) 单极性信号

在正逻辑中：二进制 “1” \longrightarrow $+AV$

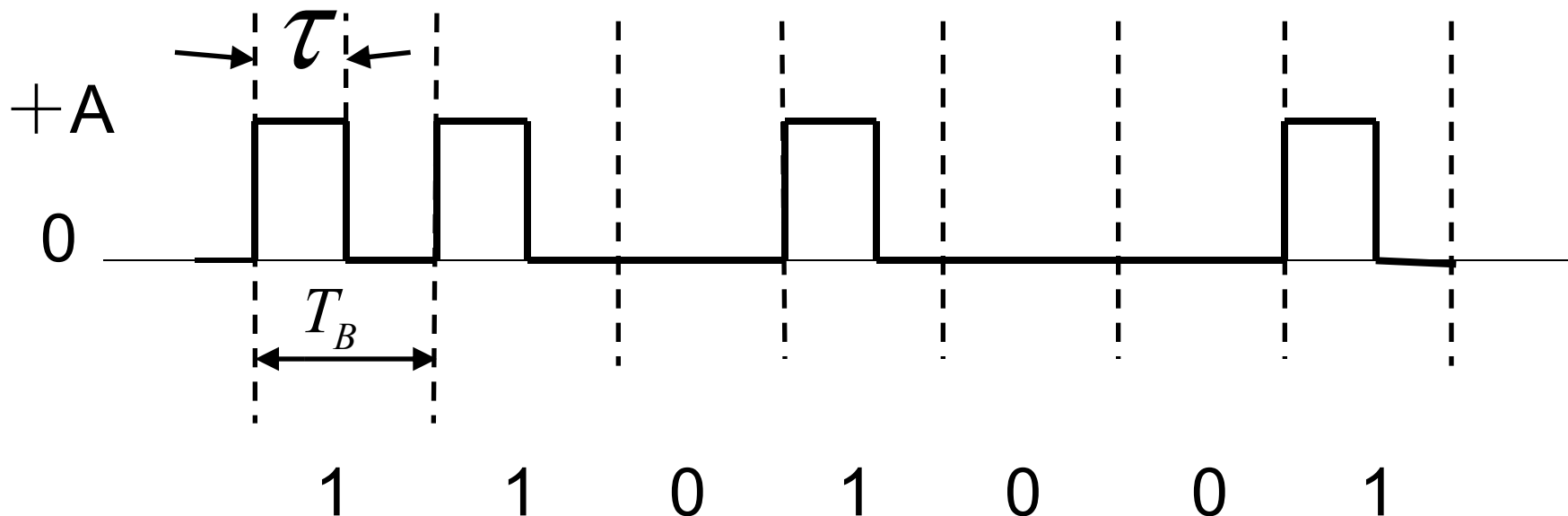
二进制 “0” \longrightarrow 0 V

a. 单极性非归零



b. 单极性归零

占空比 $r = \frac{\tau}{T_B}$



优点： 可使用单电源电路

缺点： 波形中具有直流分量

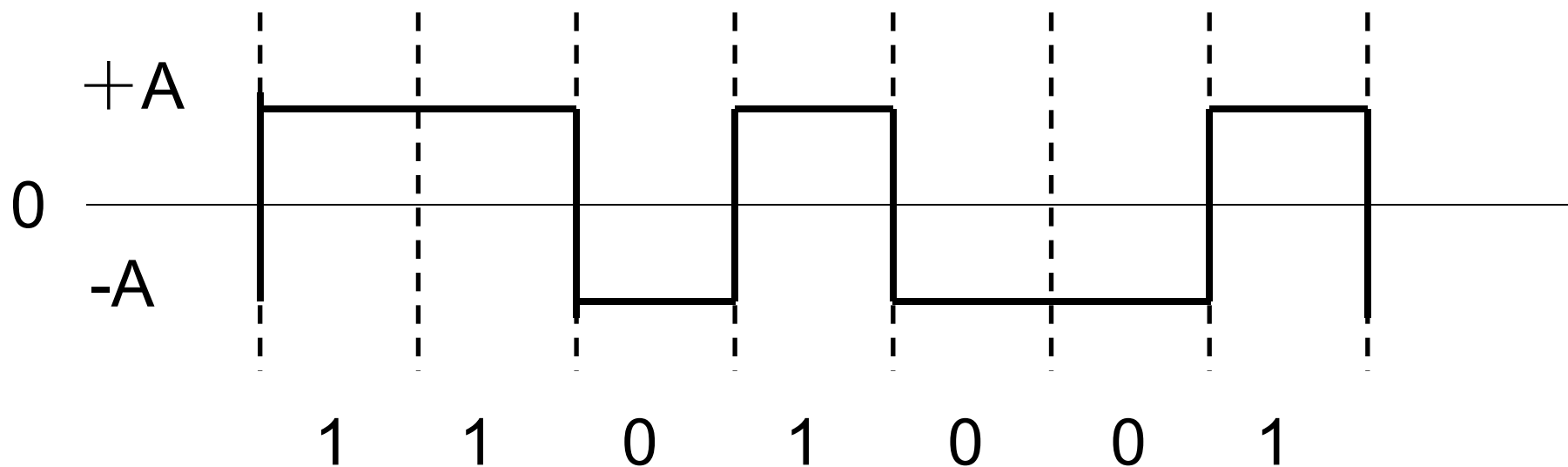
应用： 用在导线连接的近距离传输中，如印刷电路和机箱内

(2) 双极性信号

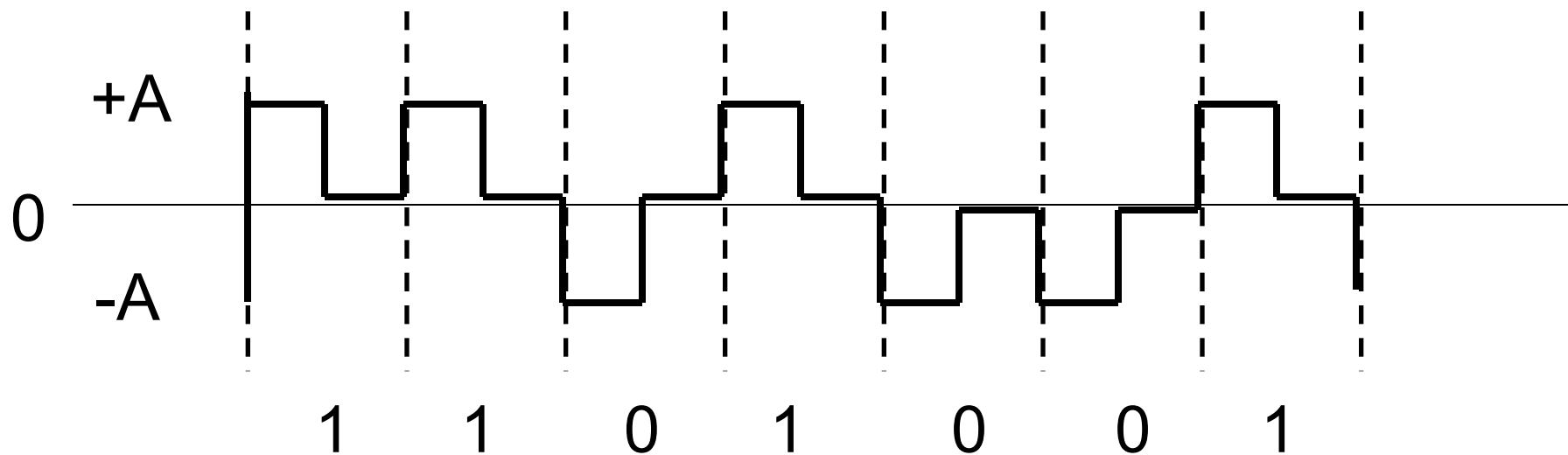
二进制 “1” —— $\rightarrow +AV$

二进制 “0” —— $\rightarrow -AV$

a. 双极性非归零



b. 双极性归零



优点: 波形中基本没有直流分量

缺点: 需要正、负电源电路

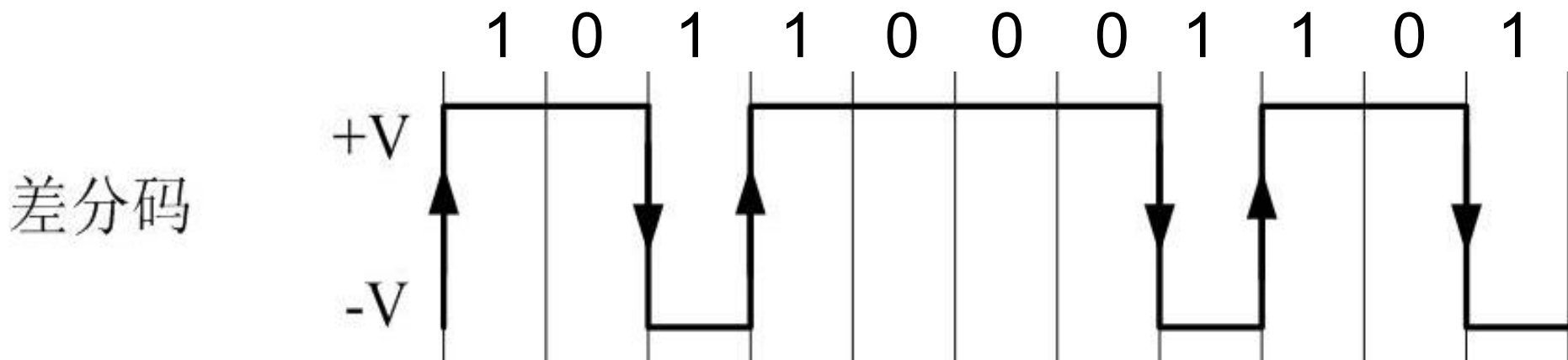
应用: 如**RS232C**接口

(3) 差分码 (相对码)

特征：不用电平的绝对值而用电平的相对变化来表示符号**0**和**1**。

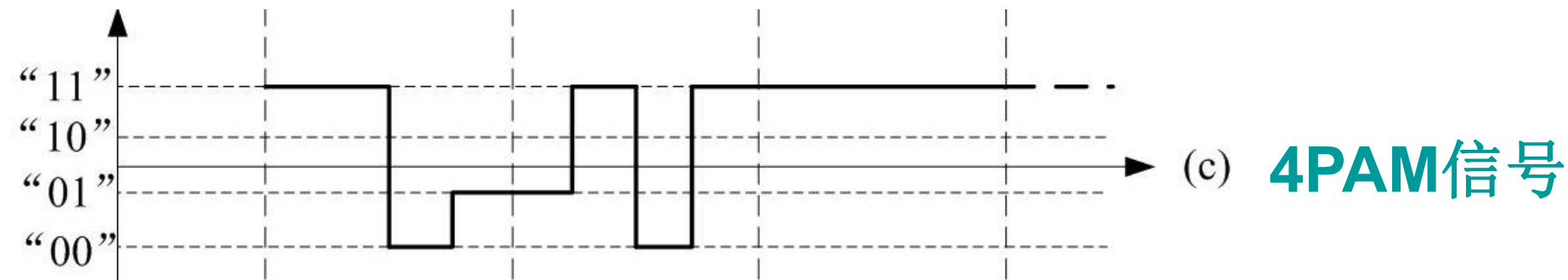
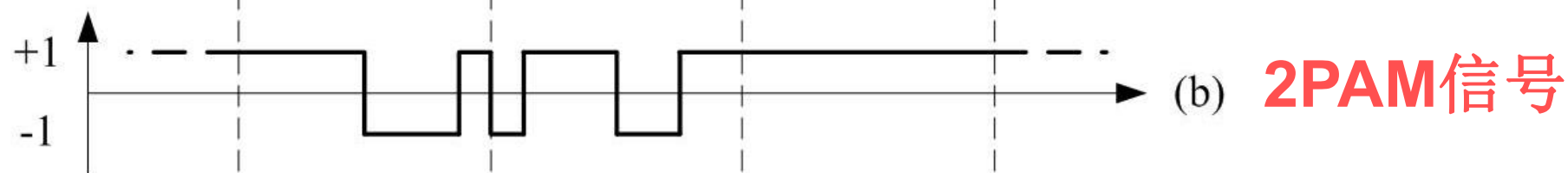
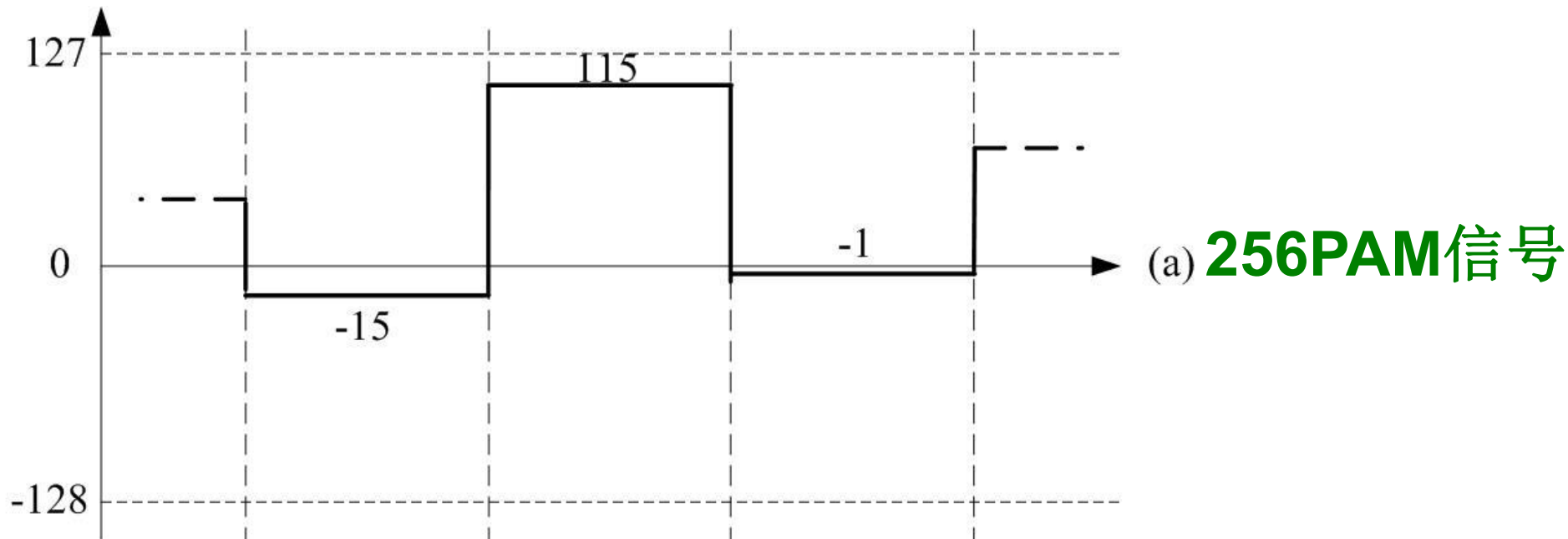
规则： a. **1变0不变** (传号差分码)

表示符号**1**时，电平发生相对翻转；表示符号**0**时，波形保持不变。



b. **0变1不变** (空号差分码)：类似

(4) 多电平波形 M进制PAM (MPAM) : $M = 2^K$



二元PAM和多元PAM信号的比较:

- (1) 接收时分辨多种脉冲的幅度，脉冲数越少，实现越简单，2PAM最简单；
- (2) 若限定信号的峰峰值，多电平就意味着接收器必须有精细的幅度分辨率，在噪声干扰下，多进制PAM信号比2PAM更容易出错；
- (3) 传送同样数据时，若采用相同宽度的脉冲，2PAM方式必须用更长的时间；反之，若要求传输时间相同，2PAM方式必须采用更窄的脉冲。窄的脉冲要求同步更准，带宽大。

2. 数字基带信号的传输速率

(1) 传输速率的定义

a. 符号速率：单位时间传送符号的数目

$$R_B = 1 / T_B \text{ symbol} / s \quad (\text{或 } \textit{baud})$$

又称为码元速率、波特率。

b. 比特率：单位时间传送的比特数目

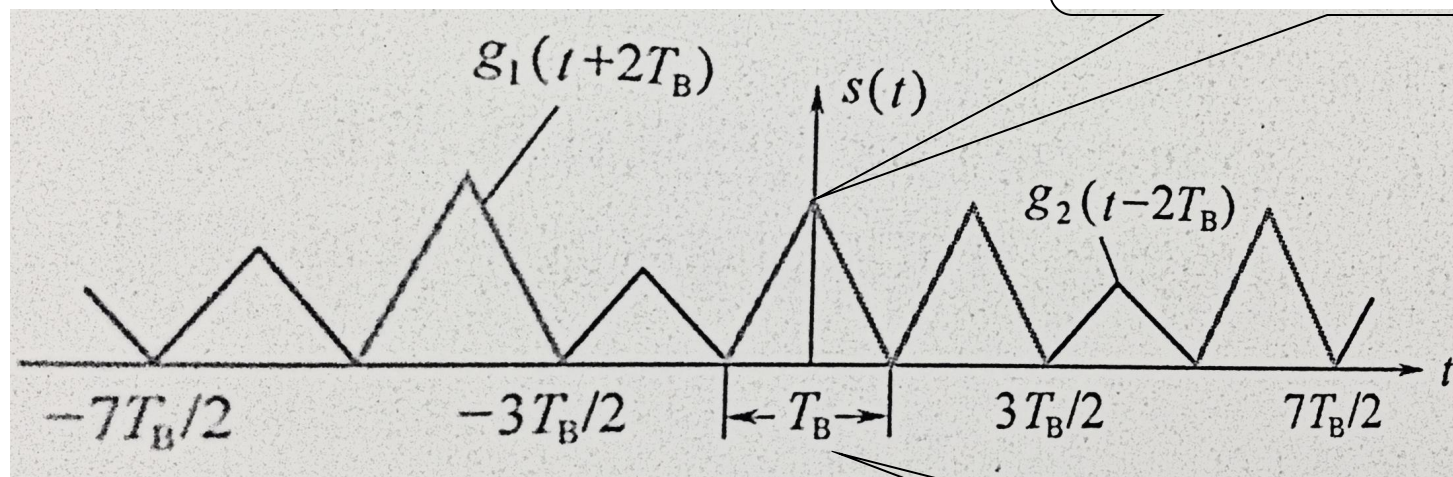
$$R_b = 1 / T_b \text{ bit} / s$$

(2) 传输速率的关系

$$T_B = K T_b \qquad R_B = R_b / K$$

3. 数字基带信号的表示式

一个码元的脉冲波形



一个码元的持续时间

基带信号表示式 $s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_n(t)$

二进制时有 $s_n(t) = \begin{cases} g_1(t - nT_B) \\ g_2(t - nT_B) \end{cases}$

6.1.2 基带信号的频谱特性

1. 数字基带信号的功率谱

由一般波形 $s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_n(t)$

其中 $s_n(t) = \begin{cases} g_1(t - nT_B) , & \text{以概率 } P \text{ 出现} \\ g_2(t - nT_B) , & \text{以概率 } (1 - P) \text{ 出现} \end{cases}$

假设基本脉冲波形的傅立叶变换为

$$g_1(t) \Leftrightarrow G_1(f) \quad ; \quad g_2(t) \Leftrightarrow G_2(f)$$

二进制随机脉冲序列 $s(t)$ 的功率谱密度为:

$$P_s(f) = f_B P(1 - P) |G_1(f) - G_2(f)|^2 \quad \text{连续谱} \quad , f_B = \frac{1}{T_B} \\ + f_B^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} |PG_1(mf_B) + (1 - P)G_2(mf_B)|^2 \delta(f - mf_B) \quad \text{离散谱}$$

$$P_s(f) = f_B P(1-P) |G_1(f) - G_2(f)|^2 \quad \text{连续谱} \quad , f_B = \frac{1}{T_B}$$

$$+ f_B^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} |PG_1(mf_B) + (1-P)G_2(mf_B)|^2 \delta(f - mf_B) \quad \text{离散谱}$$

由上式可见：

1. 二进制随机序列的功率谱可能包含连续谱和离散谱。
2. 连续谱总是存在的，这是因为基本脉冲波形 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 不相同，故有 $G_1(f) \neq G_2(f)$ 。
谱形取决于 $G_1(f)$ 和 $G_2(f)$ 。
3. 离散谱是否存在，取决于 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 的波形及其出现的概率 P 。特殊情况下可能不存在。

$$P_s(f) = f_B P(1-P) |G_1(f) - G_2(f)|^2 \quad \text{连续谱} \quad , f_B = \frac{1}{T_B}$$

$$+ f_B^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} |PG_1(mf_B) + (1-P)G_2(mf_B)|^2 \delta(f - mf_B) \quad \text{离散谱}$$

●求解功率谱时的时间原点问题：

- 1、功率谱与数字信号的时间原点无关。
- 2、两数字波形必须采用同一时间原点。

$$g_1(t), g_2(t) \Rightarrow G_1(f), G_2(f)$$

$$g_1(t - \tau), g_2(t - \tau) \Rightarrow G_1(f)e^{-j2\pi f\tau}, G_2(f)e^{-j2\pi f\tau}$$

$$|(G_1(f) - G_2(f))e^{-j2\pi f\tau}|^2 = |G_1(f) - G_2(f)|^2$$


- 数字信号的带宽常用连续谱的第一零点描述，即第一零点带宽。

- 离散谱描述时钟频率分量 $\delta(f - f_B)$ 和直流分量 $\delta(f)$ 。


【例6-1】 求单极性NRZ和RZ矩形脉冲序列的功率谱。

【解】 对于单极性波形：若设 $g_1(t) = 0$, $g_2(t) = g(t)$

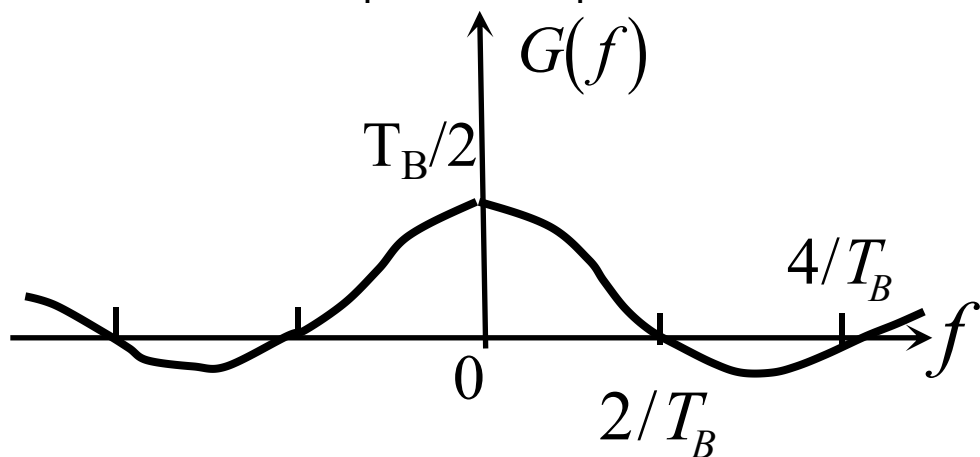
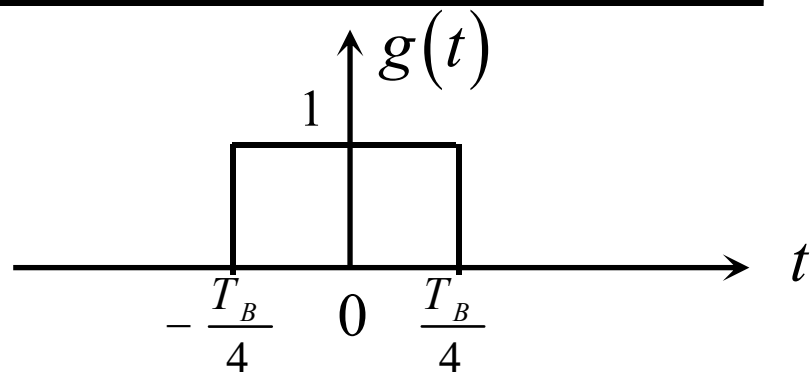
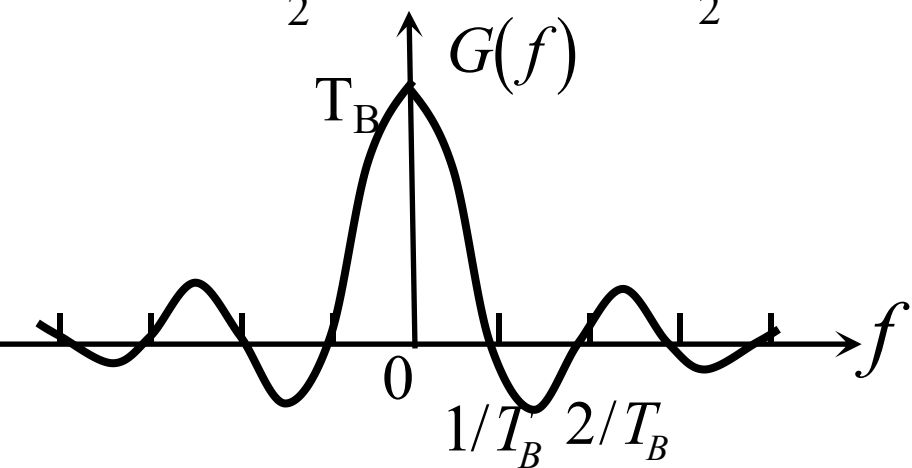
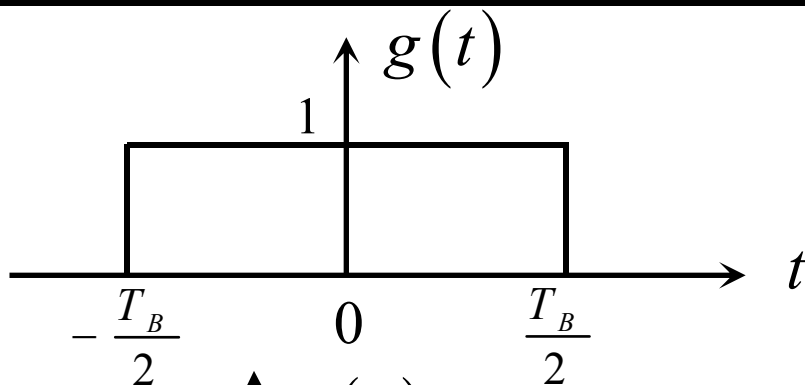
$$P_s(f) = f_B P(1-P) |G_1(f) - G_2(f)|^2 \\ + f_B^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} |PG_1(mf_B) + (1-P)G_2(mf_B)|^2 \delta(f - mf_B)$$


$$= f_B P(1-P) |G(f)|^2 + f_B^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} |(1-P)G(mf_B)|^2 \delta(f - mf_B)$$

等概条件下： ($P=0.5$)


$$P_s(f) = \frac{1}{4} f_B |G(f)|^2 + \frac{1}{4} f_B^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} |G(mf_B)|^2 \delta(f - mf_B)$$

码元波形	NRZ矩形脉冲波形	RZ(半占空)矩形脉冲波形
时域	$g(t) = \begin{cases} 1, & t \leq \frac{T_B}{2} \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$	$g(t) = \begin{cases} 1, & t \leq \frac{T_B}{4} \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$
频谱	$G(f) = T_B Sa(\pi f T_B)$	$G(f) = \frac{T_B}{2} Sa(\pi f \frac{T_B}{2})$



$$P_S(f) = \frac{1}{4} f_B |G(f)|^2 + \frac{1}{4} f_B^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} |G(mf_B)|^2 \delta(f - mf_B)$$

$$G(f) = T_B \text{Sa}(\pi f T_B)$$

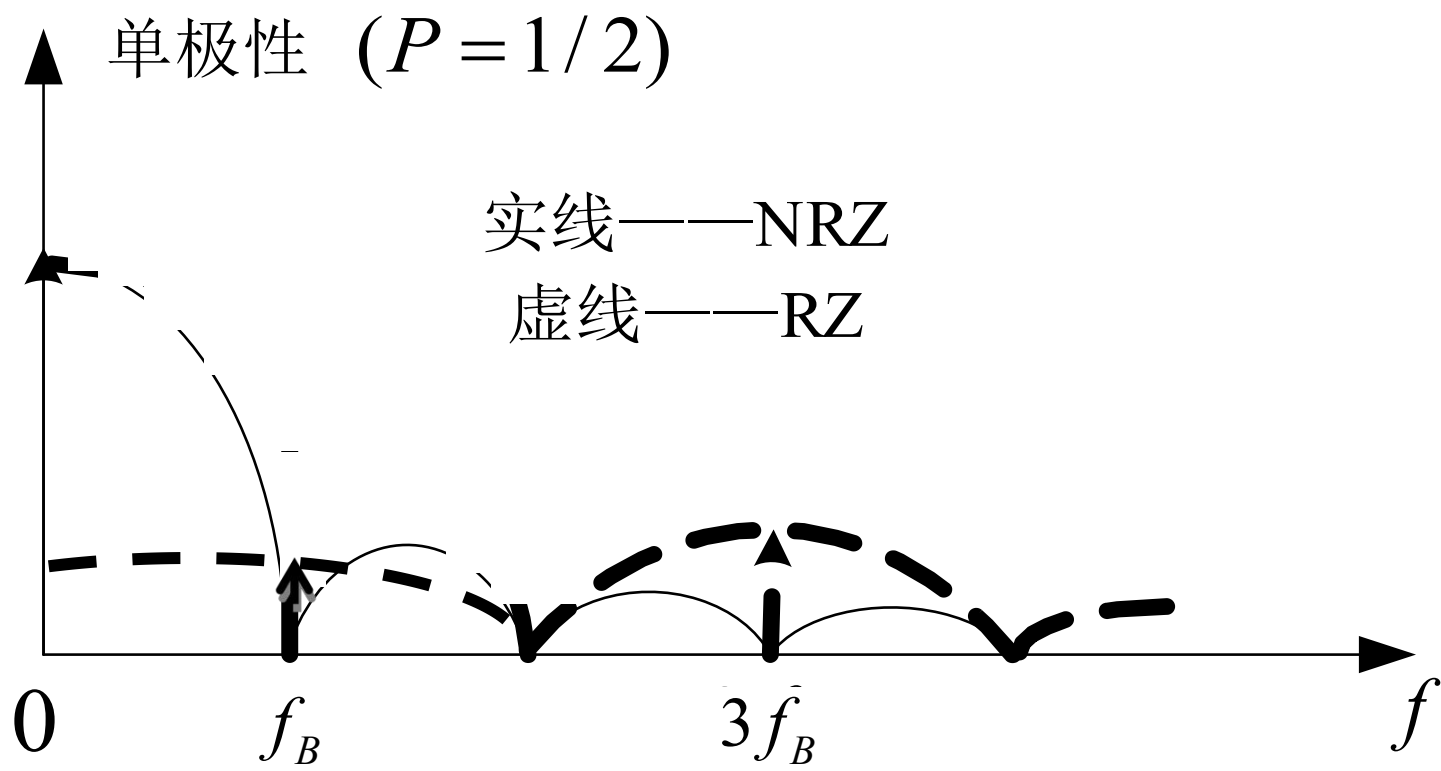


$$G(f) = \frac{T_B}{2} \text{Sa}(\pi f \frac{T_B}{2})$$



信号波形	单极性NRZ	单极性RZ
离散频率 位置	$G(mf_B) = T_B \text{Sa}(m\pi)$ $= \begin{cases} T_B & m = 0 \\ 0 & m \neq 0 \end{cases}$	$G(mf_B) = \begin{cases} T_B / 2 & m = 0 \\ \neq 0 & \text{奇数}m \\ 0 & \text{偶数}m \end{cases}$ $\frac{T_B}{2} \text{Sa}(\frac{m\pi}{2})$
功率谱	$\frac{T_B}{4} \text{Sa}^2(\pi f T_B) + \frac{1}{4} \delta(f)$	$\frac{T_B}{16} \text{Sa}^2(\frac{\pi f T_B}{2}) +$ $\frac{1}{16} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \text{Sa}^2(\frac{m\pi}{2}) \delta(f - mf_B)$
有无直流/定时	有直流、无定时	有直流、有定时

信号波形	单极性NRZ	单极性RZ
功率谱	$\frac{T_B}{4} Sa^2(\pi f T_B) + \frac{1}{4} \delta(f)$	$\frac{T_B}{16} Sa^2(\frac{\pi f T_B}{2}) + \frac{1}{16} \sum_{m=-\infty}^{\infty} Sa^2(\frac{m\pi}{2}) \delta(f - m f_B)$
有无直流/定时	有直流、无定时	有直流、有定时



【例6-2】 求双极性NRZ和RZ矩形脉冲序列的功率谱。

【解】 对于双极性波形：若设 $g_1(t) = -g_2(t) = g(t)$ ，
则由

$$P_s(f) = f_B P(1-P) |G_1(f) - G_2(f)|^2 \\ + f_B^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} |PG_1(mf_B) + (1-P)G_2(mf_B)|^2 \delta(f - mf_B)$$




$$P_s(f) = 4f_B P(1-P) |G(f)|^2 \\ + f_B^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} |(2P-1)G(mf_B)|^2 \delta(f - mf_B)$$

【例6-2】 求双极性NRZ和RZ矩形脉冲序列的功率谱。

$$P_S(f) = 4f_B P(1-P) |G(f)|^2 + f_B^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} |(2P-1)G(mf_B)|^2 \delta(f - mf_B)$$

- 当 $P = 1/2$ 时，上式变为


$$P_S(f) = f_B |G(f)|^2$$

若 $g(t)$ 是高度为1的NRZ矩形脉冲， $G(f) = T_B \text{Sa}(\pi f T_B)$

$$P_S(f) = T_B \text{Sa}^2(\pi f T_B)$$

若 $g(t)$ 是高度为1的RZ矩形脉冲， $G(f) = \frac{T_B}{2} \text{Sa}(\pi f \frac{T_B}{2})$

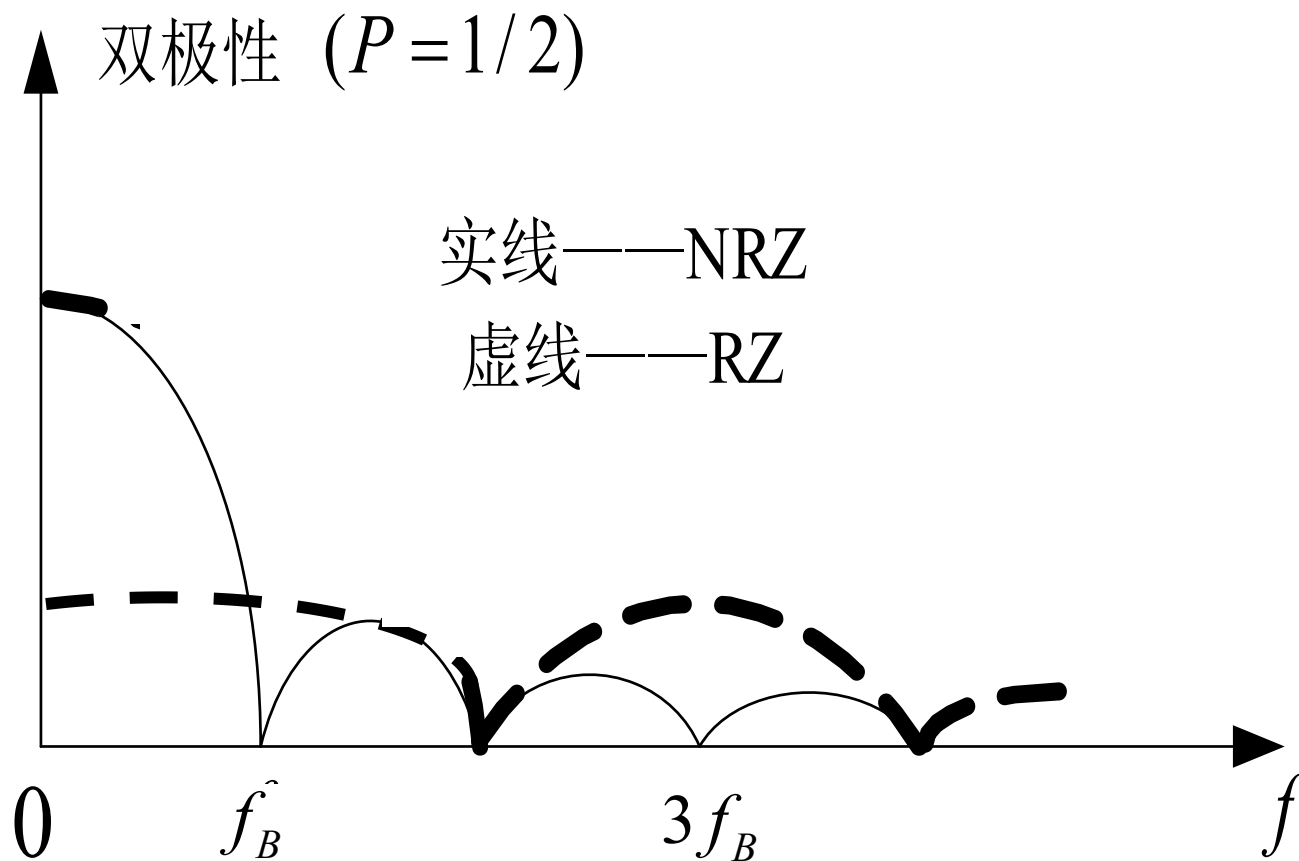
$$P_S(f) = \frac{T_B}{4} \text{Sa}^2(\frac{\pi}{2} f T_B)$$

若 $g(t)$ 是NRZ矩形脉冲

$$P_S(f) = T_B Sa^2(\pi f T_B)$$

若 $g(t)$ 是RZ矩形脉冲

$$P_S(f) = \frac{T_B}{4} Sa^2\left(\frac{\pi}{2} f T_B\right)$$



$$P_s(f) = f_B P(1-P) |G_1(f) - G_2(f)|^2 \quad \text{连续谱}$$

$$+ f_B^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} |PG_1(mf_B) + (1-P)G_2(mf_B)|^2 \delta(f - mf_B) \quad \text{离散谱}$$

2. 数字基带信号的带宽

- 数字信号的带宽常用连续谱的第一零点带宽

从功率谱的表达式可见，

也即基本脉冲波形的第一零点带宽。

例 采用二元、四元与八元PAM按18kbps传输信息序列，如果脉冲为双极性NRZ码，试求：相应信号的第一零点带宽？

解：基本脉冲波形的第一零点带宽为 $B_{null} = R_B = \frac{R_b}{k}$

采用二元时，符号位数K=1，

第一零点带宽为18/1=18kHz。

采用四元时，符号位数K=2，

第一零点带宽为18/2=9kHz。

采用八元时，符号位数K=3，

第一零点带宽为18/3=6kHz。

第6章 数字基带传输系统

数字基带传输----运用各种基带信号传输数字序列

6.1 数字基带信号及其频谱特性

6.2 基带传输的常用码型

6.3 数字基带信号传输与码间串扰

6.4 无码间串扰的基带传输特性

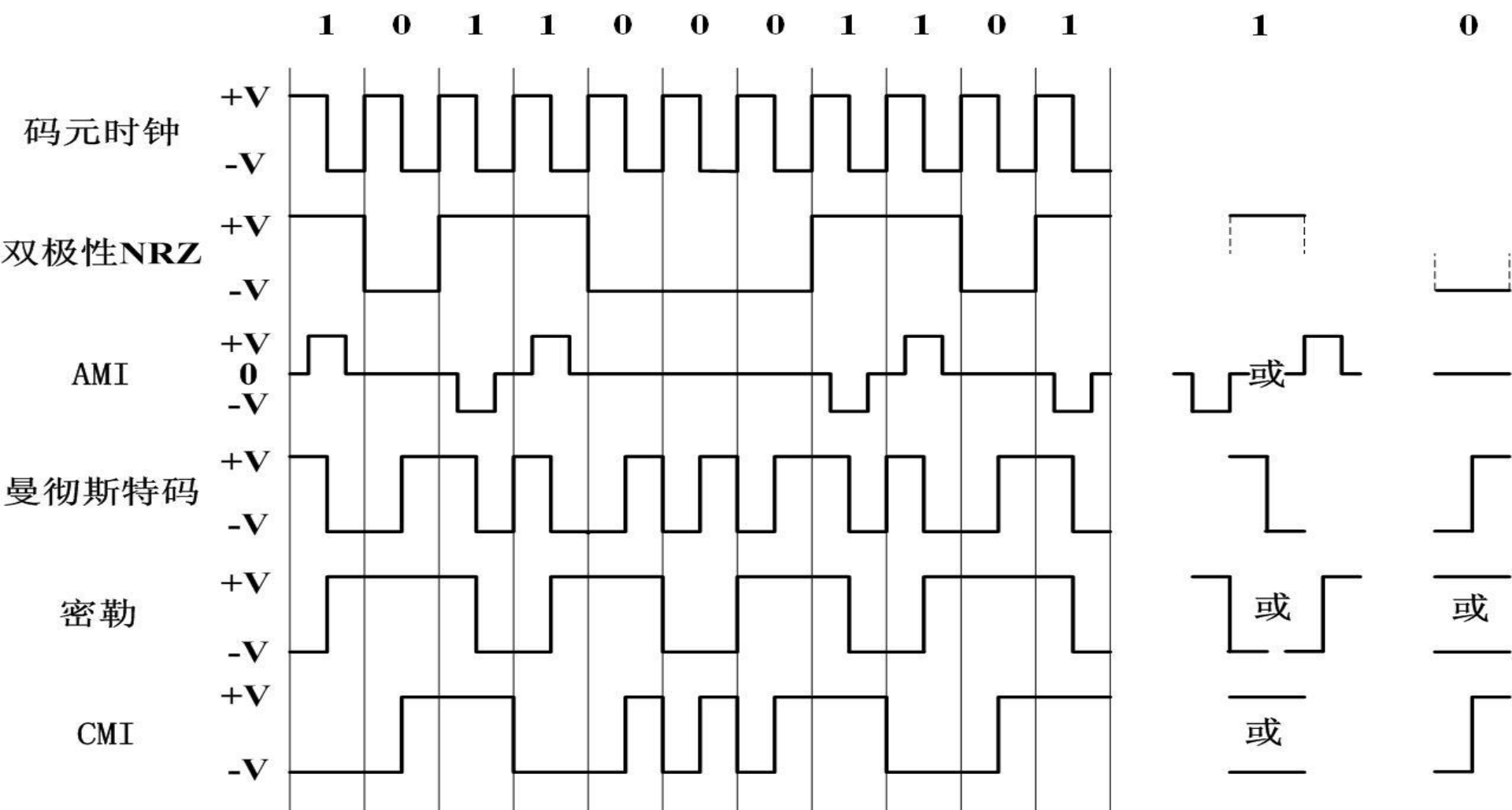
6.5 基带传输系统的抗噪声性能

6.6 眼图

6.2 基带传输的常用码型

6.2.1 传输码的码型选择原则

传输码型 — 适合于线路传输的“波形格式”。



选择与设计码型的一些因素：

- (1) **直流分量**：可否在交流耦合电路中传输；
- (2) **传输带宽**：通常要尽量小；
- (3) **定时信息**：是否包含足够的定时信息；
- (4) **差分编码**：不必担心传输中的反相；
- (5) **抗噪性能**：不同的波形，可能抗噪能力不同；
- (6) **检错能力**：具有规律性的特征，可检错；
- (7) **复杂程度**：尽量简单。

6.2.2 几种常用的传输码型

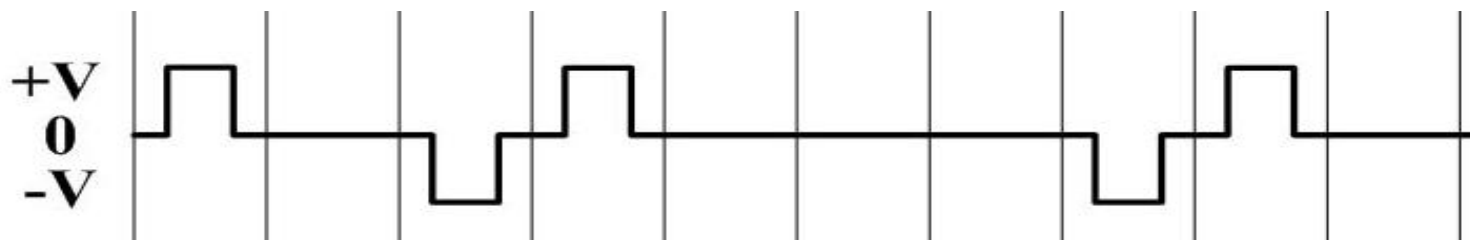
1. 传号交替反转码 (AMI)

(1) 规则: **1** —交替的(+1)或(-1); **0** —零电平 (0)

(2) 例如:

信息序列: 1 0 1 1 0 0 0 1 1 0

AMI码: +1 0 -1 +1 0 0 0 -1 +1 0



(3) 优点: 没有直流分量, 接收简单, 易于检错。

(4) 缺点: 长连“0”串时, 无法提取时钟。

(5) 应用: **AMI码3电平**信号, 是北美电话系统中的接口标准之一。

2. 三阶高密度双极性码 (HDB3)

(1) 规则:

a. 先进行AMI编码;

b. 检查连0, 四个及以上时, 插入“破坏码元”。

在调整过程中遵循如下规则:

破坏码元V与前一个相邻的非“0”脉冲极性相同, 与相邻的V码之间极性交替, 与后一个相邻的非“0”脉冲极性也交替。

破坏码元V与前一个相邻的非“0”脉冲极性相同，与相邻的V码之间极性交替，与后一个相邻的非“0”脉冲极性也交替。

(2) 例如：

信息序列：1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0 1

AMI码： B_+0 B_-B_+0 0 0 0 0 0 0 0 B_-B_+ 0 0 0 0 0 0 0 B_-

调整(1)： B_+0 B_-B_+0 0 0 V_+ 0 0 0 B_-B_+ 0 0 0 V_+ 0 0 B_-

调整(2)： B_+0 B_-B_+0 0 0 V_+ 0 0 0 B_-B_+ 0 0 0 V_- 0 0 B_-

调整(3)： B_+0 B_-B_+0 0 0 V_+ 0 0 0 $B_-B_+B_-$ 0 0 V_- 0 0 B_-

调整(4)： B_+0 B_-B_+0 0 0 V_+ 0 0 0 $B_-B_+B_-$ 0 0 V_- 0 0 B_-

HDB3码：1 0-1 1 0 0 0 1 0 0 0-1+1-1 0 0-1 0 0 1

信息序列: 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 1

HDB3码: 1 0-1 1 0 0 0 1 0 0 0-1+1-1 0 0-1 0 0 1

(3) 译码: a. 从波形中检测出极性相同的“破坏码元”V;

b. 将该V及前面3个码元一并变为4个符号, “0000”;

c. 再将所有非零电平变为1, 即完成了接收。

(4) 优点: AMI码的一种改进码型, 具有AMI码的优点, 译码简单, 且容易提取定时时钟。

(5) 应用: ITU-T推荐使用的码型之一。

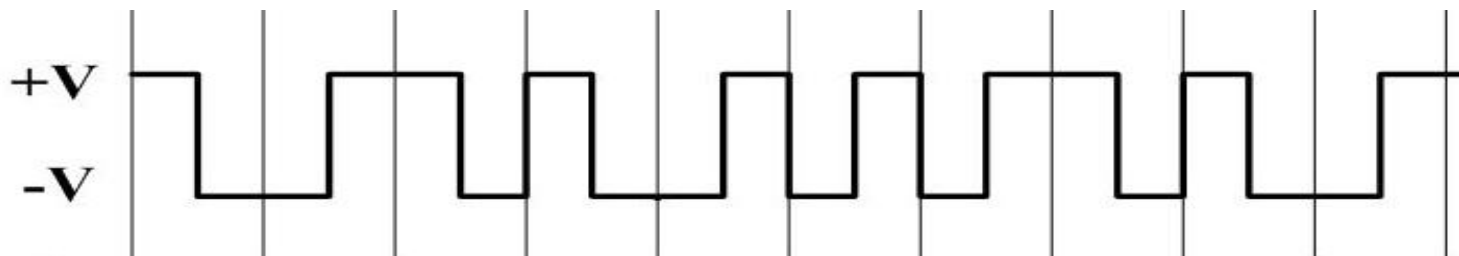
3. 双相码、又称曼彻斯特(Manchester)码

(1) 规则: **1** —下跳脉冲(10); **0** —上跳脉冲(01)

(2) 例如:

信息序列: 1 0 1 1 0 0 0 1 1 0

数字双相码: 10 01 10 10 01 01 01 10 10 01



(3) 优点: 没有直流分量, 包含丰富的定时信息。

(4) 缺点: 占用的带宽加大。

(5) 应用: 用于**10Mbps**的以太网中。

4. 差分双相码

(1) 规则: **1** —每个码元的开始处有跳变(10或01);

0 —每个码元的开始处无跳变(10或01);

每个码元中间的电平跳变用于同步。

(2) 例如:

消息码: 1 1 0 0 1 0 1

差分双相码: 10 10 10 01 10 10 01 01

译码 (1): 1 1 1 0 1 1 0 0

消息的空号差分码: 1 1 1 0 1 1 0 0

译码 (2): 1 1 0 0 1 0 1

(3) 优点: 解决双相码因极性反转而引起的译码错误。

(4) 应用: 用于**10Mbps**的以太网中。

5. 密勒(Miller)码、又称延迟调制码

(1) 规则: **1** —“下跳” (10) 或 “上跳脉冲” (01)

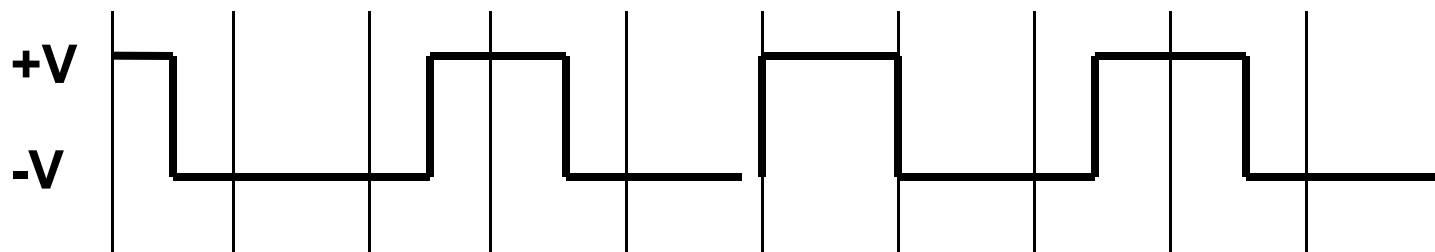
0 — 00或11, 连0时要交替

都以尽量不改变前面电平为原则

(2) 例如:

信息序列: 1 0 1 1 0 0 0 1 1 0

密勒码: 10 00 01 10 00 11 00 01 10 00



(3) 优点: 是数字双相码经过一级触发器后的结果, 克服了数字双相码的定时相位不确定性。

(4) 应用: 用于传递低速数据的基带数传机。

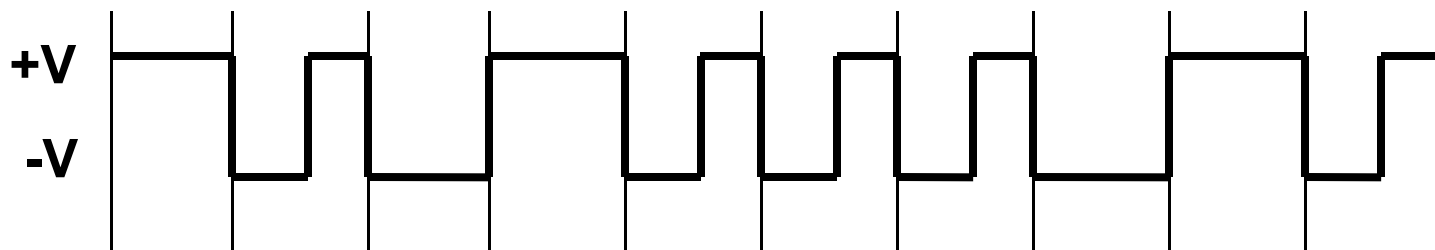
6. 传号反转码(CMI)

(1) 规则: **1** —交替的11或00; **0** —上跳脉冲(01)

(2) 例如:

信息序列: 1 0 1 1 0 0 0 1 1 0

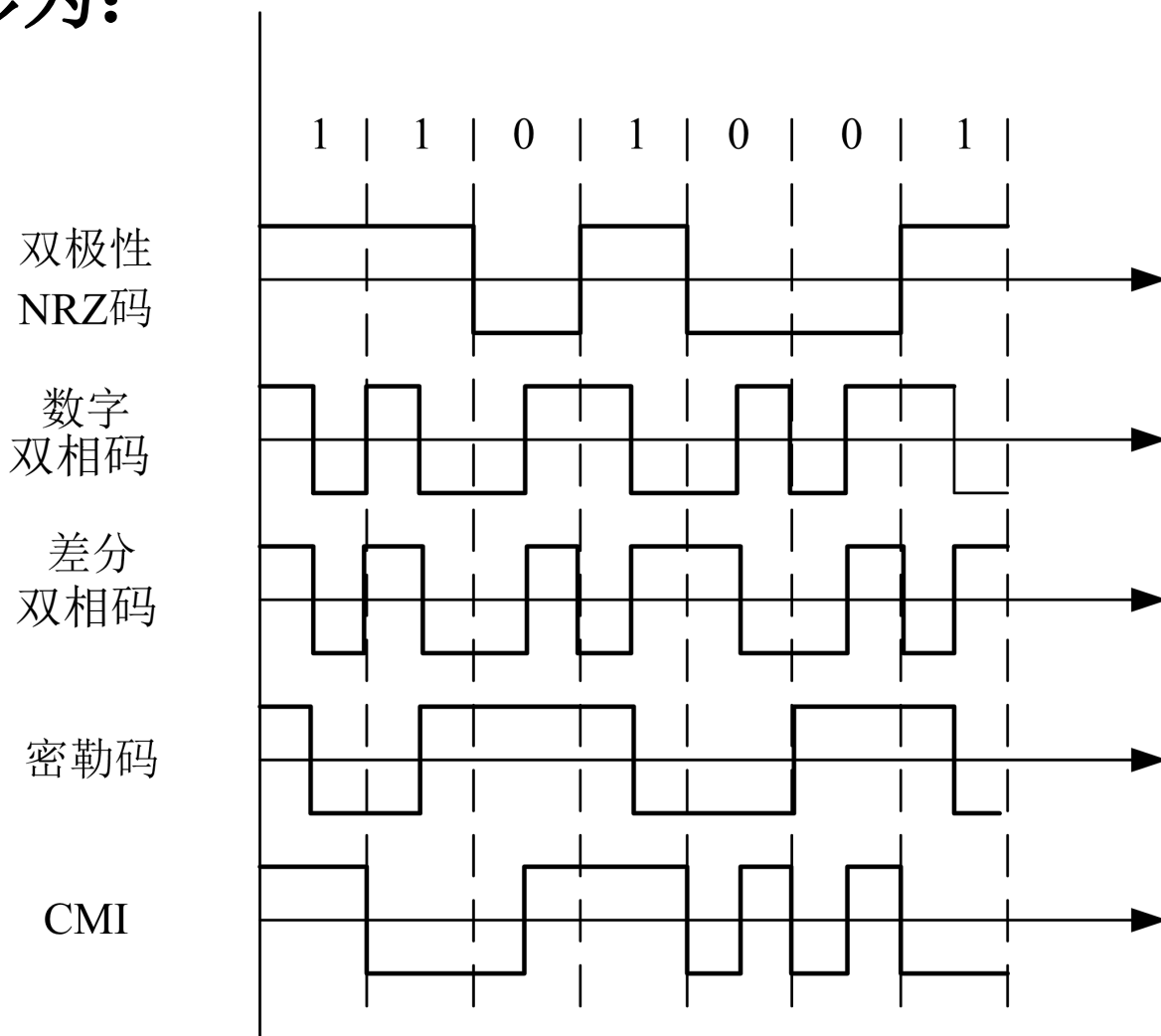
CMI码: 11 01 00 11 01 01 01 00 11 01



(3) 优点: 没有直流分量, 跳变丰富, 接收简单, 易于检错。

(4) 应用: ITU-T建议的一种接口标准。

双相码、差分双相码、密勒码、**CMI**码统称为
1B2B码，即1个Bit信息用2个Binary波形表示。
波形为：



第6章 数字基带传输系统

数字基带传输----运用各种基带信号传输数字序列

6.1 数字基带信号及其频谱特性

6.2 基带传输的常用码型

< 6.3 数字基带信号传输与码间串扰 >

6.4 无码间串扰的基带传输特性

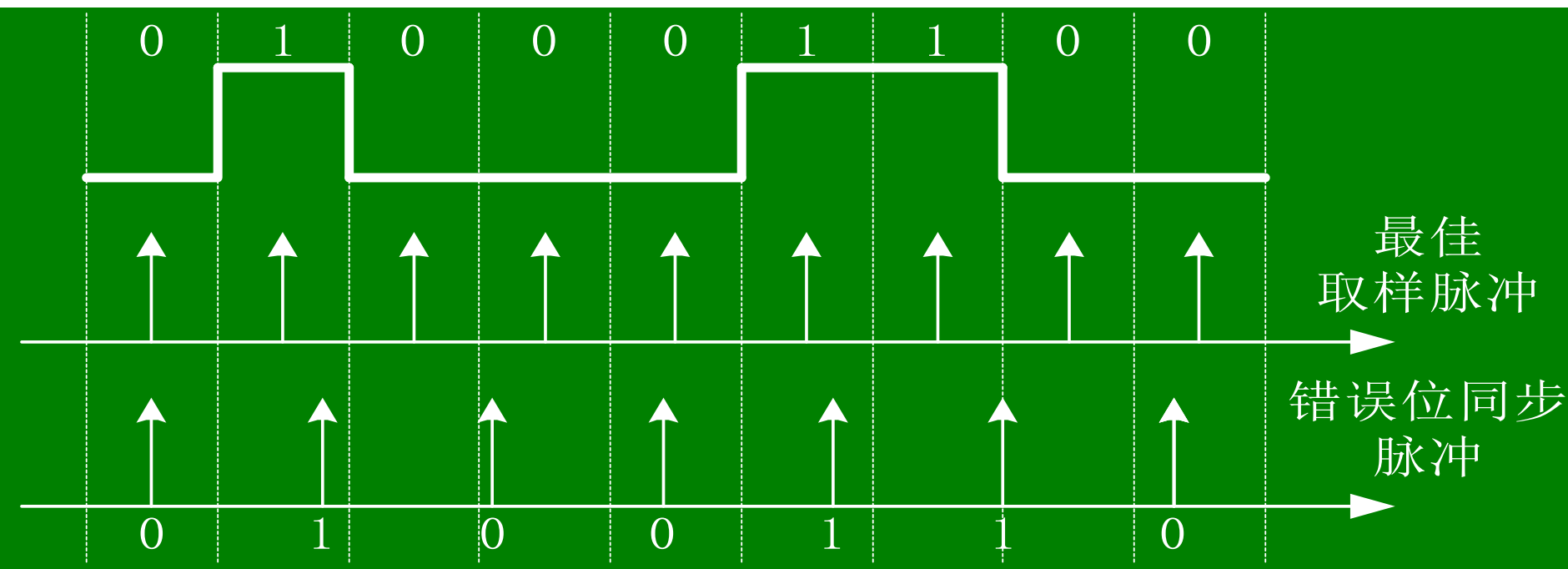
6.5 基带传输系统的抗噪声性能

6.6 眼图

符号同步（位同步）

补充

数字通信中，消息是一串连续的码元序列，解调时须知每个码元的起止时刻。因此，接收端必须产生一个用作定时的**脉冲序列**，它和接收的每一个码元的起止时刻**一一对齐**。

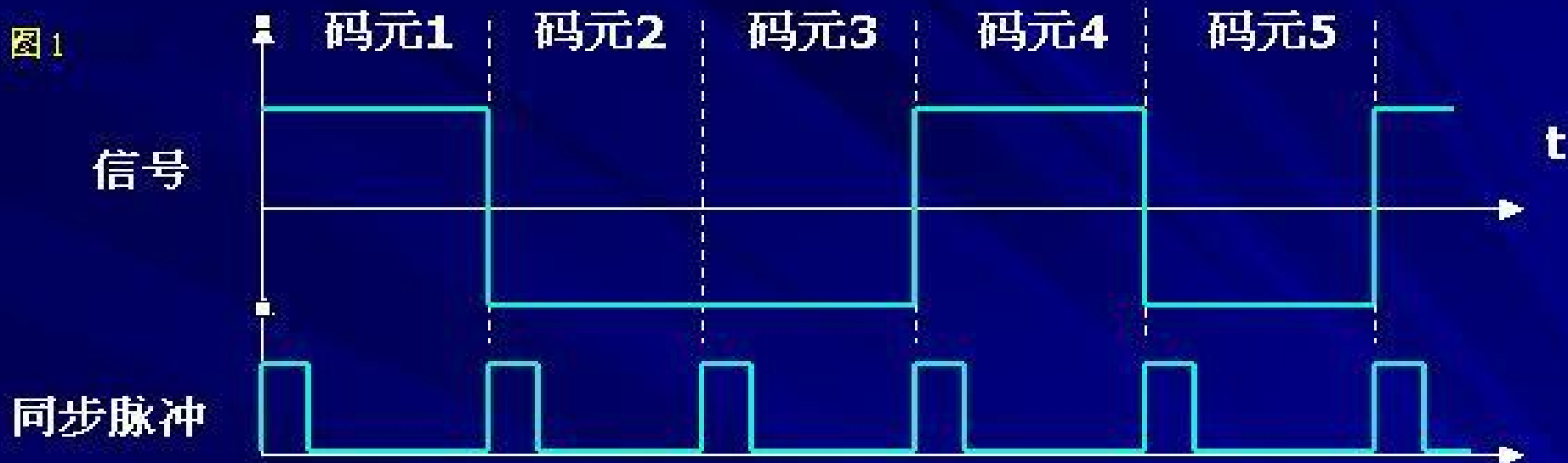


1.同步的定义：使收发双方在时间步调上保持一致的方法，又称**定时**。

符号同步或码元同步：接收端产生与接收码元的重复频率和相位一致的定时脉冲序列的过程

码元同步脉冲或位同步脉冲：上述的定时脉冲序列

图1



2. 符号同步的方法:

(1) **外同步法**: 利用单独的信道传输时钟信号

- ① **频分制**: 将导频设置于数据信号功率谱密度函数的零点处, 或在多路并传系统中使用专门频段的传输路径;
- ② **时分制**: 将同步信号插入到数据流中传输;
- ③ 使用**专用的同步信号线**, 如**RS232**串口标准。

无论采用何种方式, 为传输独立的同步信号都需付出**额外的功率或带宽**, 甚至降低数据传输率。

(2) **自同步法**：借助传输信号的某些特性生成时钟信号
是一种**由数据本身提取定时信息**的方法。

最希望的同步方法，可以将全部的功率和带宽用于
有效数据的传输。

- ①**开环法**：从接收信号中直接恢复出发送时钟的副本；
- ②**闭环法**：产生本地时钟，利用反馈控制使本地时钟
锁定到接收信号的“内在节拍”上。

闭环法更复杂，它生成的时钟信号也更精确。

3. 符号同步质量对于传输性能的影响:

对数字通信，位同步的正确性关系到每一位数据的正确取样与判决，从而也关系到数据数量的正确性。一旦同步取样信号发生偏差，则无法完成正确接收。

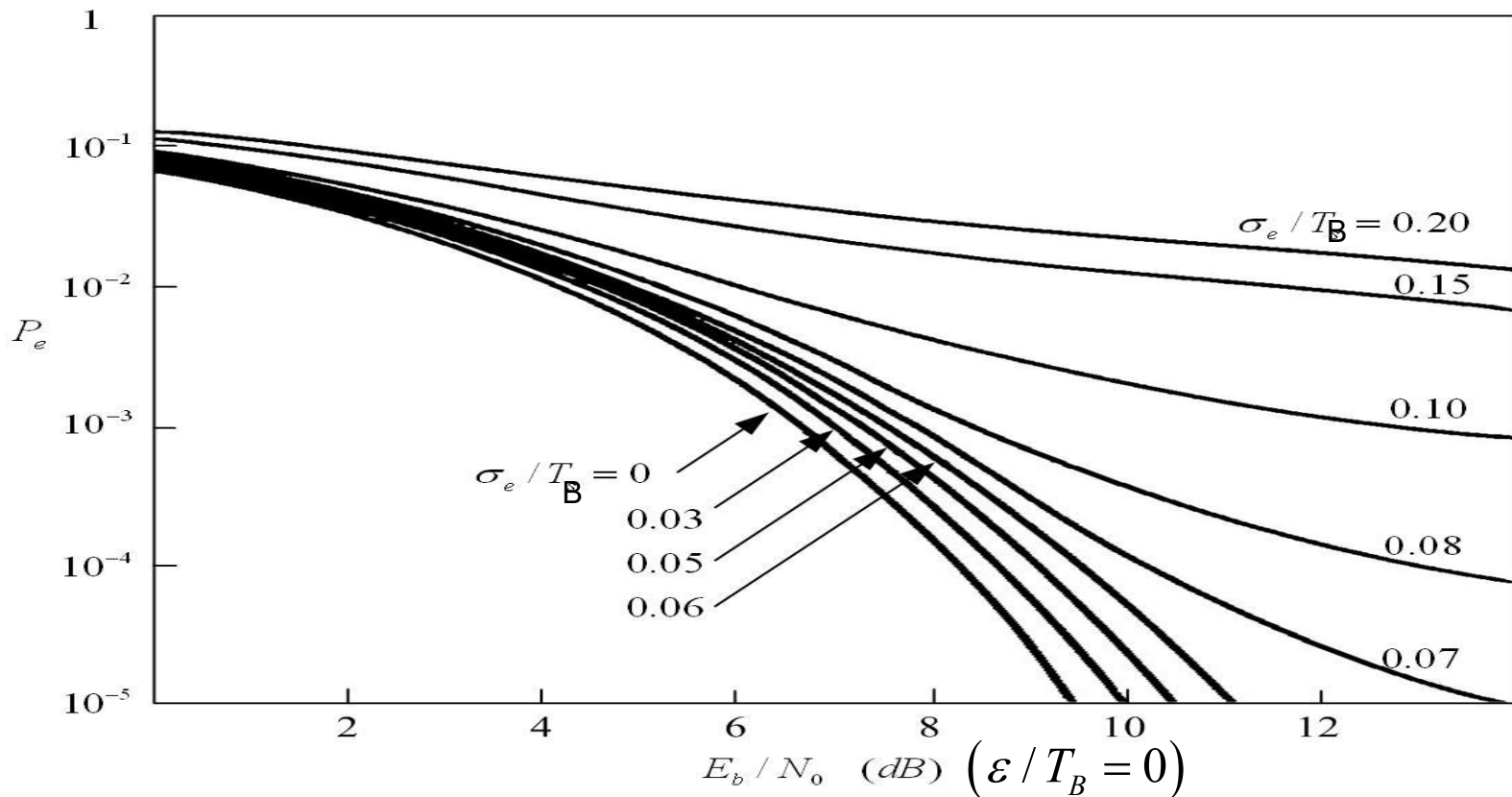
在数字通信系统中，同步具有相当重要的地位。通信系统能否有效地、可靠地工作，很大程度上依赖于有无良好的同步系统。

抽样时刻的偏差的均值为 ε 、标准差为 σ_e 。

用 ε / T_B 和 σ_e / T_B 来度量这种偏差。

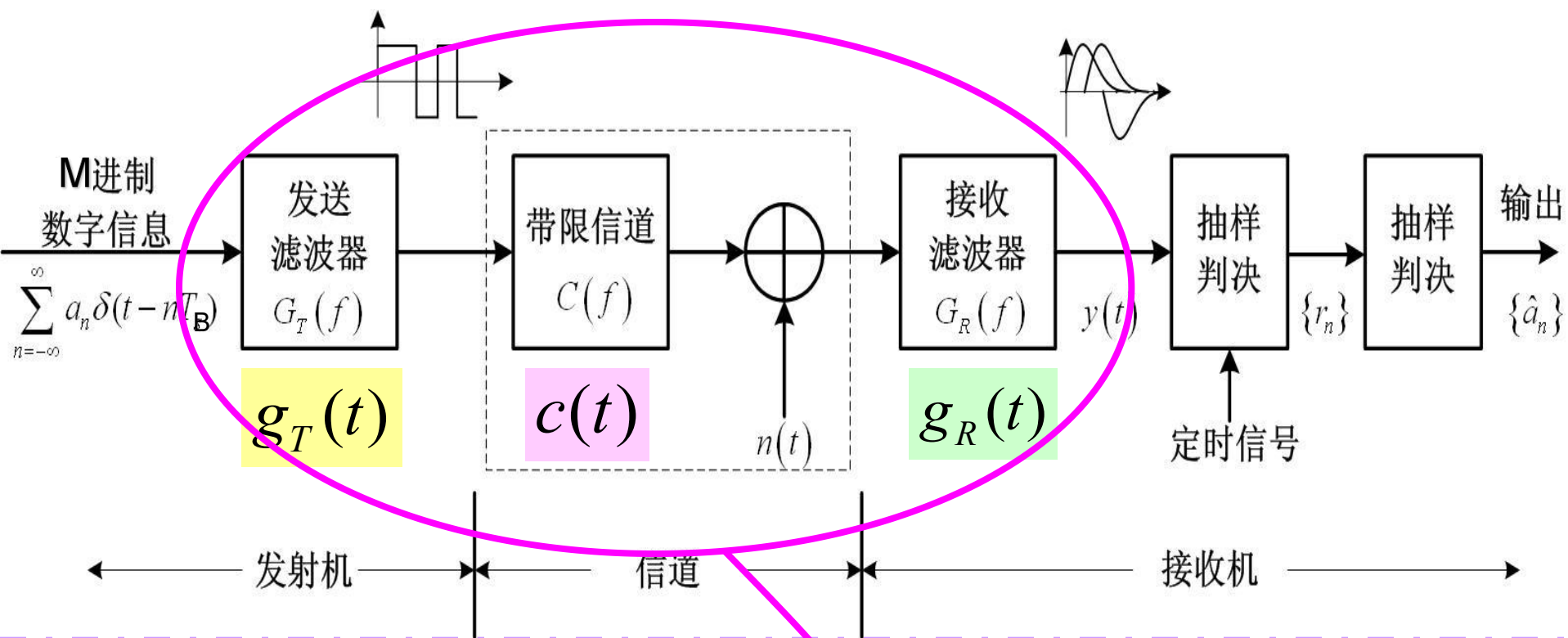
定时抖动— σ_e / T_B 反映了抽样时刻的“晃动”程度。

通常 $\sigma_e / T_B > 10\%$ 时，误码率将严重恶化。



6.3 数字基带信号传输与码间串扰

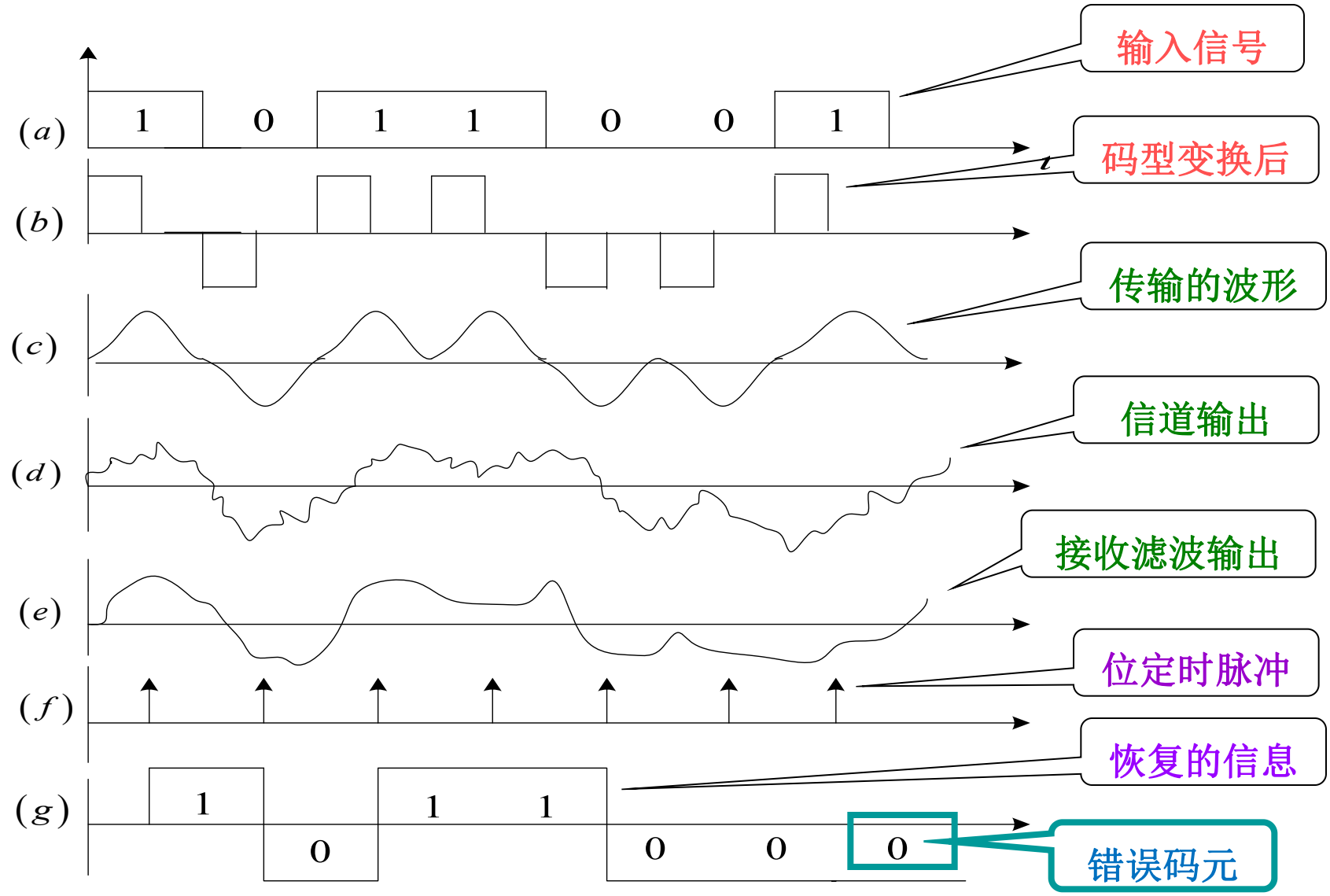
6.3.1 数字基带信号传输系统的组成



基带传输系统总的冲激响应: $h(t) = g_T(t) * c(t) * g_R(t)$

基带传输系统总的频率响应: $H(f) = G_T(f)C(f)G_R(f)$

基带系统的各点波形示意图如下：



6.3.2 数字基带信号传输的定量分析

1. 码间串扰的产生原因

数字基带信号都是矩形波形，其绝对带宽无限。

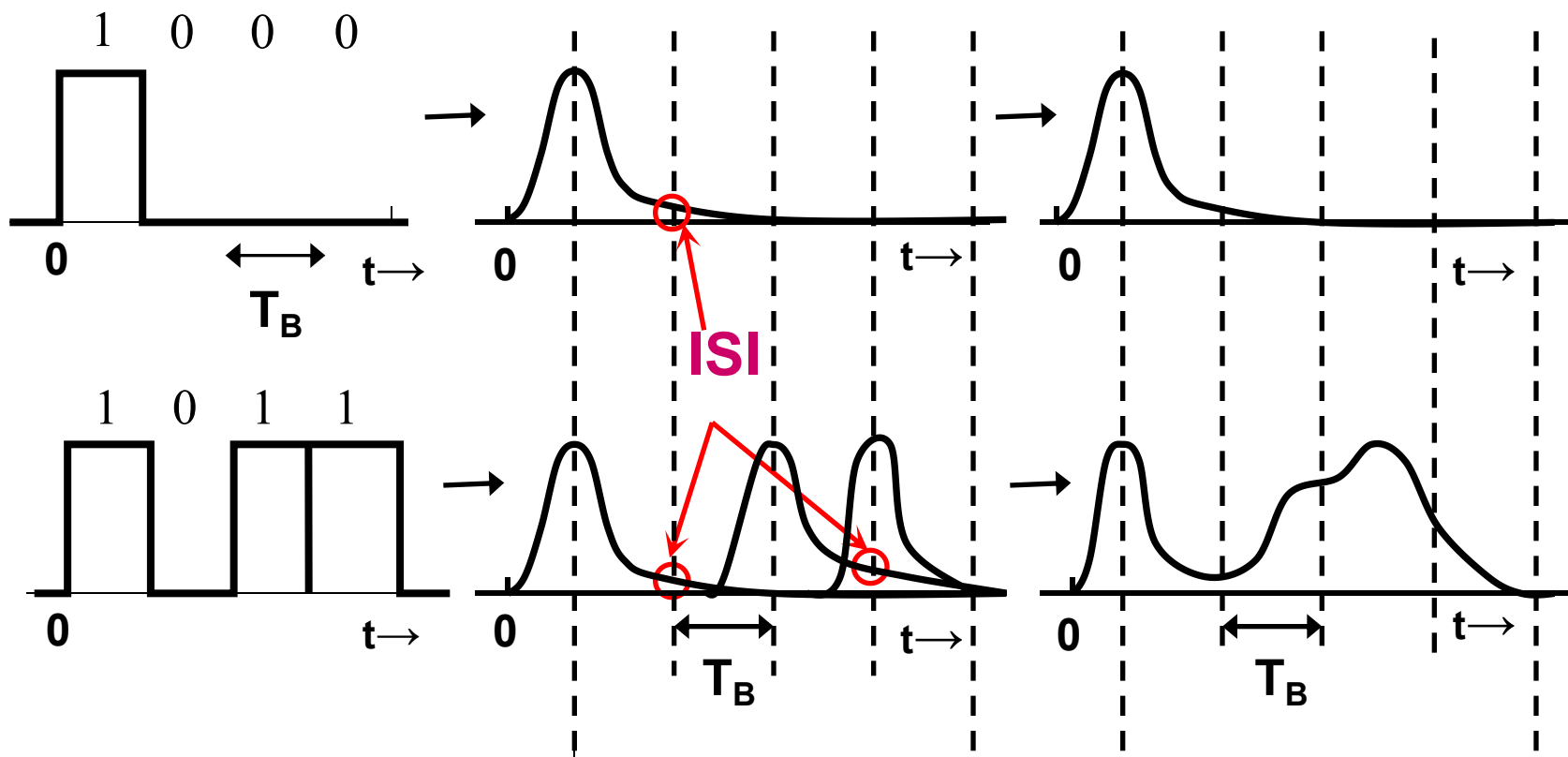
如果这些脉冲通过带限的基带信道，则它们就会在时域中扩展，这样每个符号的脉冲将干扰相邻的时隙，从而可能引起码间串扰（ISI）。

这一过程如下图所示：

输入波形

单个脉冲响应

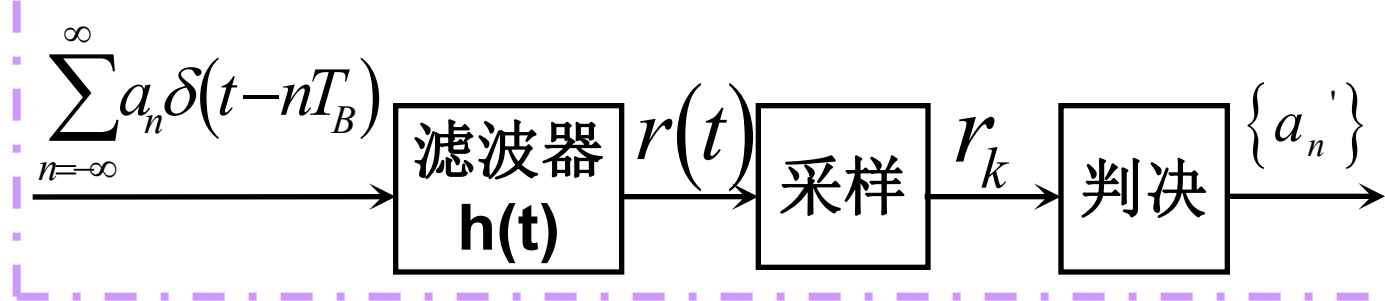
接收波形
(脉冲响应的和)



二进制系统中接收脉冲的ISI示例

2. 码间串扰的分析

传输过程是：



$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \delta(t - nT_B) * h(t) + n_R(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t - nT_B) + n_R(t)$$

其抽样值为：

信道和滤波器造成的时延

$$r(kT_B + t_0) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(kT_B + t_0 - nT_B) + n_R(kT_B + t_0)$$

$$= a_k h(t_0) + \sum_{n \neq k} a_n h[(k - n)T_B + t_0] + n_R(kT_B + t_0)$$

输出噪声

有用信号

其他符号的干扰，称为码间串扰 (ISI)。

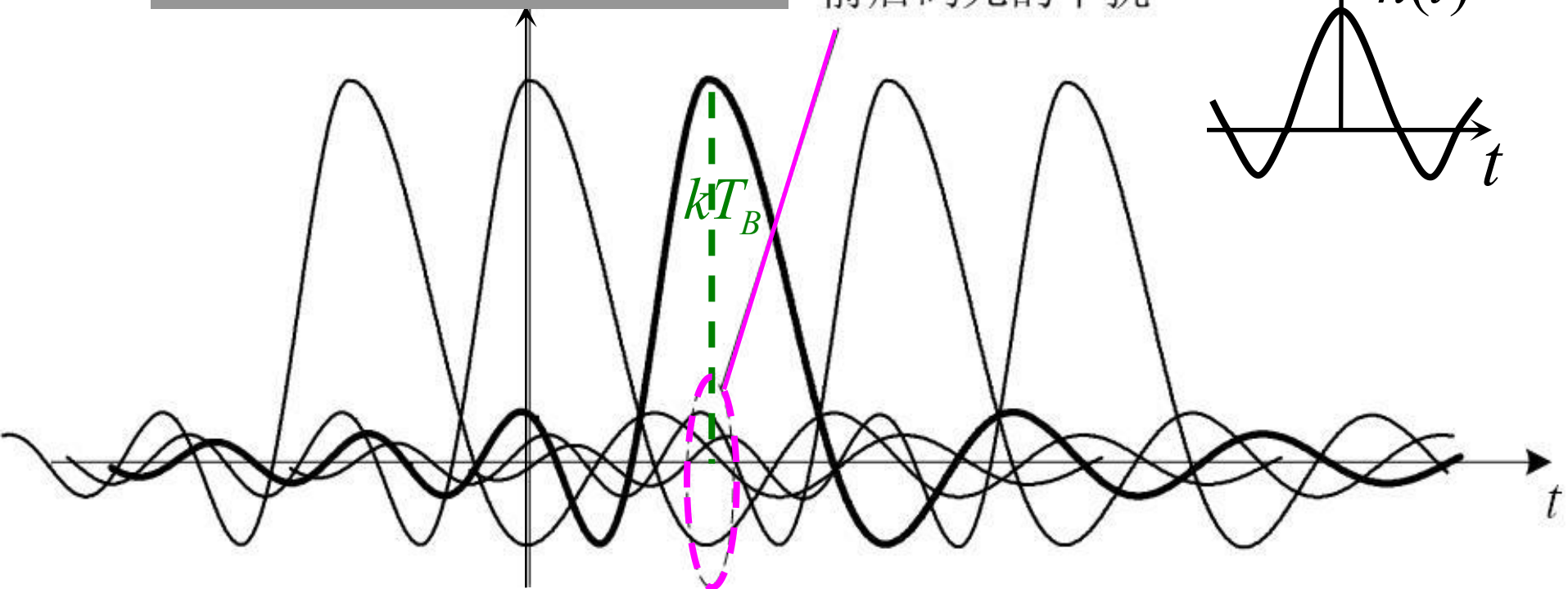
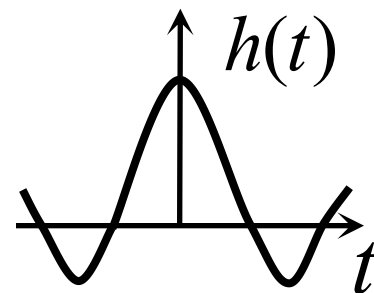
$$ISI = \sum_{n \neq k} a_n h[(k-n)T_B + t_0]$$

$$= \cdots + a_{k-2}h(2T_B + t_0) + a_{k-1}h(T_B + t_0) + a_{k+1}h(-T_B + t_0) + a_{k+2}h(-2T_B + t_0) + \cdots$$

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

忽略时延和噪声

前后码元的干扰



在二进制数字通信时， a_k 的可能取值为“0”或“1”，
若判决电路的判决门限为 V_d ，则这时判决规则为：

当 $r(kT_B + t_0) > V_d$ 时，判 a_k 为“1”

当 $r(kT_B + t_0) < V_d$ 时，判 a_k 为“0”。

显然，只有当码间串扰值和噪声足够小时，
才能基本保证上述判决的正确性。

码间干扰反映的是基带系统传递函数的不良，
包括信道、接收与发送滤波器等。

第6章 数字基带传输系统

数字基带传输----运用各种基带信号传输数字序列

- 6.1 数字基带信号及其频谱特性
- 6.2 基带传输的常用码型
- 6.3 数字基带信号传输与码间串扰
- 6.4 无码间串扰的基带传输特性
- 6.5 基带传输系统的抗噪声性能
- 6.6 眼图

6.4 无码间串扰的基带传输特性

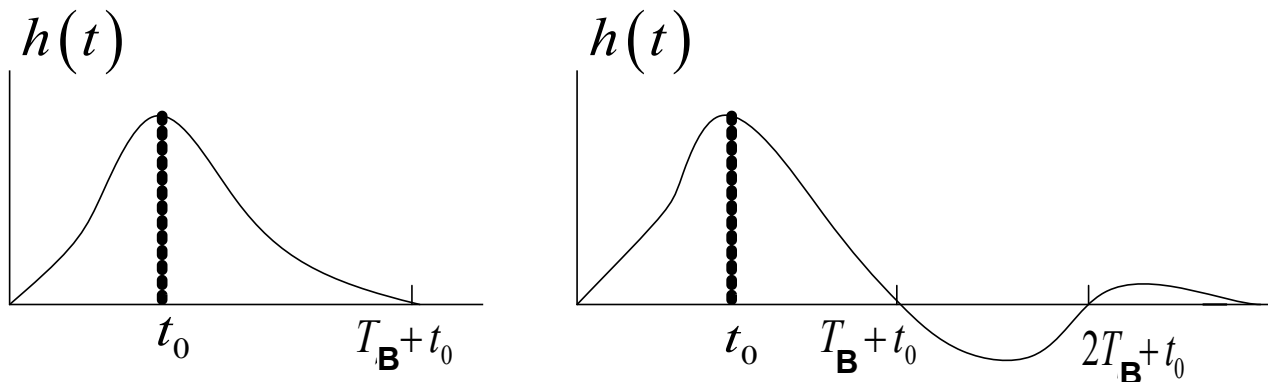
6.4.1 消除码间串扰的基本思想

若想消除码间串扰（**ISI**），应使

$$ISI = \sum_{n \neq k} a_n h[(k-n)T_B + t_0] = 0$$


由于 a_n 随机，不能通过各项相互抵消使**ISI**为0，这就需要对 $h(t)$ 的波形提出要求：

若让 $h(t)$ 在 $T_B + t_0$ 、 $2T_B + t_0$ 等其它码元抽样判决时刻上正好为0，就能消除**ISI**，如下图所示：



6.4.2 无码间串扰的条件

$$\text{由 } r_k = a_k h(t_0) + \underbrace{\sum_{n \neq k} a_n h[(k-n)T_B + t_0]}_{\text{ISI}} + n_R(kT_B + t_0)$$

 忽略

则传输系统无码间干扰的充要条件：

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



奈奎斯特第一准则

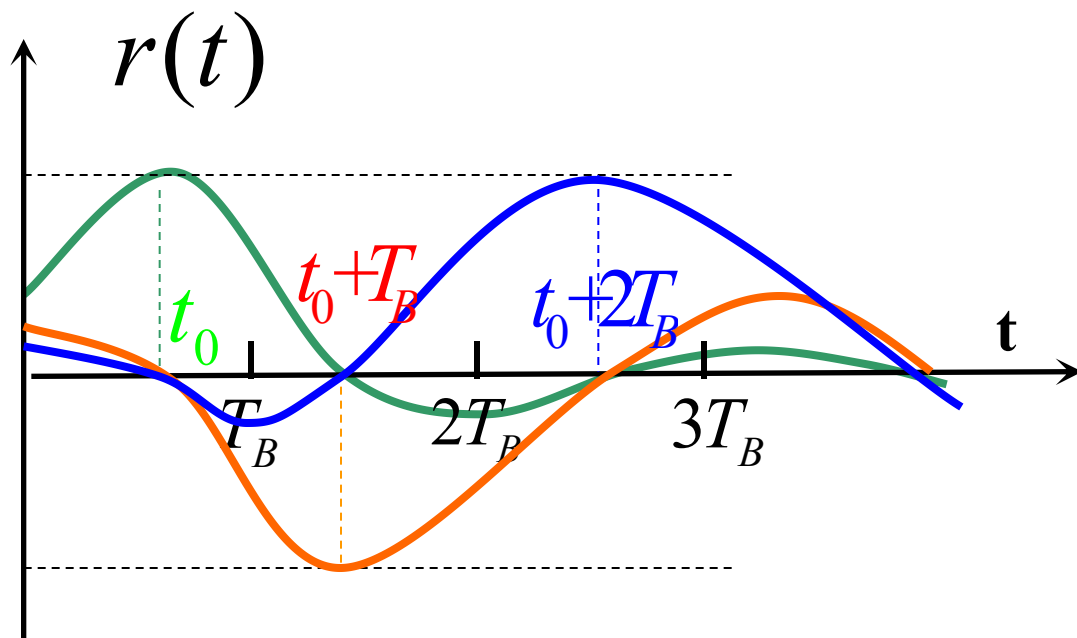
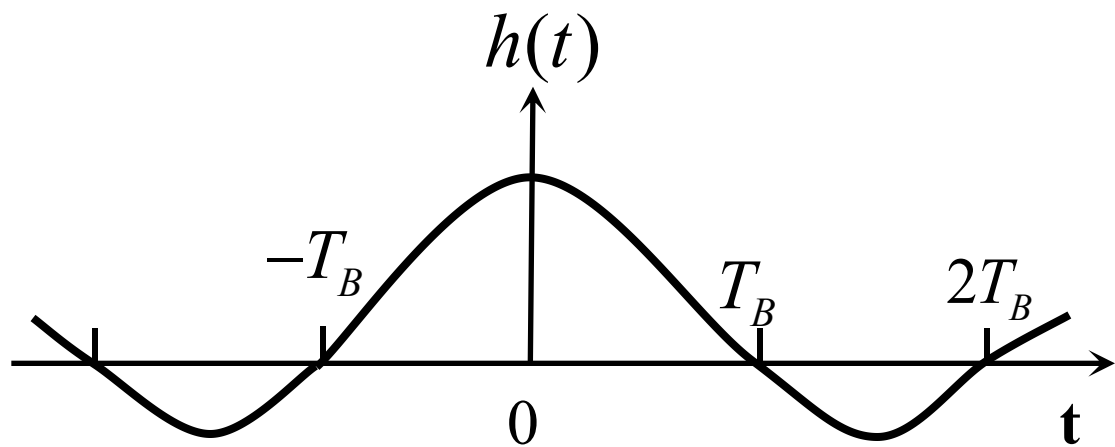
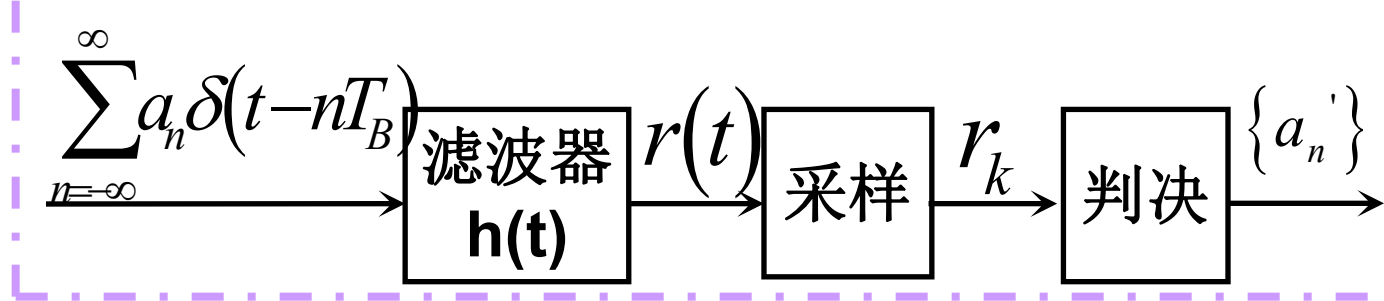
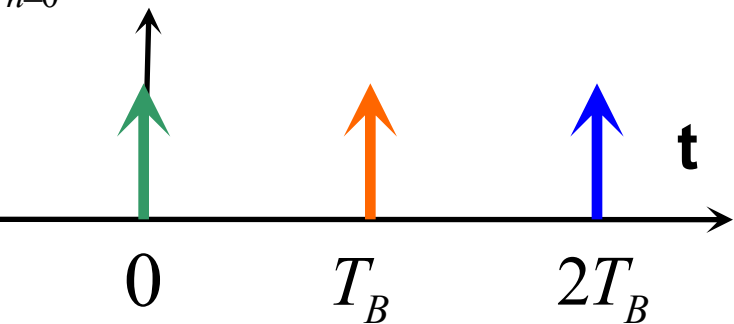
由基带传输系统总的冲激响应： $h(t) = g_T(t) * c(t) * g_R(t)$

其中，信道的 $c(t)$ 不是人为可控的；

该条件只有通过控制发送滤波器 $g_T(t)$ 和接收滤波器 $g_R(t)$ 来实现。

举例

$$\sum_{n=0}^2 a_n \delta(t - nT_B)$$



其频域形式为:

$$\sum_{k=-\infty}^{+\infty} H\left(f - \frac{k}{T_B}\right) = \text{常数} = T_B h(0)$$

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

奈奎斯特第一
准则

证明:

$$h(t) \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT_B) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h(kT_B) \delta(t - kT_B) = h(0) \delta(t)$$

傅氏变换

$$H(f) * \left[\frac{1}{T_B} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f - \frac{k}{T_B}\right) \right] = \frac{1}{T_B} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} H\left(f - \frac{k}{T_B}\right) = h(0)$$

$H(f)$ 按 $\frac{1}{T_B}$ 重复, 只需看 $\left(-\frac{1}{2T_B}, \frac{1}{2T_B}\right)$ 上是否为常数。

$$\sum_{k=-\infty}^{+\infty} H\left(f - \frac{k}{T_B}\right) = \text{常数}$$

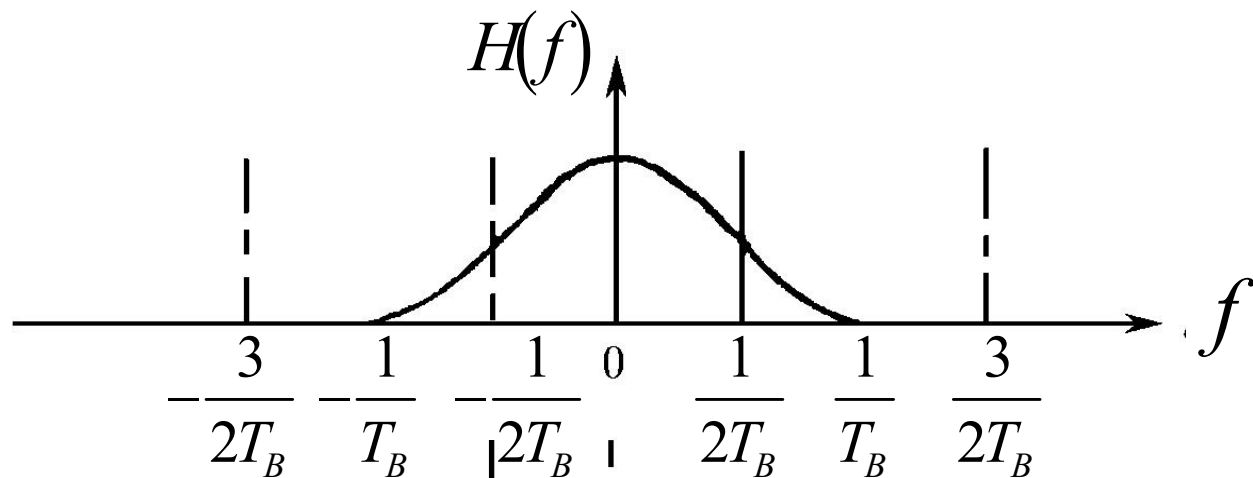
奈奎斯特第一准则

- 频域条件的几何意义

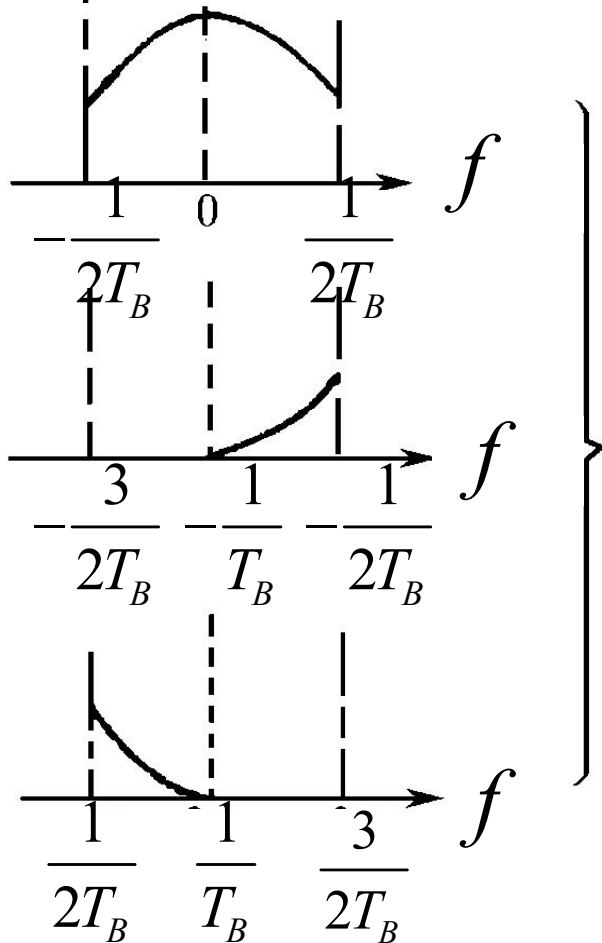
将 $H(f)$ 在 f 轴上以 $1/T_B$ 为间隔切开，然后分段沿 f 轴平移到 $(-1/2T_B, 1/2T_B)$ 区间内，将它们进行叠加，其结果应当为一常数。

这一过程可以归述为：

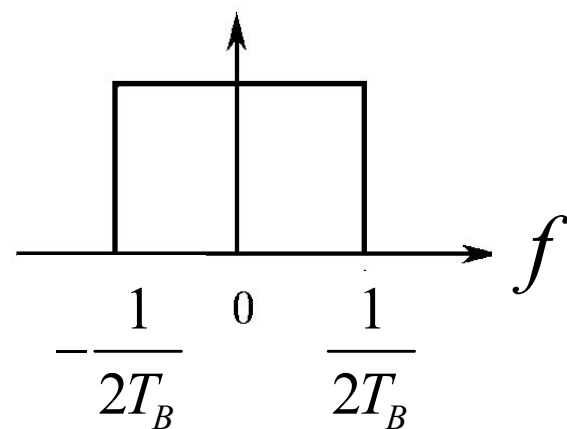
一个实际的 $H(f)$ 特性若能等效成一个理想（矩形）低通滤波器，则可实现无码间串扰。



$$\sum_{k=-\infty}^{+\infty} H\left(f - \frac{k}{T_B}\right) = C$$



$$\sum_k H\left(f - \frac{k}{T_B}\right), |f| \leq \frac{1}{2T_B}$$

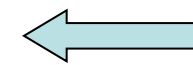
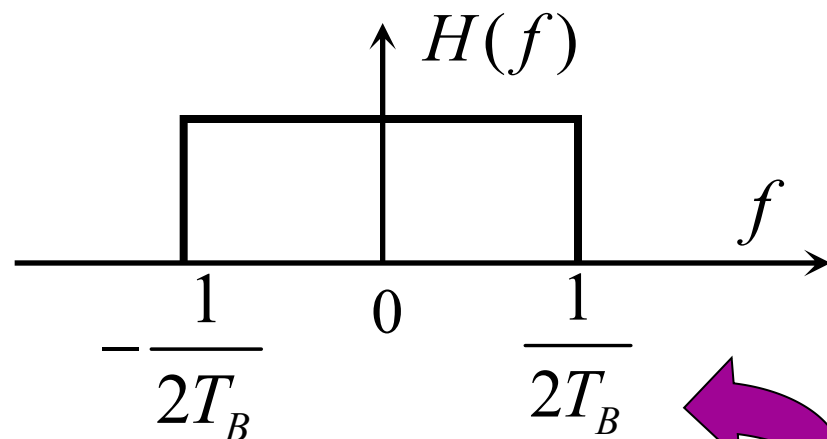


6.4.3 无码间串扰的传输特性的设计

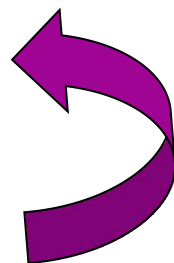
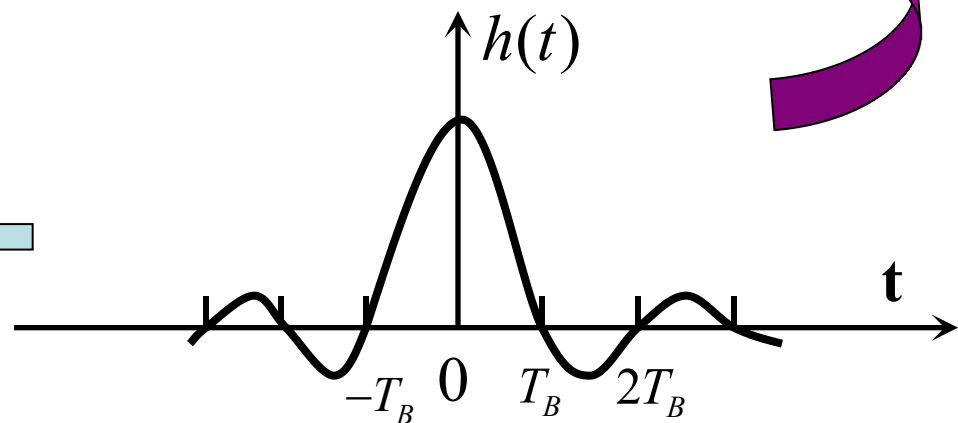
1. 无码间串扰的最窄带宽滤波器（奈奎斯特滤波器）

（1）系统的响应

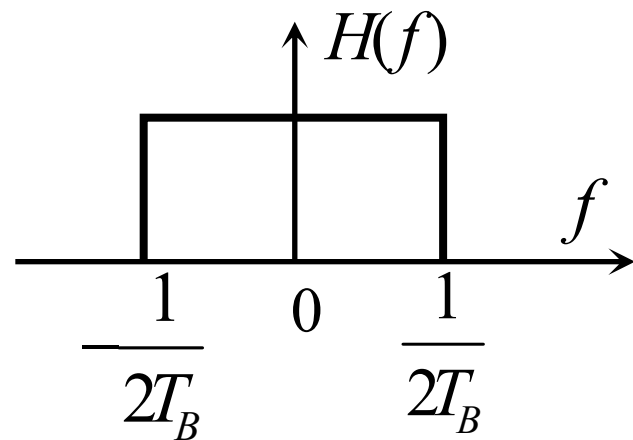
$$H(f) = T_B \Pi\left(\frac{f}{1/T_B}\right)$$



$$h(t) = \frac{\sin(\pi t / T_B)}{\pi t / T_B}$$



(2) 系统的性质



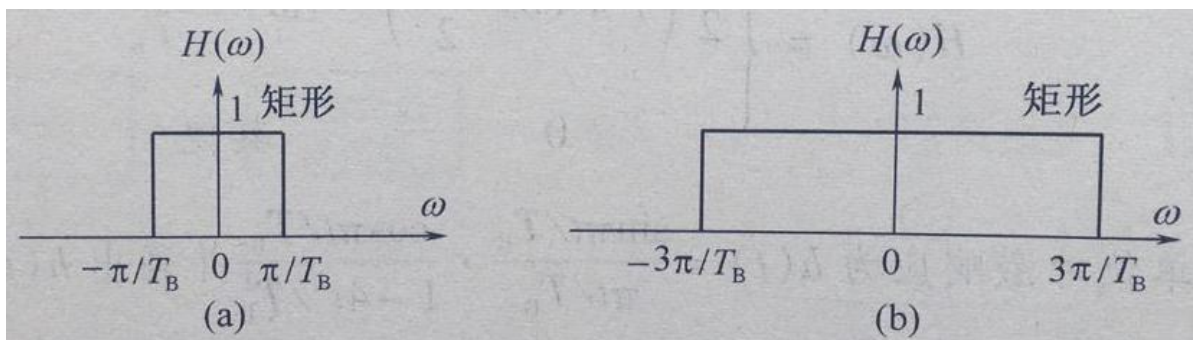
① 系统的绝对带宽（奈奎斯特带宽）

$$W_{\text{绝对}} = f_N = \frac{1}{2T_B}$$

② 系统所能支撑的信号最大码率（奈奎斯特速率）

$$R_B = 2f_N$$

6-11 设基带传输系统的发送滤波器、信道及接收滤波器组成的总特性为 $H(\omega)$,若要求以 $2/T_B$ 波特的速率进行数据传输,验证图P6-5所示的各种 $H(\omega)$ 能否满足抽点上无码间串扰的条件?

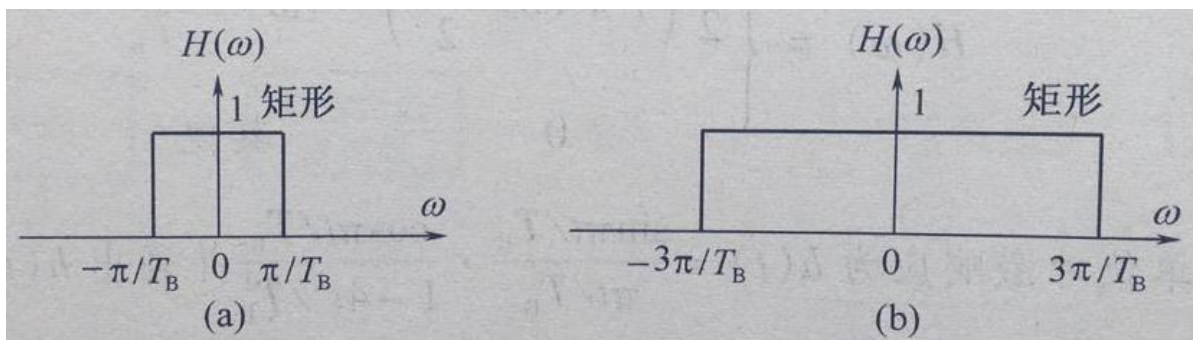


解: 由 $H(\omega)$ 求出系统无码间串扰的最高传码率 $R_{B\max} = 2f_N$,
然后与实际传输速率 $R_B = 2/T_B$ 进行比较。

若满足 $R_{B\max} = nR_B, \quad n = 1, 2, 3, \dots$

则以实际传输速率 R_B 进行数据传输时, 可以实现
抽样点上无码间串扰。

6-11 设基带传输系统的发送滤波器、信道及接收滤波器组成的总特性为 $H(\omega)$,若要求以 $2/T_B$ 波特的速率进行数据传输, 验证图P6-5所示的各种 $H(\omega)$ 能否满足抽点上无码间串扰的条件?



(a) $R_{B_{\max}} = 1/T_B < R_B = 2/T_B$,

故不能实现抽样点上无码间串扰。

(b) $R_{B_{\max}} = 3/T_B$

虽然大于 R_B , 但非整数倍关系, 故不能。

③频带利用率——单位带宽的传输速率

$$\eta = \frac{\text{传输速率}}{\text{占用频带宽度}} = \frac{R_B}{B_T} (\text{baud} / \text{Hz}) \quad \text{或} \quad \eta = \frac{R_b}{B_T} (\text{bps} / \text{Hz})$$

无码间串扰传输中，

$$\eta \leq 2 \text{ Baud} / \text{Hz} \quad \text{或} \quad \eta \leq 2 \log_2 M \text{ bps} / \text{Hz}$$

(3) 系统的实现难易度

①系统的传递函数在边缘处无限陡峭，无法实现

②系统的脉冲响应按 $1/X$ 衰减，不准确的定时会带来ISI

2. 无码间串扰的升余弦滚降滤波器

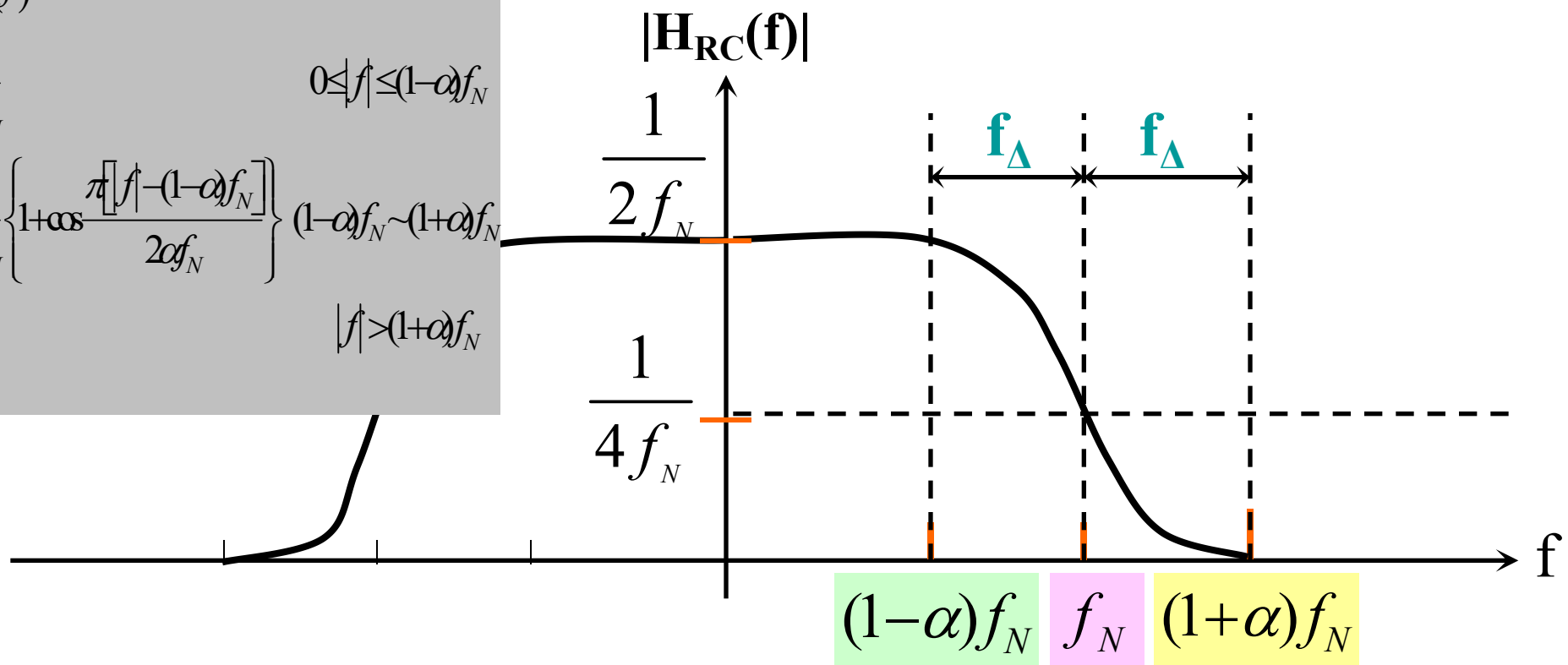
(1) 系统的响应

传递函数为:

$$H_{RC}(f) = \begin{cases} \frac{1}{2f_N} & 0 \leq |f| \leq (1-\alpha)f_N \\ \frac{1}{4f_N} \left\{ 1 + \cos \frac{\pi [|f| - (1-\alpha)f_N]}{2\alpha f_N} \right\} & (1-\alpha)f_N \sim (1+\alpha)f_N \\ 0 & |f| > (1+\alpha)f_N \end{cases}$$

$$H_{RC}(f) =$$

$$\begin{cases} \frac{1}{2f_N} & 0 \leq |f| \leq (1-\alpha)f_N \\ \frac{1}{4f_N} \left\{ 1 + \cos \frac{\pi [f - (1-\alpha)f_N]}{2\alpha f_N} \right\} & (1-\alpha)f_N \sim (1+\alpha)f_N \\ 0 & |f| > (1+\alpha)f_N \end{cases}$$



定义：滚降系数

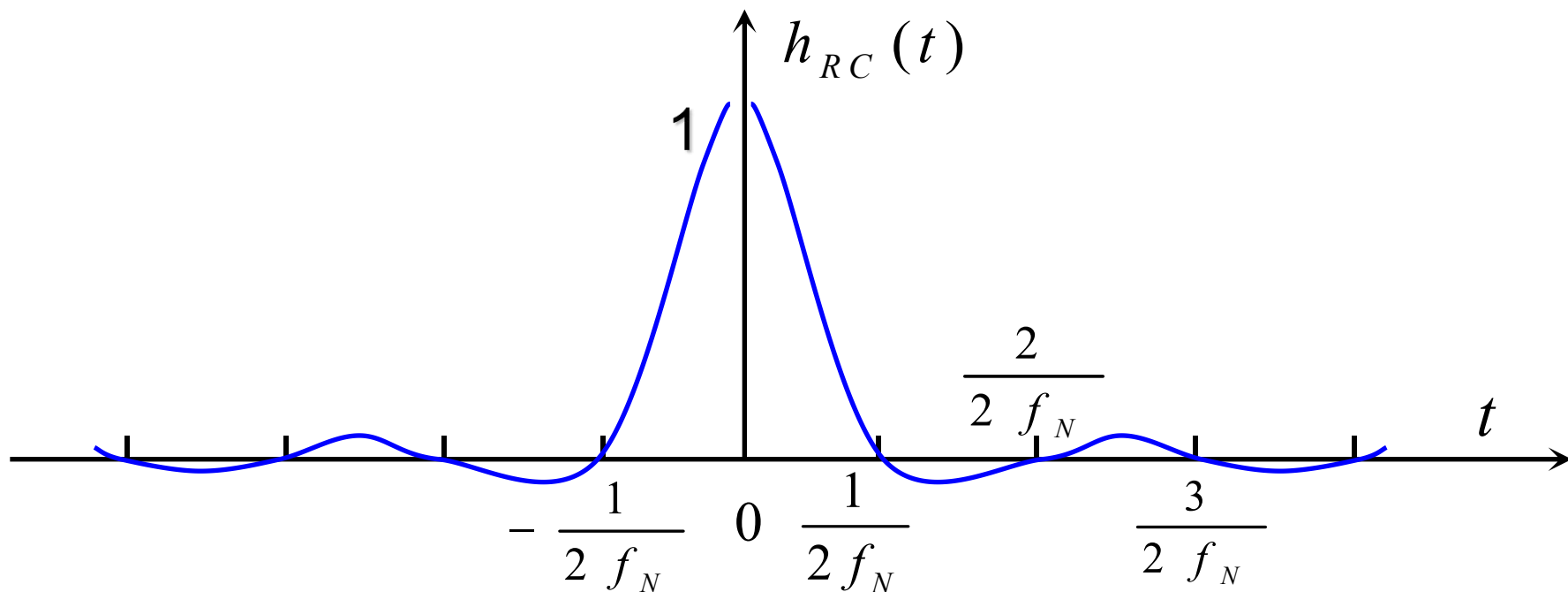
$$\alpha = \frac{f_\Delta}{f_N}$$

$$0 \leq \alpha \leq 1$$

奈奎斯特带宽

对应的冲激响应为:

$$h_{RC}(t) = \frac{\sin(2\pi f_N t)}{2\pi f_N t} \frac{\cos(2\pi\alpha f_N t)}{1 - (4\alpha f_N t)^2}$$



$$R_B = 2f_N$$

$$B_T = (1 + \alpha)f_N$$

$$\eta = \frac{2}{1 + \alpha} (\text{baud} / \text{Hz}) = \frac{2 \log_2 M}{1 + \alpha} (\text{bps} / \text{Hz})$$

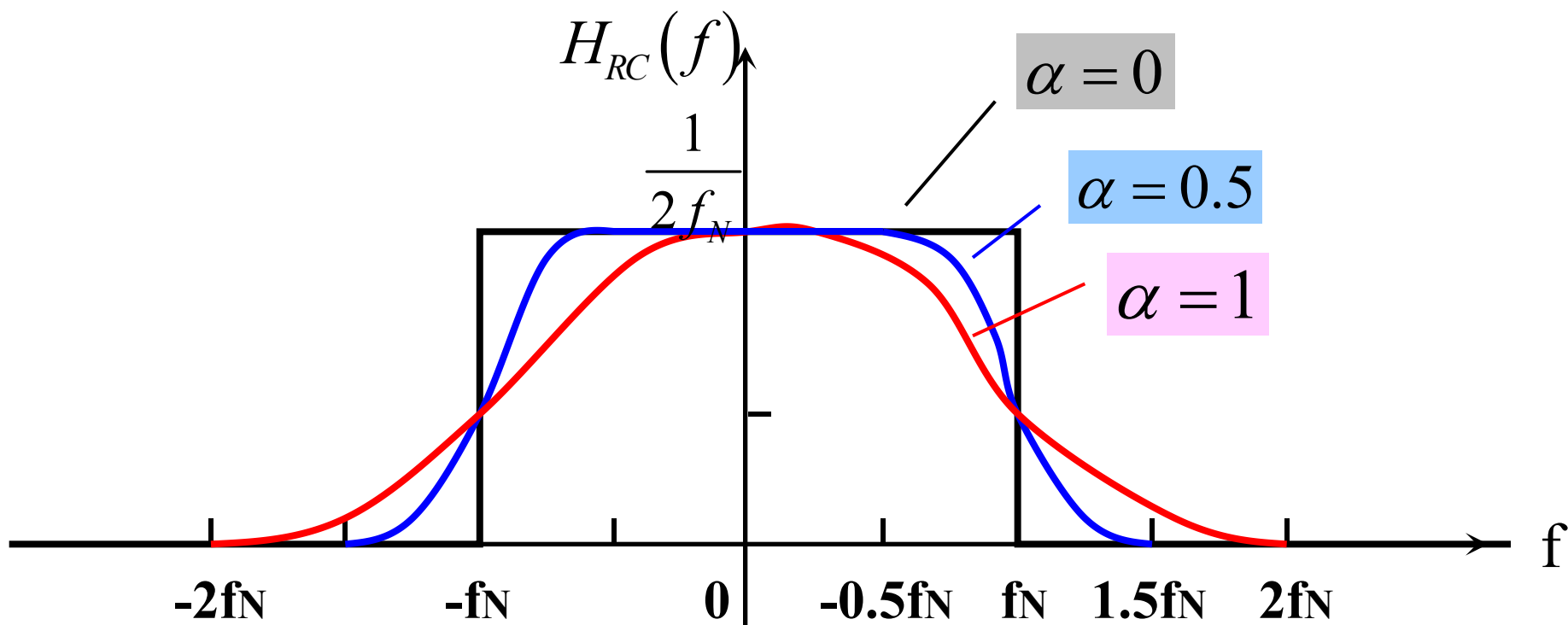
举例 (单位: baud / Hz)

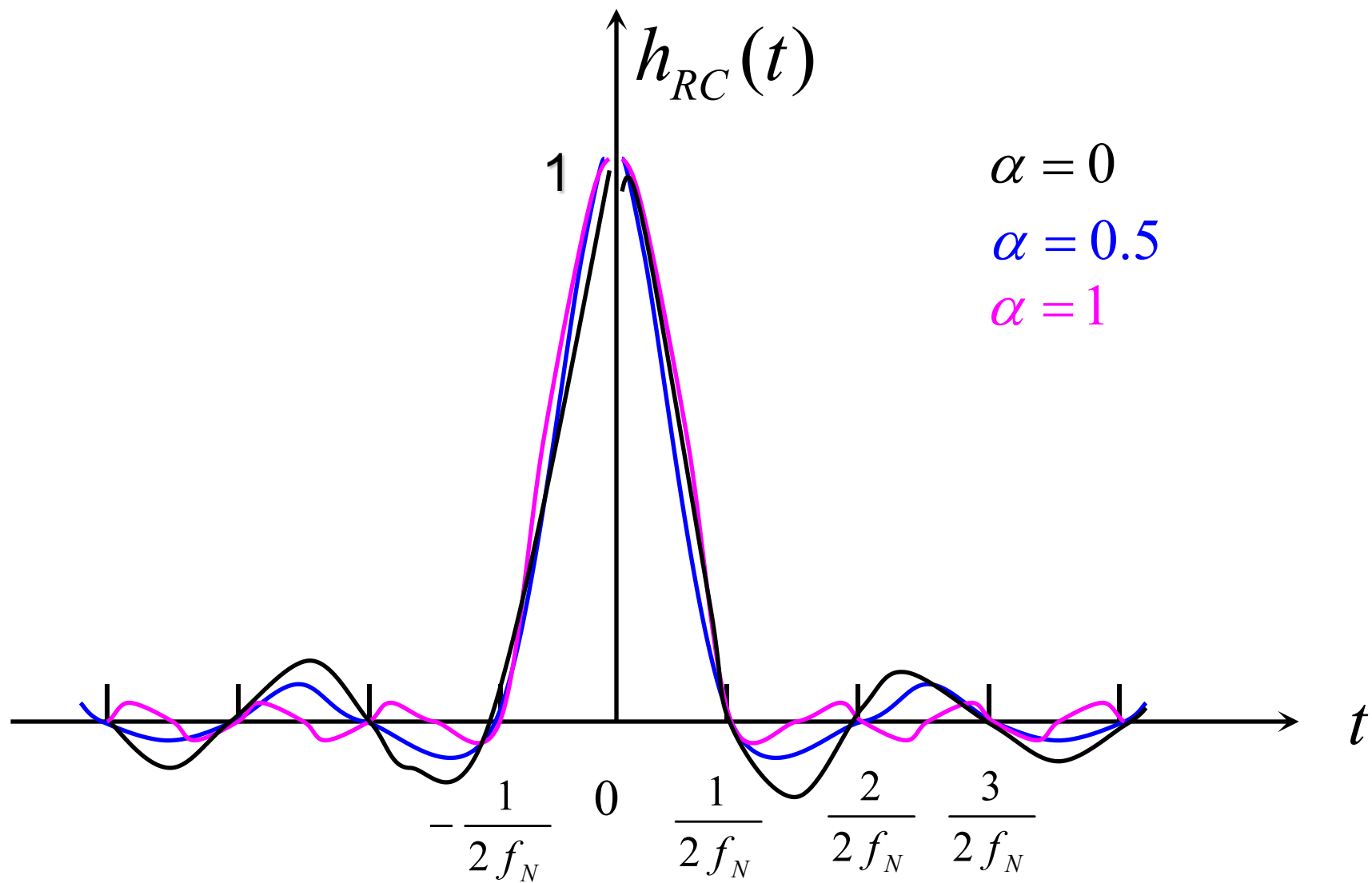
$$\eta = \frac{2}{1+\alpha} (\text{baud} / \text{Hz})$$

(1) $\alpha = 0.0$: $H_{RC}(f)$ 正是理想LPF, $\eta = 2$

(2) $\alpha = 0.5$: $H_{RC}(f)$ 边沿相当平缓, $\eta = 4/3$

(3) $\alpha = 1.0$: $H_{RC}(f)$ 边沿非常平坦, $\eta = 1$





(2) 系统的性质

①系统的绝对带宽（也是信号的绝对带宽）

$$W_{\text{绝对}} = f_N (1 + \alpha)$$

②系统所能支撑的信号最大码率

$$R_B = 2f_N$$

(3) 系统的实现难易度

①系统的传递函数在边缘处比较平缓，容易实现

②系统的脉冲响应按 $1/X^2$ 衰减，不准确的定时带来的ISI会减弱

补充例1 在绝对带限于4kHz的信道上传输二进制双极性NRZ信号。假设总的等效系统传递函数具有 $\alpha = 0.5$ 的升余弦滚降特性。找出此系统在不会引入ISI的条件下，所能支持的最大比特率。

解： $W_{\text{绝对}} = 4kHz, \alpha = 0.5$

系统能支持的最大波特率为：

$$R_B = 2f_N = \frac{2W_{\text{绝对}}}{1 + \alpha} = \frac{2 \times 4 \times 10^3}{1 + 0.5} \approx 5.33 \text{ kbaud}$$

则系统能支持的最大比特率为：

$$R_b = R_B \approx 5.33 \text{ kbit / s}$$

补充例2 等效比特率为2400b/s的多进制数据在一个系统上传输，采用具有矩形脉冲形状的4进制线路码。假设总的传输系统具有 $\alpha = 0.5$ 的升余弦滚降特性。

(1) 接收到的信号的波特率；

(2) 该传输系统的6dB带宽； (3) 系统的绝对带宽。

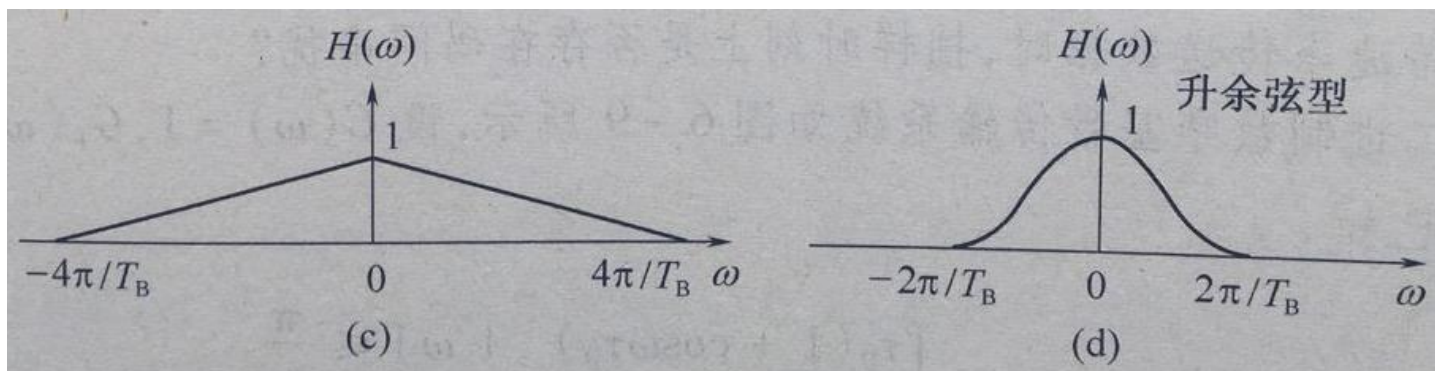
解：(1) $M = 2^k = 4 \Rightarrow k = 2$

$$R_B = \frac{R_b}{k} = \frac{2400}{2} = 1200 \text{ baud}$$

$$(2) \quad B_{6dB} = f_N = \frac{R_B}{2} = \frac{1200}{2} = 600 \text{ Hz}$$

$$(3) \quad W_{\text{绝对}} = f_N(1 + \alpha) = 600 \times (1 + 0.5) = 900 \text{ Hz}$$

6-11 设基带传输系统的发送滤波器、信道及接收滤波器组成的总特性为 $H(\omega)$,若要求以 $2/T_B$ 波特的速率进行数据传输,验证图P6-5所示的各种 $H(\omega)$ 能否满足抽点上无码间串扰的条件?



(c) $R_{B_{\max}} = 2 / T_B = R_B$

故该 $H(\omega)$ 满足无码间串扰传输的条件。

(d) $R_{B_{\max}} = 1 / T_B < R_B = 2 / T_B,$

故不能实现抽样点上无码间串扰。

第6章 数字基带传输系统

数字基带传输----运用各种基带信号传输数字序列

- 6.1 数字基带信号及其频谱特性
- 6.2 基带传输的常用码型
- 6.3 数字基带信号传输与码间串扰
- 6.4 无码间串扰的基带传输特性
- 6.5 基带传输系统的抗噪声性能
- 6.6 眼图

6.5 基带传输系统的抗噪声性能

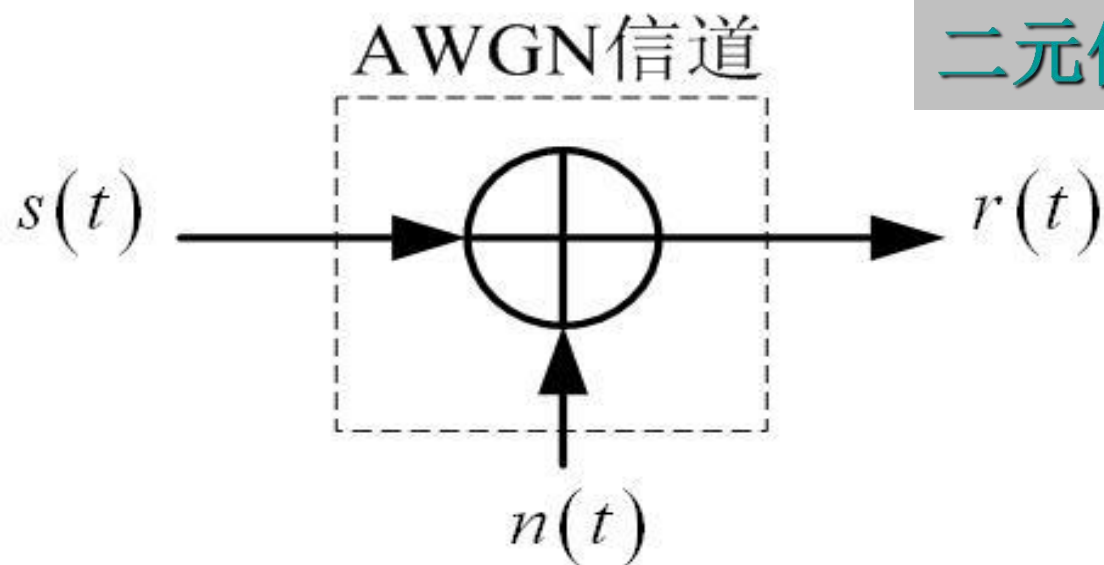
1. 噪声中二元信号的接收方法

AWGN信道:

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

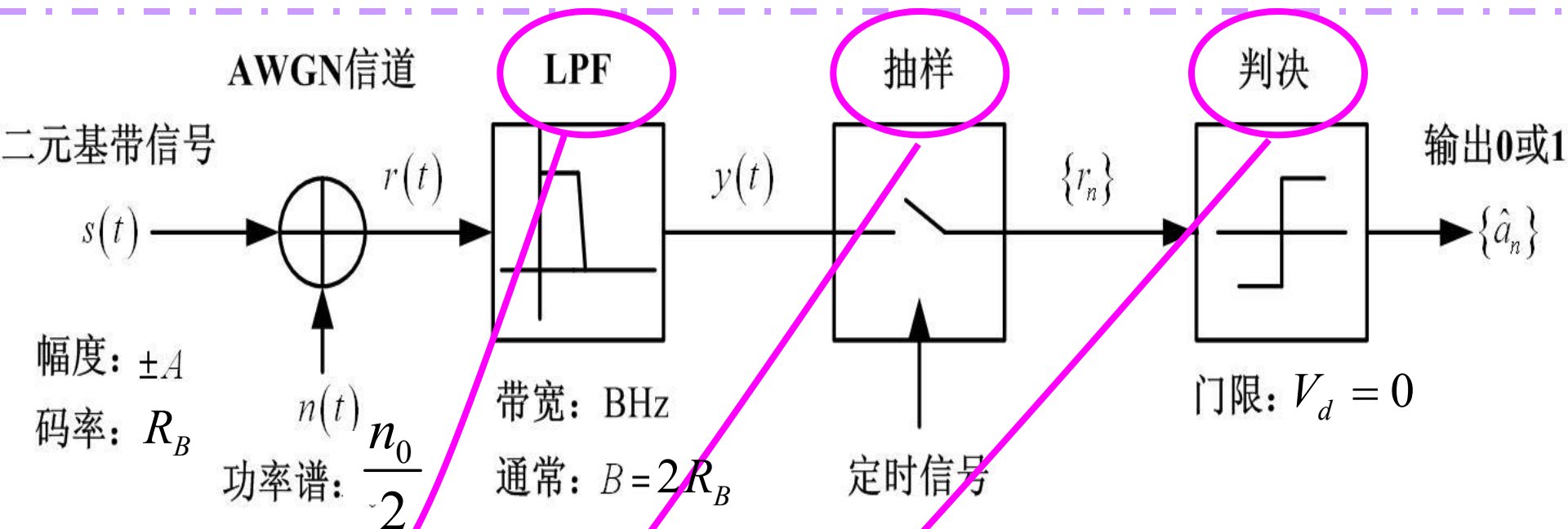
二元信号

PSD为 $\frac{n_0}{2}$ 的高斯白噪声

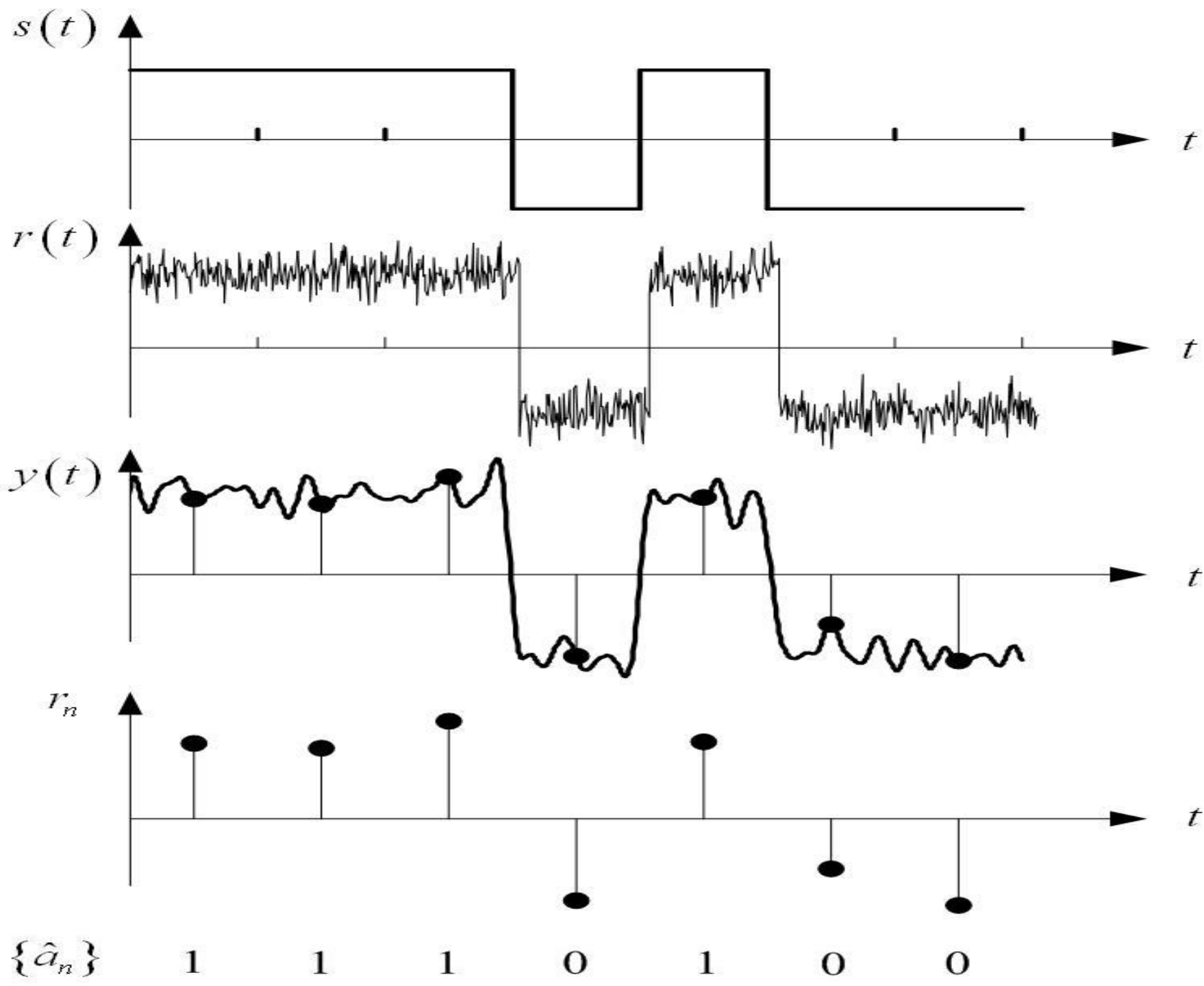


功率谱: $n_0 / 2$

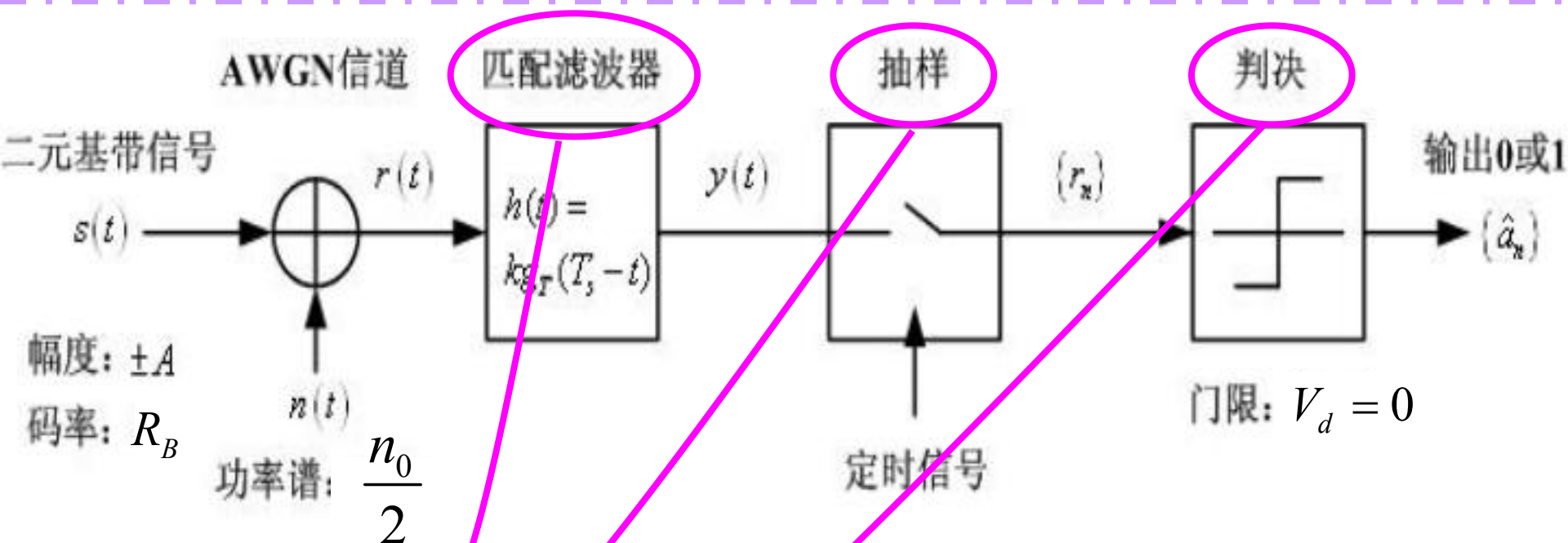
1) 利用低通滤波的基本接收方法



- (1) **LPF的带宽:** 保证信号通过; 尽量滤除噪声; 至少要求 $B \geq R_B$, 良好接收需 $B \geq 2R_B$
- (2) **抽样时刻:** 在时隙的中间抽样
- (3) **判决门限 V_d :** 取在两种脉冲电平的中间



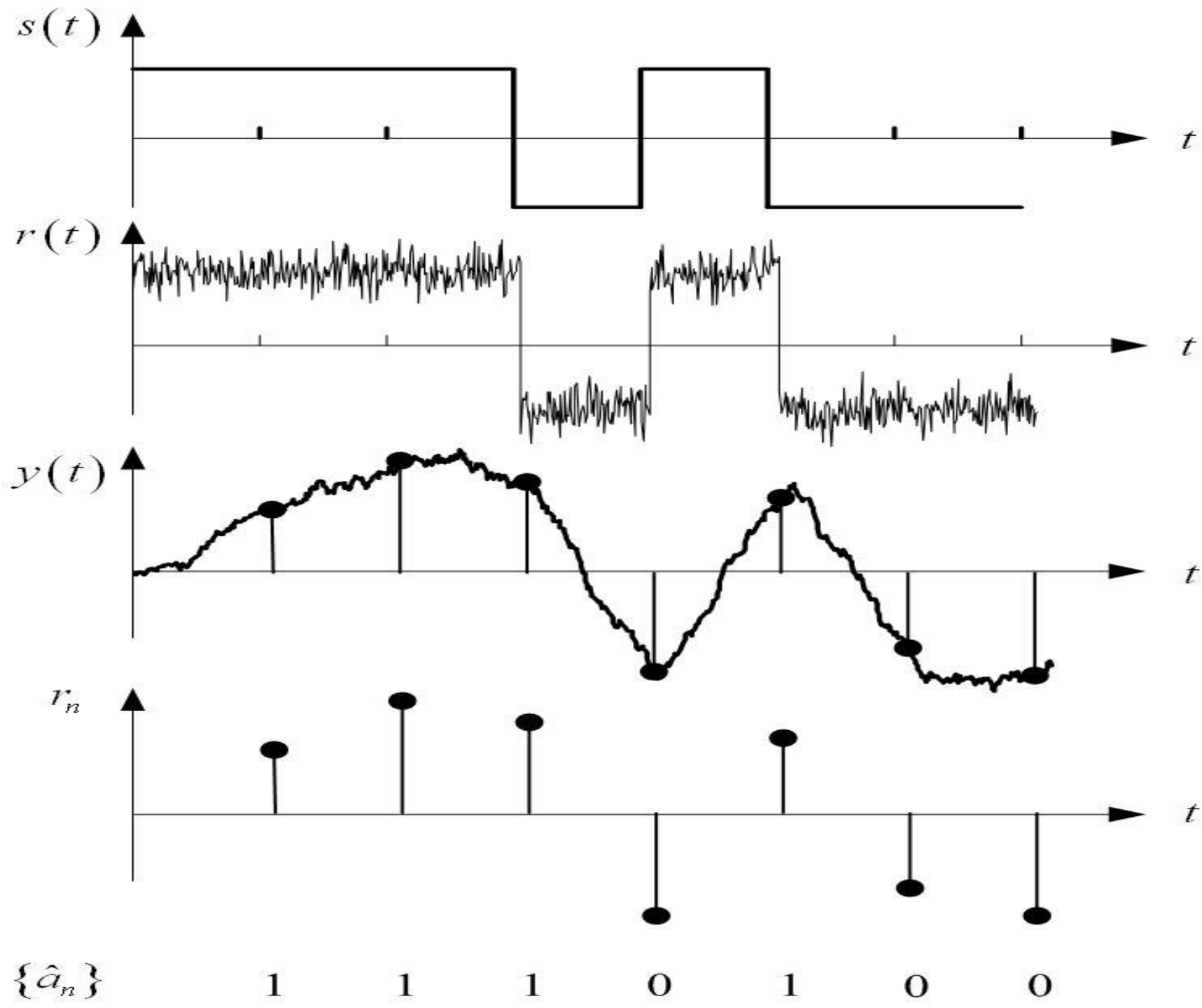
2) 利用匹配滤波的基本接收方法



(1) **MF的实现方式:** 积分器

(2) **抽样时刻:** 在时隙的末端抽样

(3) **判决门限 V_d :** 取在两种输出峰值的中间



2. 接收系统的误码性能

误码性能的度量指标:

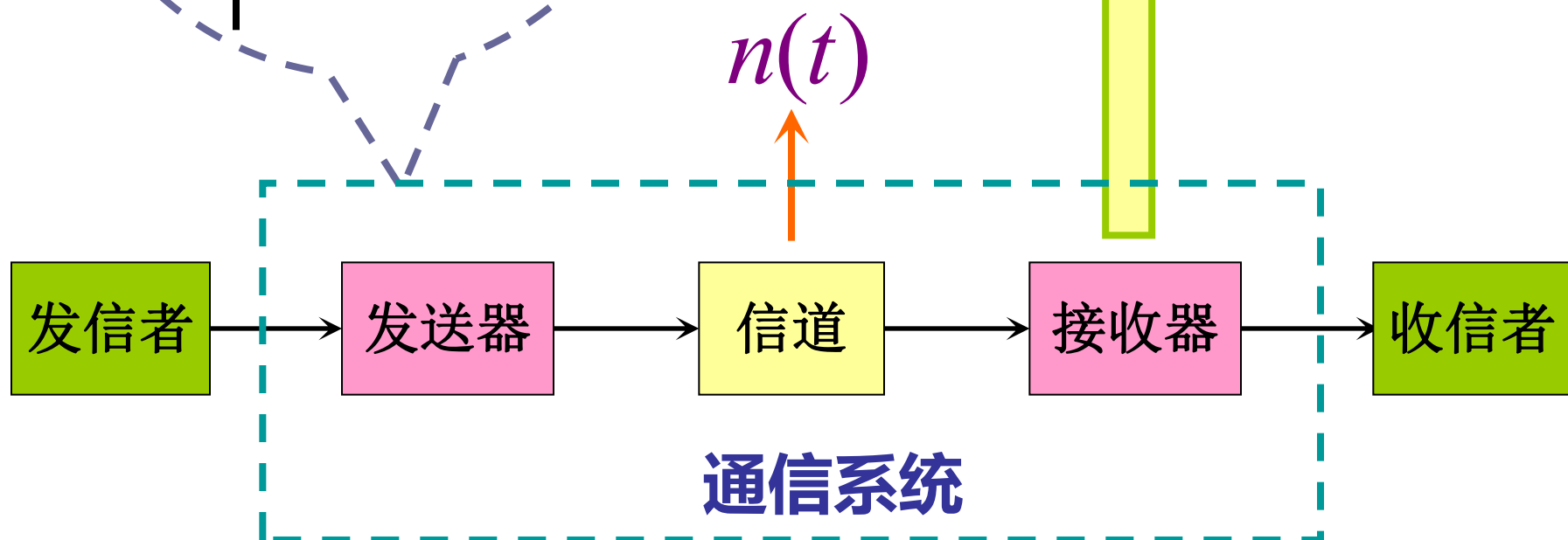
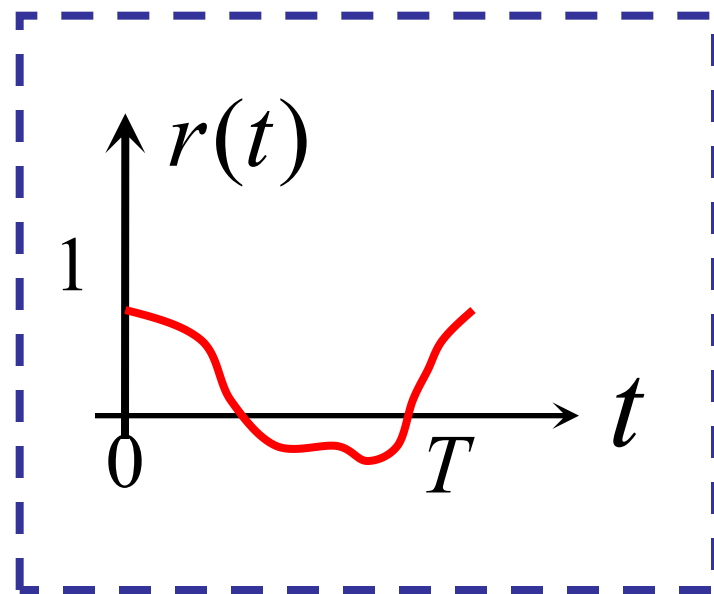
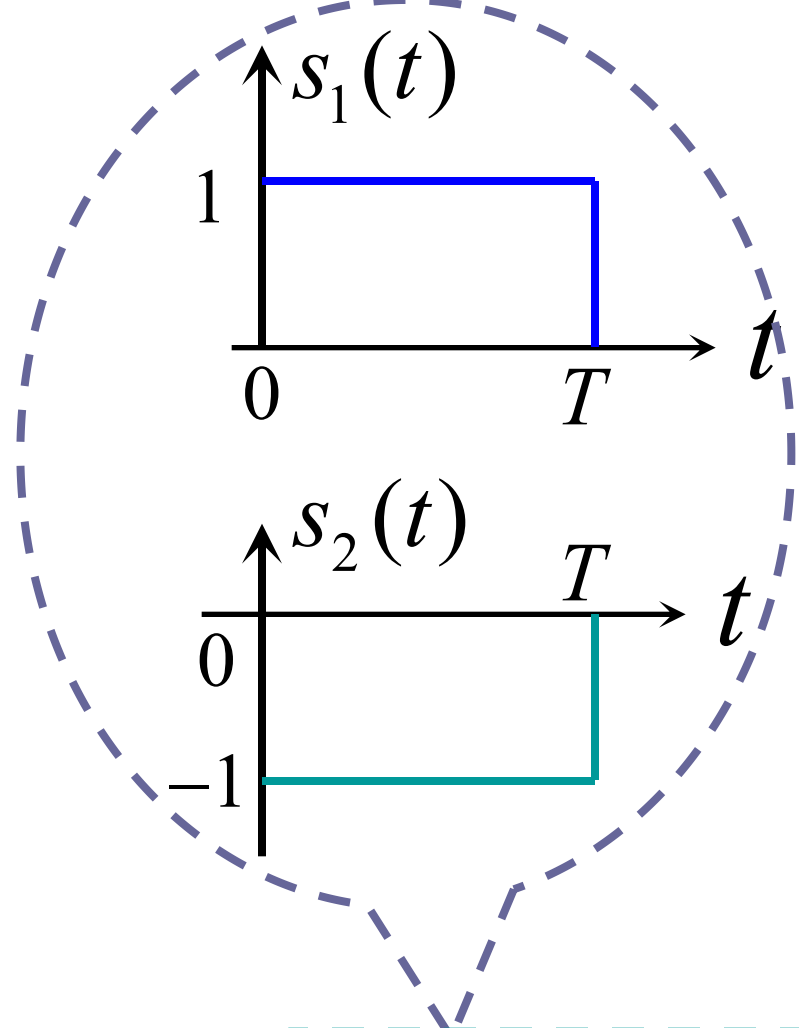
(1) 误码率或误符号率

$$P_e \approx \frac{\text{错误码元数目}}{\text{总传输的码元数目}}$$

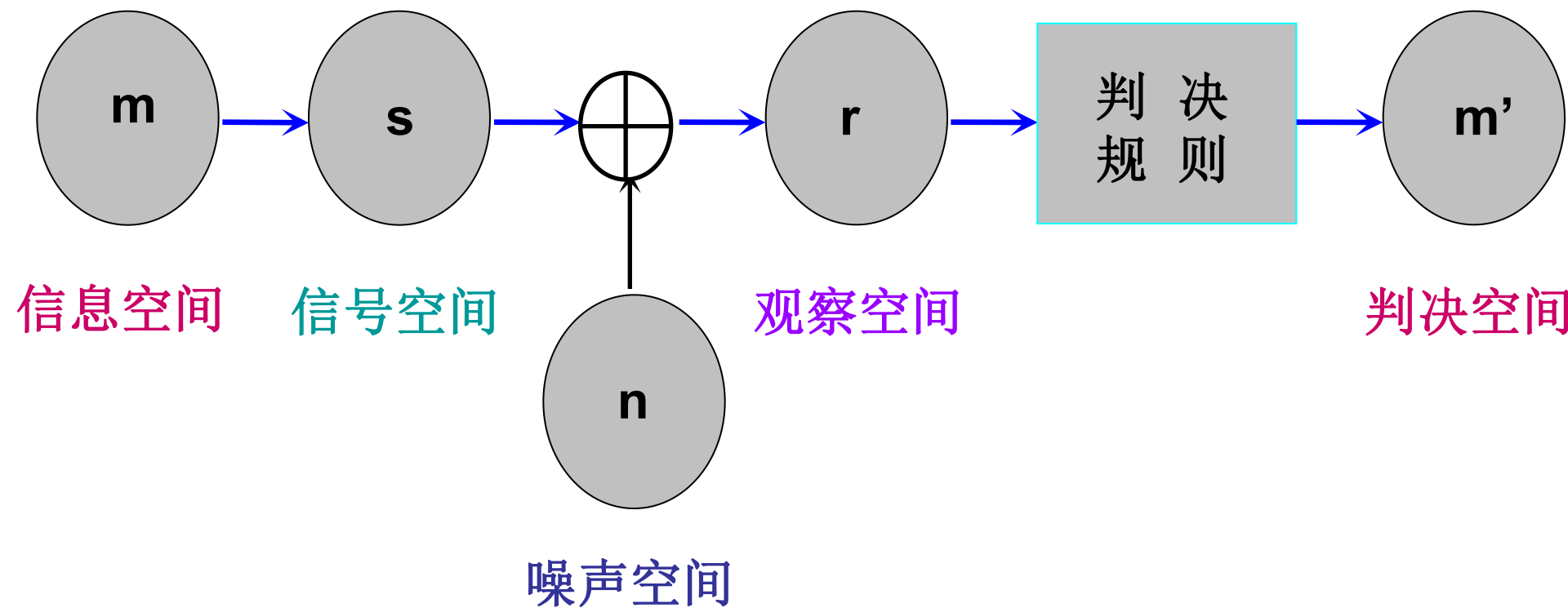
(2) 误比特率

$$P_b \approx \frac{\text{错误比特数目}}{\text{总传输的比特数目}}$$

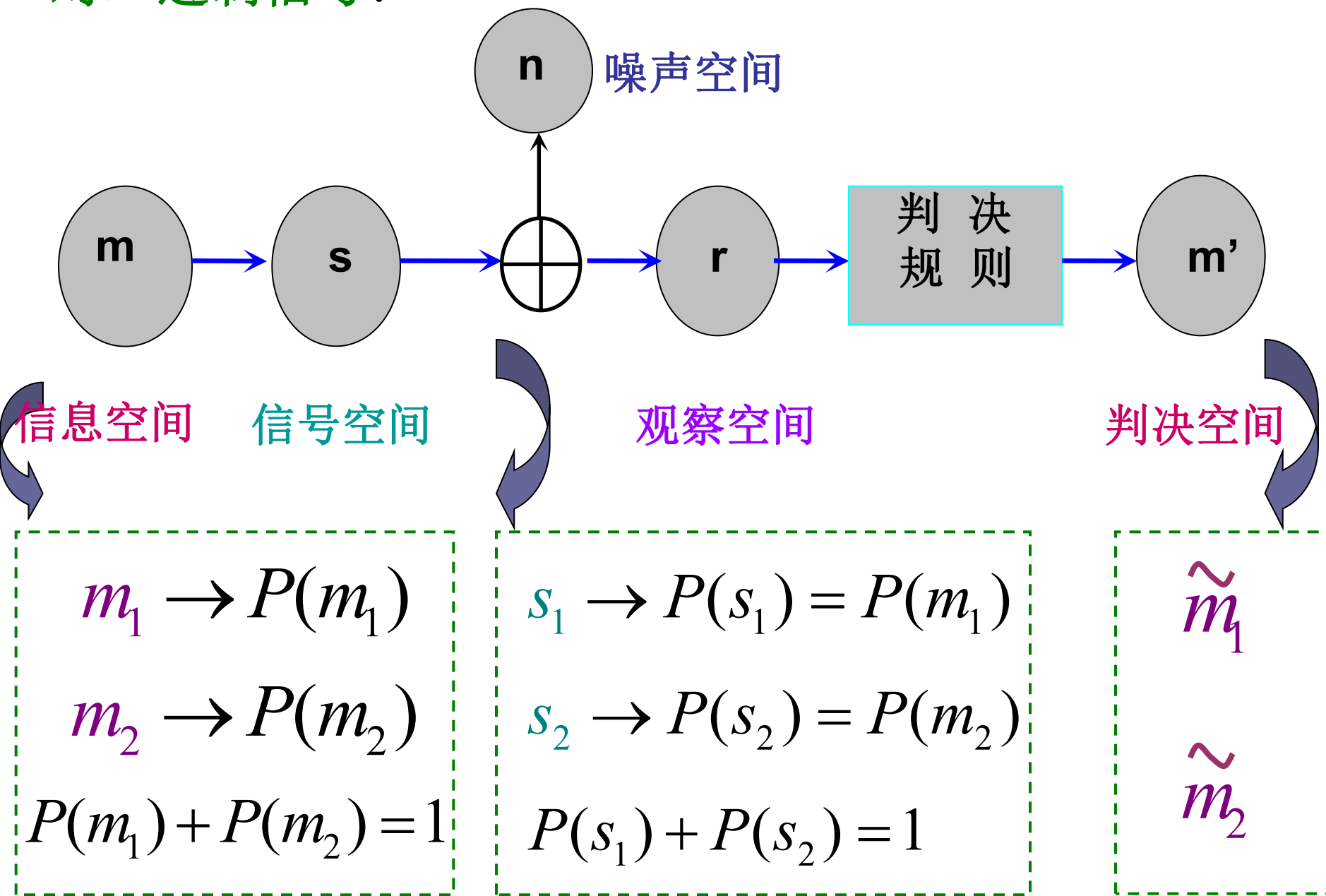
对于二元系统, $P_e = P_b$



接收原理:



对二进制信号:



3. 预备数学公式

误差函数:

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-\lambda^2} d\lambda$$

余补误差函数:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\lambda^2} d\lambda$$

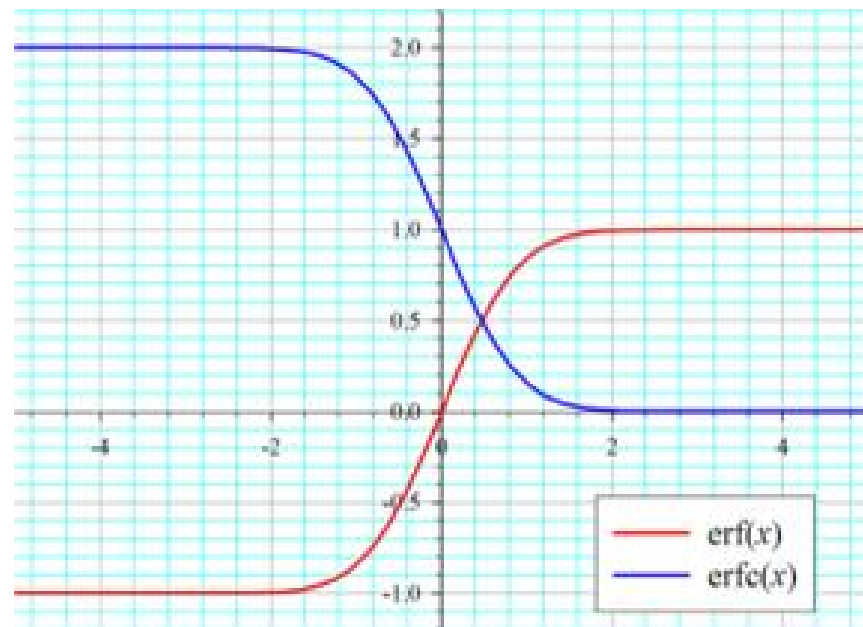
两函数的关系

$$\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x)$$

函数特性:

$$\operatorname{erf}(-x) = -\operatorname{erf}(x)$$

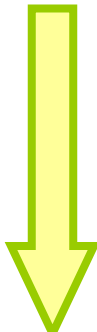
$$\operatorname{erf}(\infty) = 1 \quad \operatorname{erfc}(\infty) = 0$$



用误差函数表示高斯积分：

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-\lambda^2} d\lambda$$

$$\int_{-\infty}^V \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-A)^2}{2\sigma^2}} dx$$


$$\text{令 } \frac{x-A}{\sqrt{2}\sigma} = y \Rightarrow dx = \sqrt{2}\sigma dy \quad \begin{cases} x = V, A \\ y = \frac{V-A}{\sqrt{2}\sigma}, 0 \end{cases}$$

$$\int_{-\infty}^V \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-A)^2}{2\sigma^2}} dx = \int_{-\infty}^A \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-A)^2}{2\sigma^2}} dx + \int_A^V \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-A)^2}{2\sigma^2}} dx$$

$$= \frac{1}{2} + \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\frac{V-A}{\sqrt{2}\sigma}} e^{-y^2} dy = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{V-A}{\sqrt{2}\sigma}\right)$$

$$\text{erf}(-x) = -\text{erf}(x) \quad \text{erfc}(x) = 1 - \text{erf}(x)$$

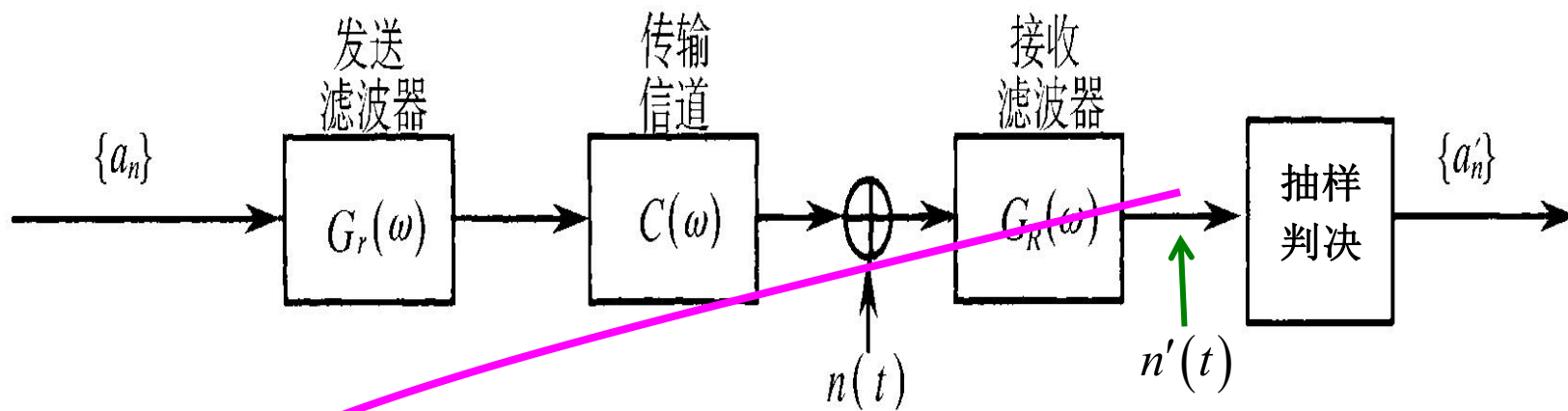
$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^V \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-A)^2}{2\sigma^2}} dx &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \text{erf}\left(\frac{V-A}{\sqrt{2}\sigma}\right) \\ &= \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{erf}\left(\frac{A-V}{\sqrt{2}\sigma}\right) = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{A-V}{\sqrt{2}\sigma}\right) \end{aligned}$$

同理可得

$$\begin{aligned} \int_V^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x+A)^2}{2\sigma^2}} dx &= \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{erf}\left(\frac{V+A}{\sqrt{2}\sigma}\right) \\ &= \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{A+V}{\sqrt{2}\sigma}\right) \end{aligned}$$

4. 分析模型

$n(t)$ — 零均值AWGN，功率谱为 $n_0/2$ 。



判决输入 $n'(t)$ 为零均值平稳高斯噪声，功率谱密度为

$$P_{n'}(f) = \frac{n_0}{2} |G_R(f)|^2$$

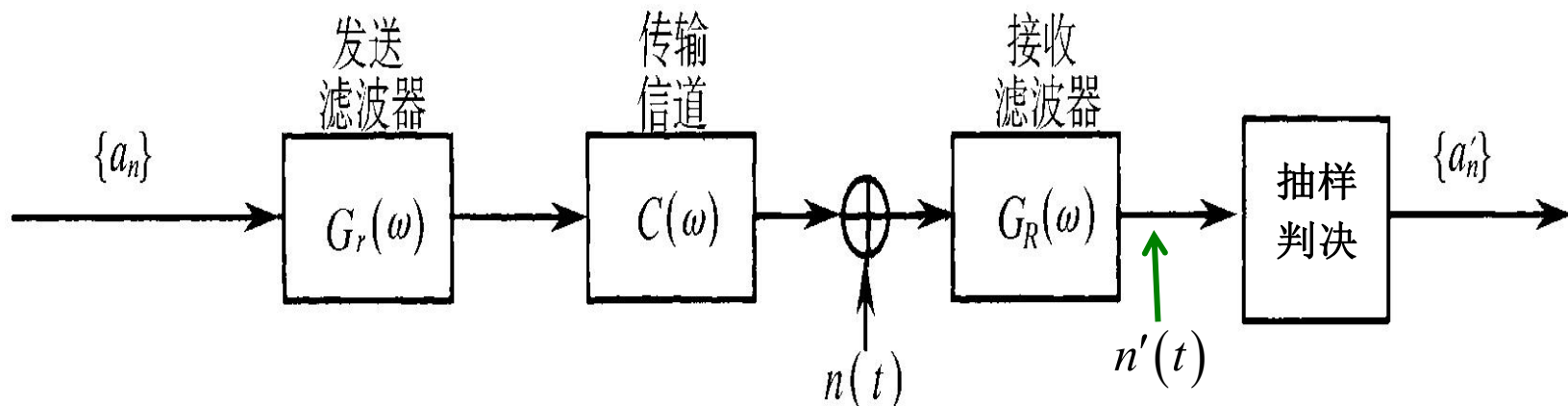
方差（噪声平均功率）为 $\sigma_{n'}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{n_0}{2} |G_R(f)|^2 df$

故 $n'(t)$ 瞬时值的一维概率密度函数为

$$f(U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{n'}} e^{-U^2 / 2\sigma_{n'}^2}$$

式中， U — 噪声的瞬时取值 $n'(kT_B)$ 。

6.5.1 二进制双极性基带系统



设：双极性信号在抽样时刻的电平取值为 $+A$ 或 $-A$
(分别对应信码“1”或“0”)

则在一个码元持续时间内，抽样判决器输入端的
(信号+噪声)波形 $x(t)$ 在抽样时刻的取值为：

$$x(kT_B) = \begin{cases} A + n'(kT_B), & \text{发送“1”时} \\ -A + n'(kT_B), & \text{发送“0”时} \end{cases}$$

即接收端抽样值为

$$x(kT_B) = \begin{cases} A + n'(kT_B), & \text{发送“1”时} \\ -A + n'(kT_B), & \text{发送“0”时} \end{cases}$$

则抽样值为高斯随机变量，其均值和方差为：

$$x(kT_B) = \begin{cases} A + n'(kT_B), & \text{发送“1”时} \\ \quad \rightarrow \text{均值} A, \text{方差} \sigma_{n'}^2 \\ -A + n'(kT_B), & \text{发送“0”时} \\ \quad \rightarrow \text{均值} -A, \text{方差} \sigma_{n'}^2 \end{cases}$$

$$x(kT_B) = \begin{cases} A + n'(kT_B), & \text{发送“1”时} \\ \rightarrow \text{均值} A, \text{方差} \sigma_{n'}^2 \\ -A + n'(kT_B), & \text{发送“0”时} \\ \rightarrow \text{均值} -A, \text{方差} \sigma_{n'}^2 \end{cases}$$

当发送“1”时， $A + n'(kT_B)$ 的概率密度函数为

$$f_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{n'}} \exp\left(-\frac{(x-A)^2}{2\sigma_{n'}^2}\right)$$

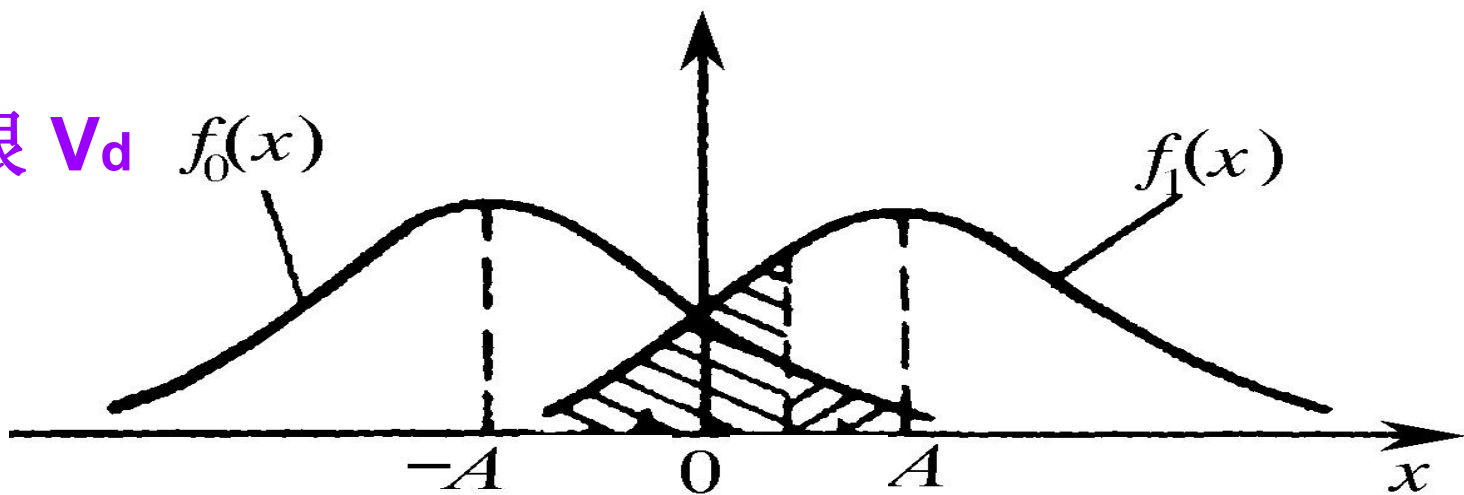
当发送“0”时， $-A + n'(kT_B)$ 的概率密度函数为

$$f_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{n'}} \exp\left(-\frac{(x+A)^2}{2\sigma_{n'}^2}\right)$$

$$f_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{n'}} \exp\left(-\frac{(x+A)^2}{2\sigma_{n'}^2}\right)$$

$$f_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{n'}} \exp\left(-\frac{(x-A)^2}{2\sigma_{n'}^2}\right)$$

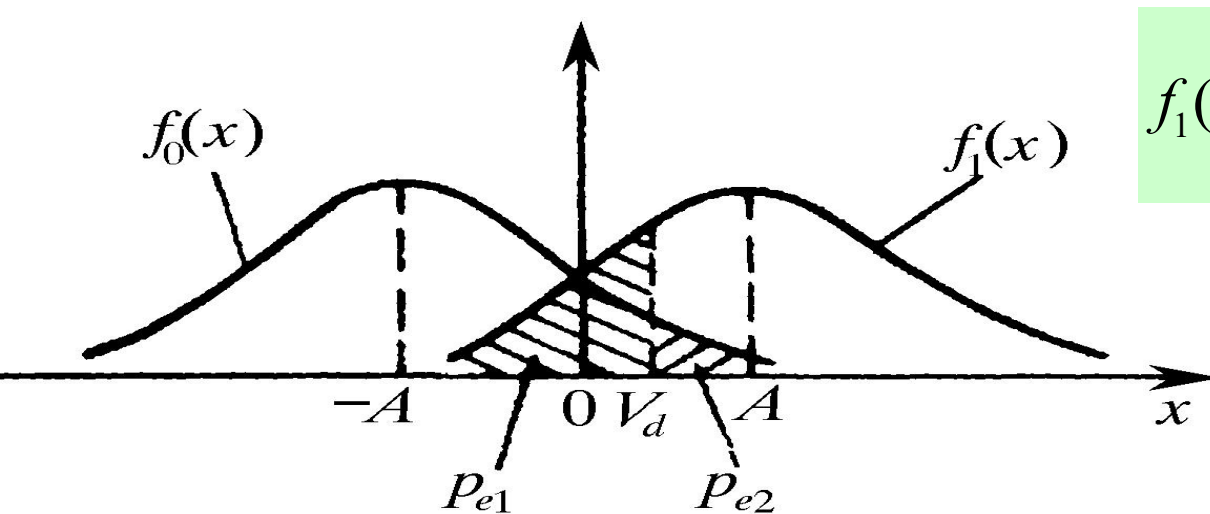
判决门限 V_d



判决规则:

对 “1” 码 $\begin{cases} \text{当 } x > V_d & \text{判为 “1” 码 (正确)} \\ \text{当 } x < V_d & \text{判为 “0” 码 (错误)} \end{cases}$

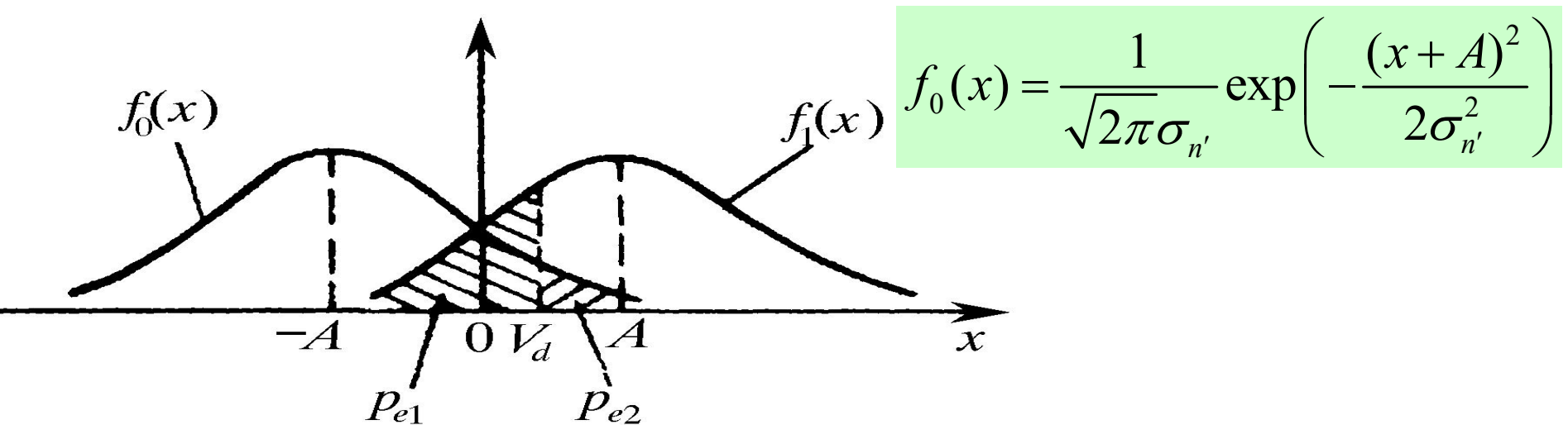
对 “0” 码 $\begin{cases} \text{当 } x < V_d & \text{判为 “0” 码 (正确)} \\ \text{当 } x > V_d & \text{判为 “1” 码 (错误)} \end{cases}$



$$f_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{n'}} \exp\left(-\frac{(x-A)^2}{2\sigma_{n'}^2}\right)$$

发“1”错判为“0”的概率为：

$$\begin{aligned} P(0 / 1) &= P(x < V_d) = \int_{-\infty}^{V_d} f_1(x) dx \\ &= \int_{-\infty}^{V_d} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{n'}} \exp\left(-\frac{(x-A)^2}{2\sigma_{n'}^2}\right) dx \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A-V_d}{\sqrt{2}\sigma_{n'}}\right) \end{aligned}$$



发“0”错判为“1”的概率为：

$$\begin{aligned}
 P(1/0) &= P(x > V_d) = \int_{V_d}^{\infty} f_0(x) dx \\
 &= \int_{V_d}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{n'}} \exp\left(-\frac{(x+A)^2}{2\sigma_{n'}^2}\right) dx \\
 &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A+V_d}{\sqrt{2}\sigma_{n'}}\right)
 \end{aligned}$$

- 假设信源发送“1”码的概率为 $P(1)$

发送“0”码的概率为 $P(0)$

则二进制基带传输系统的总误码率为：

$$P_e = P(1)P(0/1) + P(0)P(1/0)$$

可见：误码率与 $P(1)$ 、 $P(0)$ ，信号峰值 A ，噪声功率 σ_n^2 ，以及判决门限电平 V_d 有关。

因此：可以找到一个使误码率最小的判决门限电平，称为最佳门限电平。

$$P(0/1) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A - V_d}{\sqrt{2}\sigma_n} \right)$$

$$P(1/0) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A + V_d}{\sqrt{2}\sigma_n} \right)$$

$$P_e = P(1) \int_{-\infty}^{V_d} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{n'}}} e^{-\frac{(x-A)^2}{2\sigma_{n'}^2}} dx + P(0) \int_{V_d}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{n'}}} e^{-\frac{(x+A)^2}{2\sigma_{n'}^2}} dx$$

$$\text{令 } \frac{\partial P_e}{\partial V_d} = 0$$

$$\frac{\partial P_e}{\partial V_d} = P(1) \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{n'}}} e^{-\frac{(V_d-A)^2}{2\sigma_{n'}^2}} - P(0) \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{n'}}} e^{-\frac{(V_d+A)^2}{2\sigma_{n'}^2}} = 0$$

$$e^{-\frac{(V_d-A)^2}{2\sigma_{n'}^2}} + \frac{(V_d+A)^2}{2\sigma_{n'}^2} = \frac{P(0)}{P(1)} \Rightarrow -\frac{(V_d-A)^2}{2\sigma_{n'}^2} + \frac{(V_d+A)^2}{2\sigma_{n'}^2} = \ln \frac{P(0)}{P(1)}$$

$$4AV_d = 2\sigma_{n'}^2 \ln \frac{P(0)}{P(1)} \Rightarrow V_d = \frac{\sigma_{n'}^2}{2A} \ln \frac{P(0)}{P(1)}$$

若 $P(1) = P(0) = 1/2$ ， 则有 $V_d=0$

若 $P(1) = P(0) = 1/2$ ， 则有 $V_d=0$

这时，基带传输系统总误码率为：

$$P_e = P(1)P(0/1) + P(0)P(1/0)$$

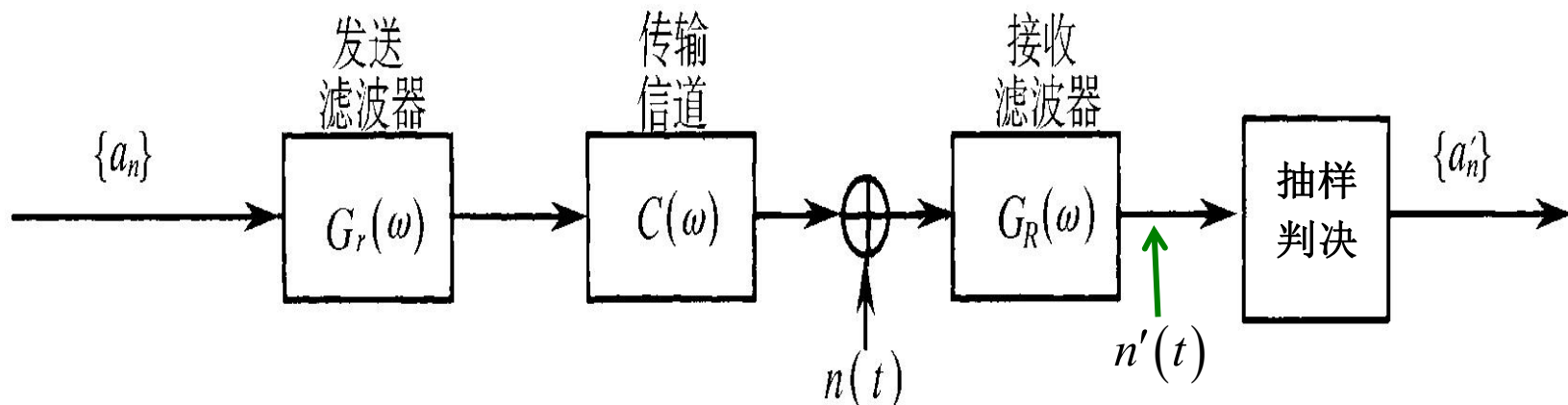
$$= \frac{1}{2} [P(0/1) + P(1/0)]$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A}{\sqrt{2}\sigma_{n'}} \right)$$

$$\begin{aligned} P(0/1) &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A-V_d}{\sqrt{2}\sigma_{n'}} \right) \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A-0}{\sqrt{2}\sigma_{n'}} \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P(1/0) &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A+V_d}{\sqrt{2}\sigma_{n'}} \right) \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A+0}{\sqrt{2}\sigma_{n'}} \right) \end{aligned}$$

6.5.2 二进制单极性基带系统



设：单极性信号在抽样时刻的电平取值为+A或0
(分别对应信码“1”或“0”)

则在一个码元持续时间内，抽样判决器输入端的
(信号+噪声)波形 $x(t)$ 在抽样时刻的取值为：

$$x(kT_B) = \begin{cases} A + n'(kT_B), & \text{发送“1”时} \\ 0 + n'(kT_B), & \text{发送“0”时} \end{cases}$$

即接收端抽样值为

$$x(kT_B) = \begin{cases} A + n'(kT_B), & \text{发送“1”时} \\ 0 + n'(kT_B), & \text{发送“0”时} \end{cases}$$

则抽样值为高斯随机变量，其均值和方差为：

$$x(kT_B) = \begin{cases} A + n'(kT_B), & \text{发送“1”时} \\ \quad \rightarrow \text{均值} A, \text{方差} \sigma_{n'}^2 \\ 0 + n'(kT_B), & \text{发送“0”时} \\ \quad \rightarrow \text{均值} 0, \text{方差} \sigma_{n'}^2 \end{cases}$$

$$x(kT_B) = \begin{cases} A + n'(kT_B), & \text{发送“1”时} \\ \rightarrow \text{均值} A, \text{方差} \sigma_{n'}^2 \\ 0 + n'(kT_B), & \text{发送“0”时} \\ \rightarrow \text{均值} 0, \text{方差} \sigma_{n'}^2 \end{cases}$$

当发送“1”时， $A + n'(kT_B)$ 的概率密度函数为

$$f_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{n'}} \exp\left(-\frac{(x-A)^2}{2\sigma_{n'}^2}\right)$$

当发送“0”时， $0 + n'(kT_B)$ 的概率密度函数为

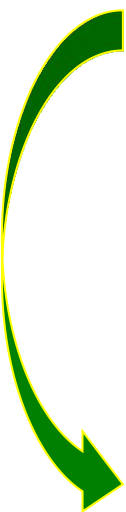
$$f_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{n'}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_{n'}^2}\right)$$

这时，基带传输系统总误码率为：

$$\int_{-\infty}^V \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-A)^2}{2\sigma^2}} dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A-V}{\sqrt{2}\sigma}\right)$$
$$\int_V^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x)^2}{2\sigma^2}} dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{V}{\sqrt{2}\sigma}\right)$$

$$P_e = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{V_d} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{n'}} e^{-\frac{(x-A)^2}{2\sigma_{n'}^2}} dx + \frac{1}{2} \int_{V_d}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{n'}} e^{-\frac{(x)^2}{2\sigma_{n'}^2}} dx$$
$$= \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{A-V_d}{\sqrt{2}\sigma_{n'}}\right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{V_d}{\sqrt{2}\sigma_{n'}}\right)$$

若 $P(1) = P(0) = 1/2$ ，有 $V_d = A/2$


$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma_{n'}}\right)$$

- 单极性与双极性的比较

二进制单极性码	二进制双极性码
$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma_{n'}}\right)$	$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{\sqrt{2}\sigma_{n'}}\right)$
$V_d^* \approx \frac{A}{2}$ <p>与信号幅度有关</p>	$V_d^* = 0$ <p>与信号幅度无关</p>

单极性系统与双极性系统性能比较:

比较条件: 发送功率 P_s 相同

噪声功率谱 n_0 相同

信号波特率 R_B 相同

$$\text{单}P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma_{n'}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{2}\sqrt{\frac{A^2/2}{\sigma_{n'}^2}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{2}\sqrt{\frac{P_s}{n_0 B_{LPF}}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{2}\sqrt{\frac{P_s}{n_0 R_B}}\right)$$

$$\text{双}P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{\sqrt{2}\sigma_{n'}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{A^2}{\sigma_{n'}^2}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\sqrt{\frac{P_s}{n_0 B_{LPF}}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\sqrt{\frac{P_s}{n_0 R_B}}\right)$$

结论: 双极性系统比单极性系统的抗噪性能好。

第6章 数字基带传输系统

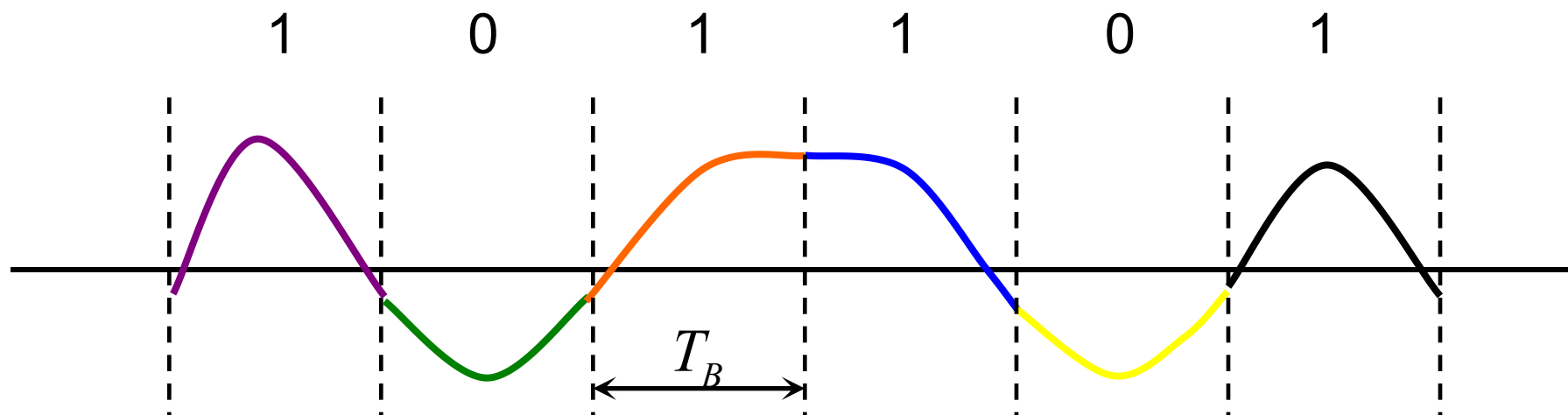
数字基带传输----运用各种基带信号传输数字序列

- 6.1 数字基带信号及其频谱特性
- 6.2 基带传输的常用码型
- 6.3 数字基带信号传输与码间串扰
- 6.4 无码间串扰的基带传输特性
- 6.5 基带传输系统的抗噪声性能
- 6.6 眼图

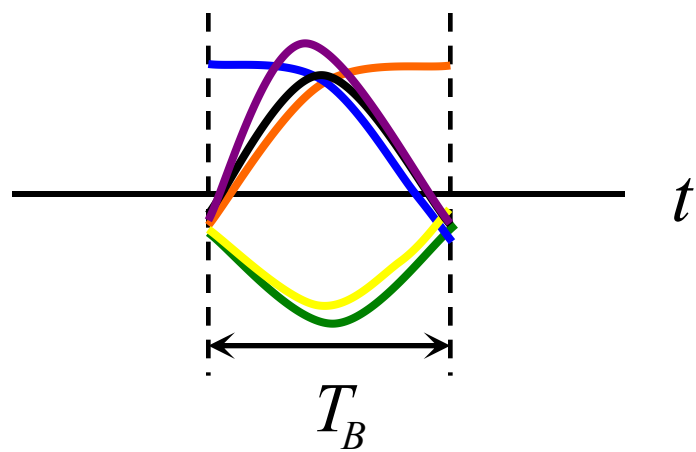
6.6 眼图

1. 眼图的引入

- 在实际应用中需要简便的**实验手段**来定性评价系统性能。
- **眼图**通过用示波器观察接收端的基带信号波形，从而估计和调整系统性能。
- 因为在传输二进制信号波形时，示波器显示的图形很像人的眼睛，故名“眼图”。
- **具体方法**：示波器跨接在抽样判决器的输入端，使水平扫描周期与接收码元的周期同步。



(a) 波形



(b) 眼图

示波器测量的信号：一些位或某一段时间的波形，反映的细节信息；

眼图测量的信号：反映的链路上传输的所有数字信号的整体特征。

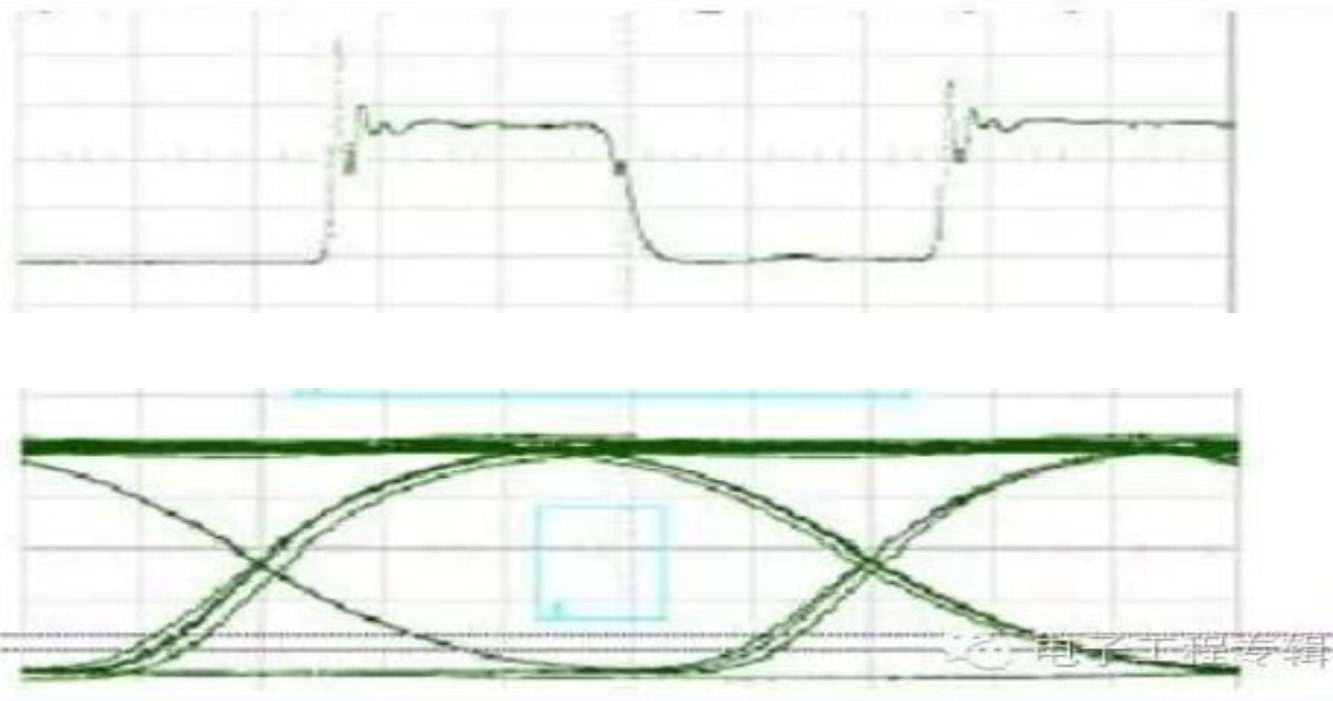
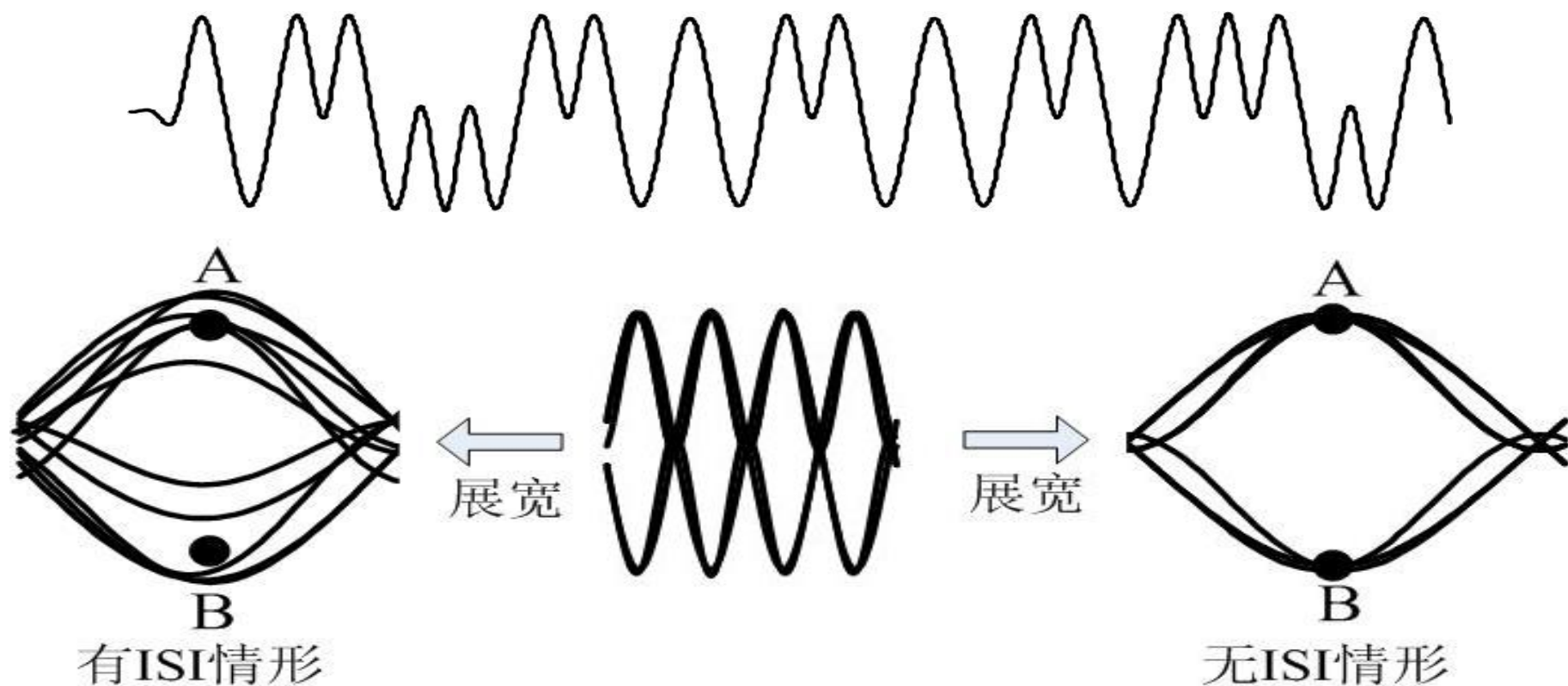


图 示波器中的信号（上）与眼图（下）

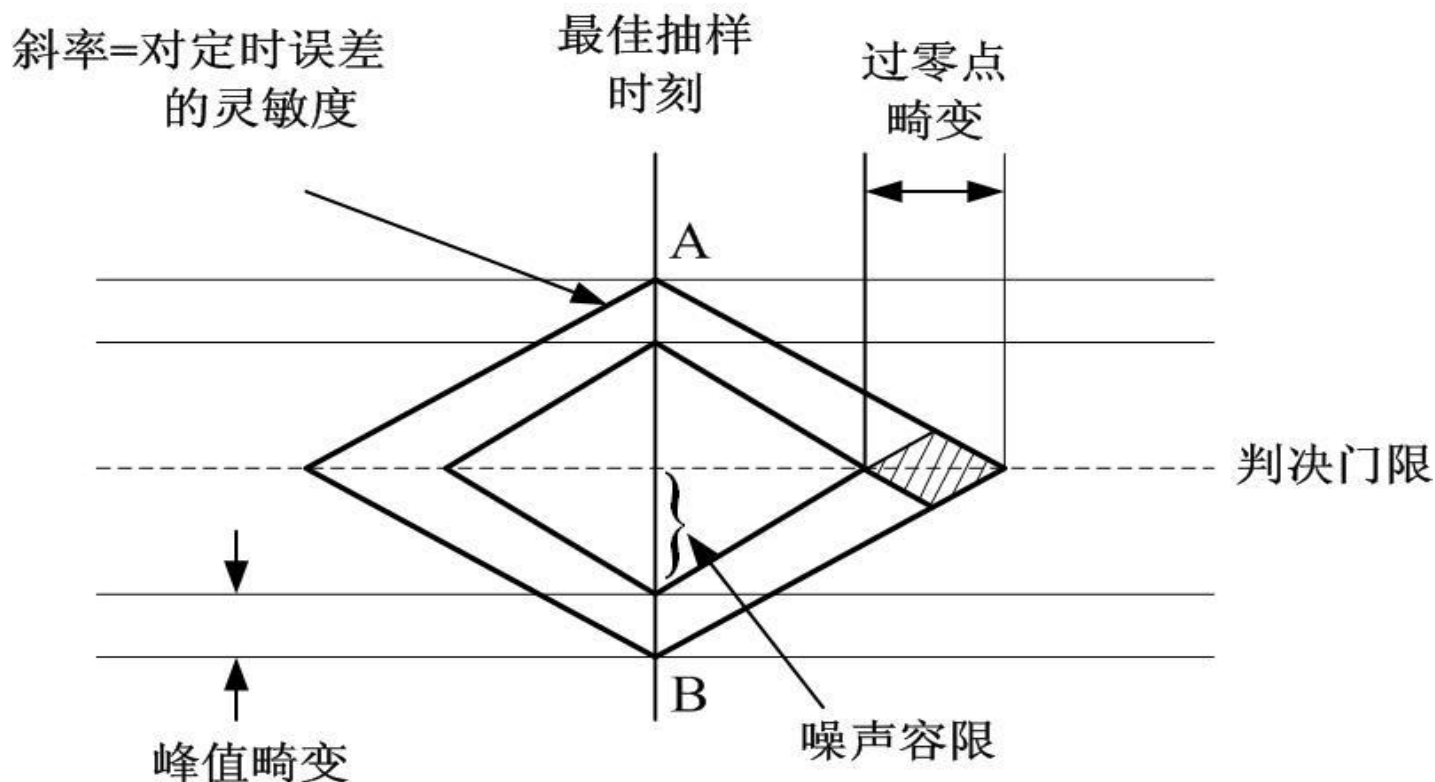
2. 眼图的作用

眼图 — 示波器上**基带信号波形**呈现为**类似人眼的图案**。

评价**基带传输系统性能**的一种定性而方便的**实验方法**。

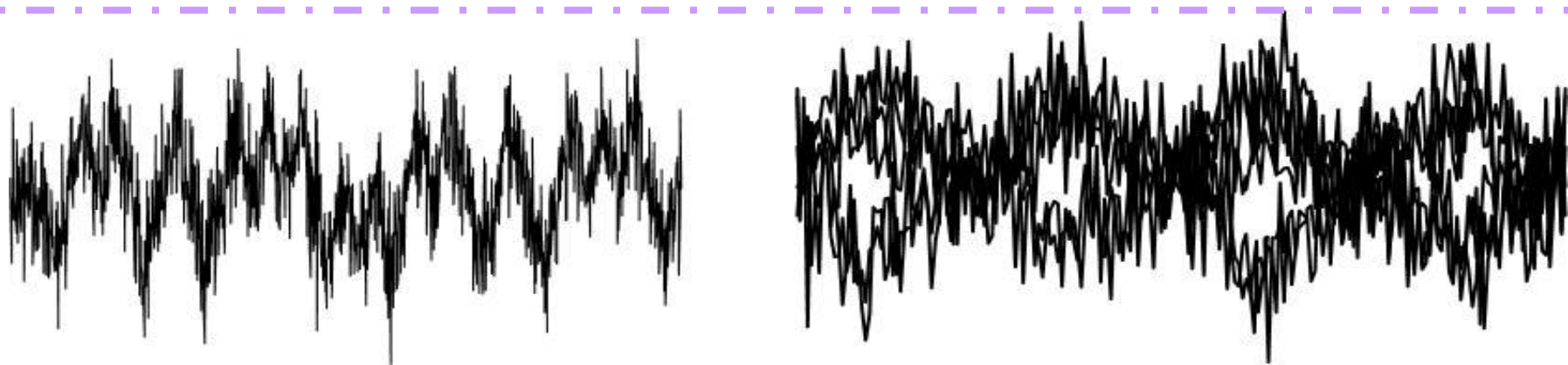


3. 眼图的模型

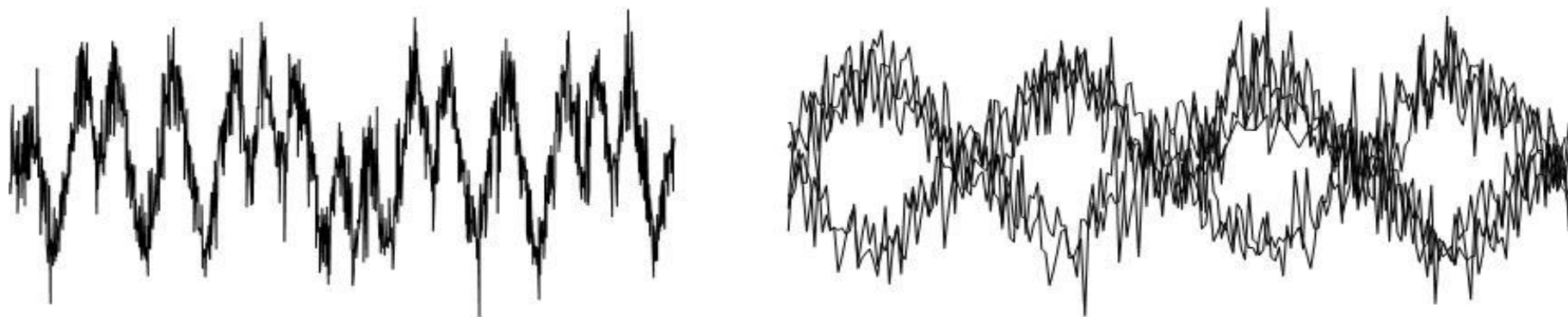


- (1) “眼睛”张得愈开，质量愈好；
- (2) “眼睛”张开高度——系统可提供的噪声容限；
- (3) “眼睛”张开宽度——接收波形可抽样的时间范围；
- (4) “眼线”顶部斜率——接收波形对定时的敏感程度。

4. 眼图的例子

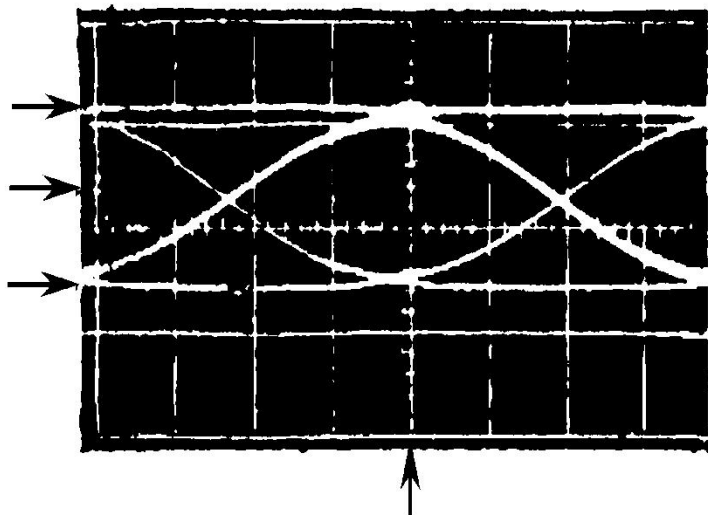


(1) 误码率高的基带信号对应的眼图

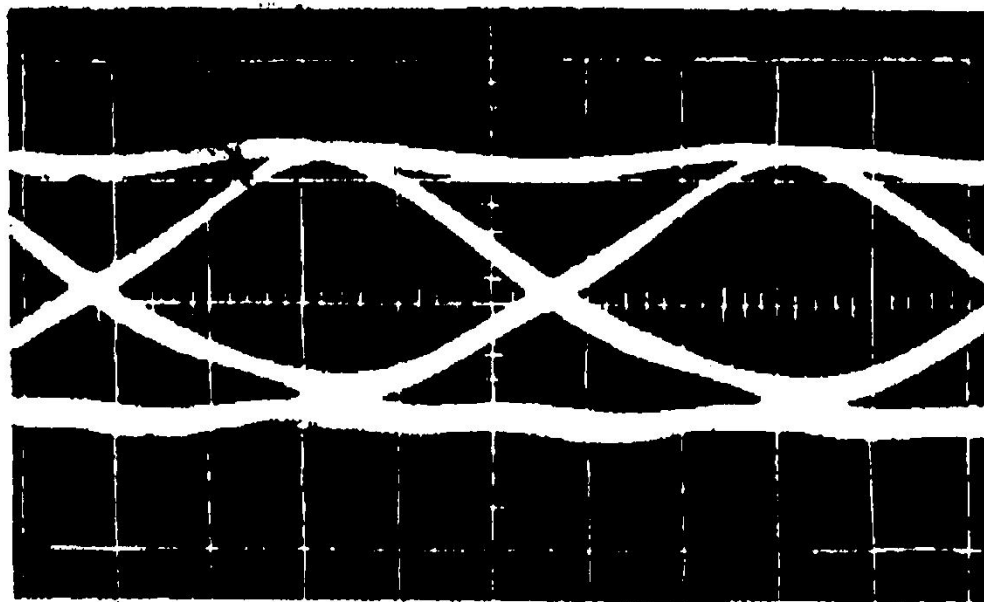


(2) 误码率低的基带信号对应的眼图

— 眼图照片



(a)



(b)

- 图(a)无噪声和无码间干扰
- 图(b)有噪声和码间干扰

数字基带调制系统

基带信号波形

单极性波形、双极性波形、单极性归零波形、双极性归零波形、差分波形、多电平波形

常用码型

AMI码、HDB3码、双相码、差分双相码、密勒码、CMI码、快编码 (nBmB、nBmT)

码间串扰 (InterSymbol Interference, ISI)

定义

前面码元波形的拖尾蔓延至当前码元的抽样时刻上，从而对当前码元的判决产生干扰

产生原因

由于系统传输总特性不理想，导致码元的波形畸变、展宽和拖尾

无ISI基带传输系统

条件

时域条件

冲激响应波形 $h(t)$ 仅在本码元的抽样时刻上有最大值，并在其他码元的抽样时刻上均为0

频域条件

奈奎斯特 (Nyquist) 第一准则

传输特性

理想低通系统

余弦滚降系统

部分响应系统

抗噪声性能

二进制双极性基带系统

二进制单极性基带系统

眼图

定性评价

若“眼睛”线迹细而清晰，且张开度越大，则系统性能越好；反之越差

均衡

频域均衡

时域均衡

峰值失真准则

均方失真准则