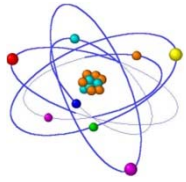


# 通信原理基础

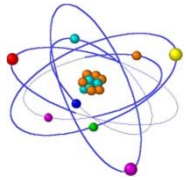
## 第1章 绪论



# 第1章 绪论

## ● 1.1 通信的基本概念

- 通信的目的：传递**消息**中所包含的**信息**。
- **消息**：是物质或精神状态的一种反映，例如语音、文字、音乐、数据、图片或活动图像等。
- **信息**：是消息中包含的有效内容。
- 实现通信的方式和手段：
  - ◆ 非电的：如旌旗、消息树、烽火台...
  - ◆ 电的：如电报、电话、广播、电视、遥控、遥测、因特网和计算机通信等。



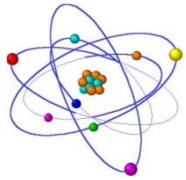
# 第1章 绪论

## ■ 电信发明史

- ◆ 1837年：莫尔斯发明有线电报
- ◆ 1876年：贝尔发明有线电话
- ◆ 1918年：调幅无线电广播、超外差接收机问世
- ◆ 1936年：商业电视广播开播

... ..

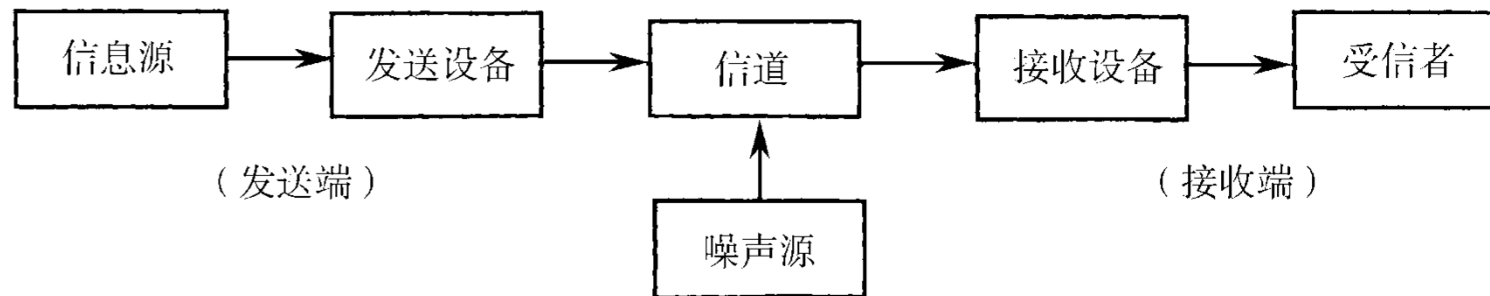
- 后面讲述中，“通信”这一术语是指“电通信”，包括光通信，因为光也是一种电磁波。
- 在电通信系统中，消息的传递是通过电信号来实现的。



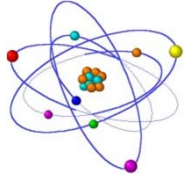
# 第1章 绪论

## ● 1.2 通信系统的组成

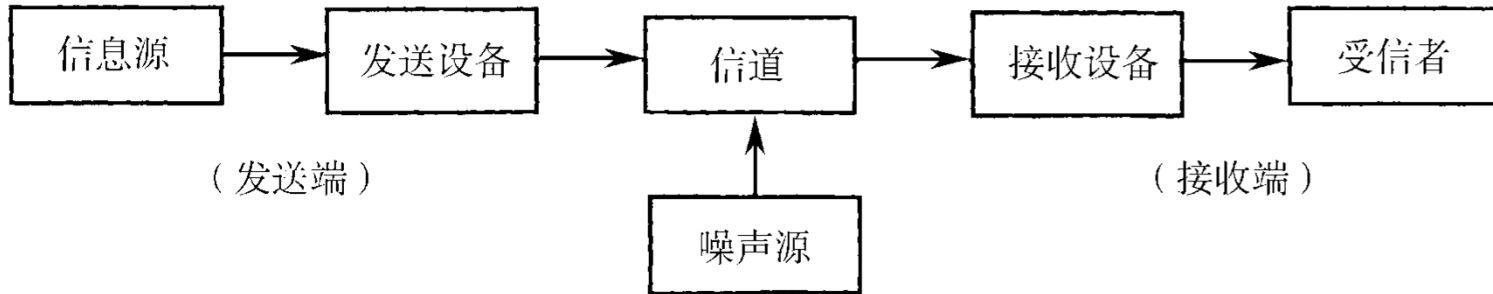
### ■ 1.2.1 通信系统的一般模型



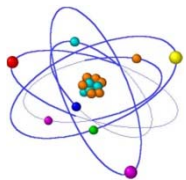
- ◆ **信息源**（简称信源）：把各种消息转换成原始电信号，如麦克风。信源可分为模拟信源和数字信源。
- ◆ **发送设备**：产生适合于在信道中传输的信号。
- ◆ **信道**：将来自发送设备的信号传送到接收端的物理媒质。分为有线信道和无线信道两大类。
- ◆ **噪声源**：集中表示分布于通信系统中各处的噪声。



# 第1章 绪论



- ◆ 接收设备：从受到减损的接收信号中正确恢复出原始电信号。
- ◆ 受信者（信宿）：把原始电信号还原成相应的消息，如扬声器等。



# 第1章 绪论

## ■ 1.2.2 模拟通信系统模型和数字通信系统模型

### ◆ 模拟信号和数字信号

- 模拟信号：代表消息的信号参量取值连续，例如麦克风输出电压：

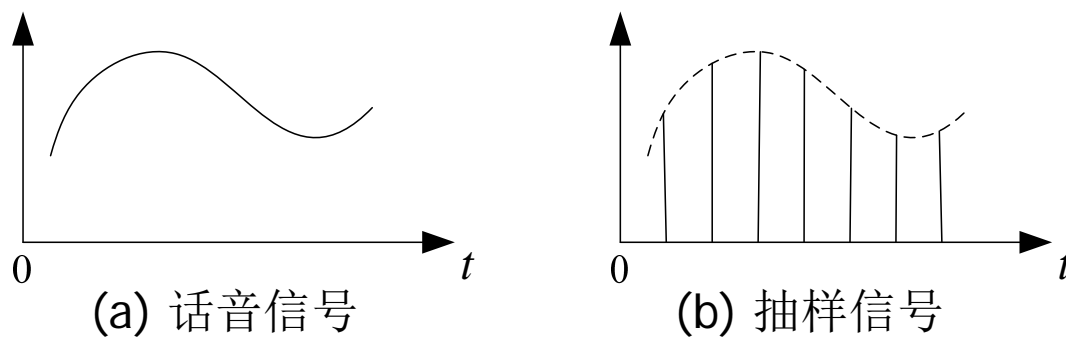
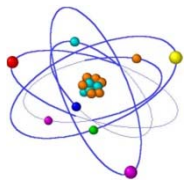


图 模拟信号



# 第1章 绪论

- 数字信号：代表消息的信号参量取值为有限个，例如电报信号、计算机输入输出信号：

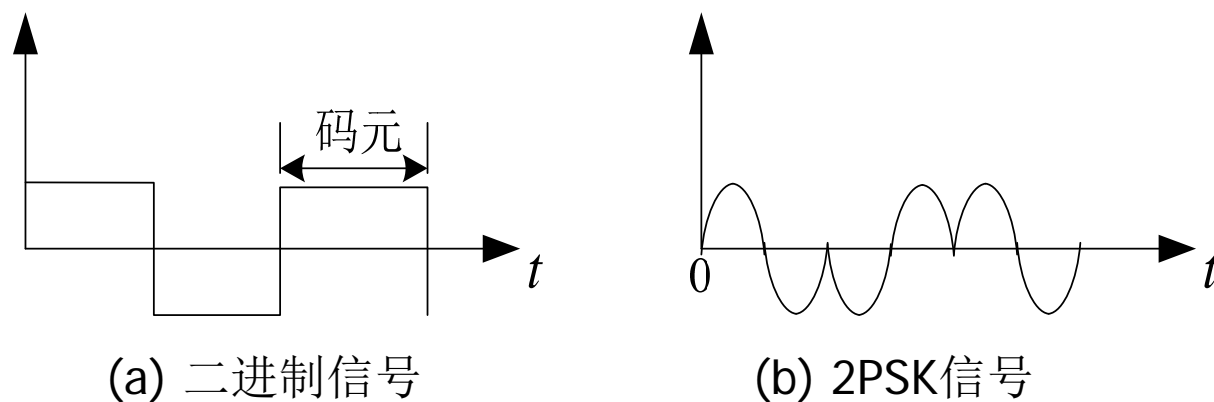
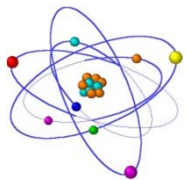


图 数字信号

- ◆ 通常，按照信道中传输的是模拟信号还是数字信号，相应地把通信系统分为模拟通信系统和数字通信系统。



# 第1章 绪论

## ◆ 模拟通信系统模型

- 模拟通信系统是利用模拟信号来传递信息的通信系统：

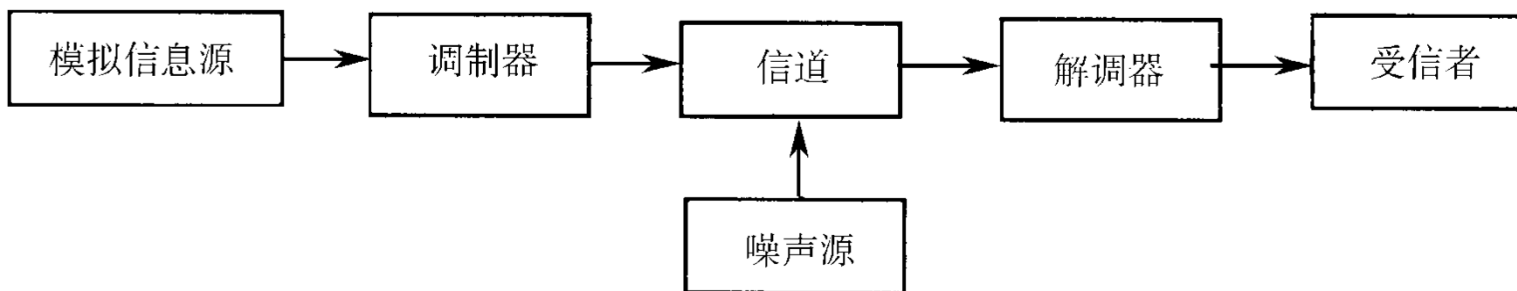


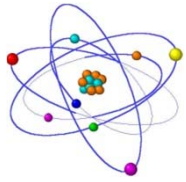
图 模拟通信系统模型

- 两种变换：

模拟消息  $\Leftrightarrow$  原始电信号（基带信号）

基带信号  $\Leftrightarrow$  已调信号（带通信号）





# 第1章 绪论

## ◆ 数字通信系统模型

□ 数字通信系统是利用数字信号来传递信息的通信系统

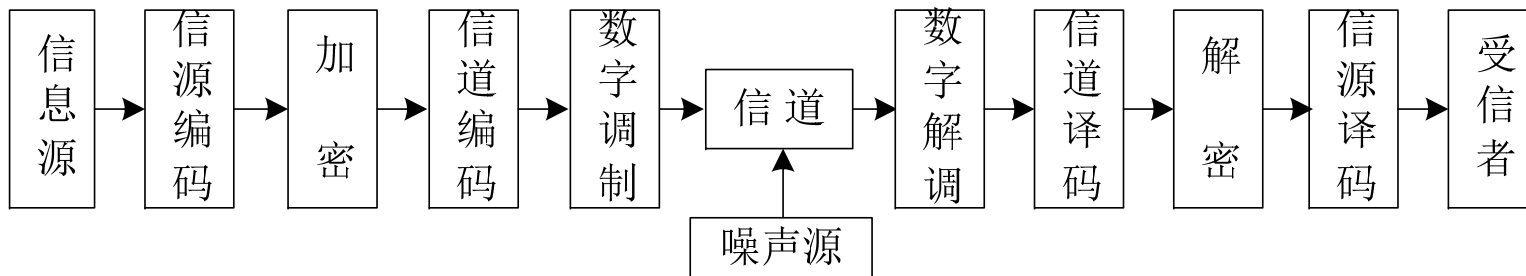


图 数字通信系统模型

□ 信源编码与译码目的:

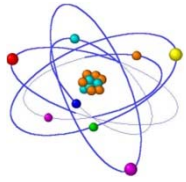
- 提高信息传输的有效性
- 完成模/数转换

□ 信道编码与译码目的: 增强抗干扰能力

□ 加密与解密目的: 保证所传信息的安全

□ 数字调制与解调目的: 形成适合在信道中传输的带通信号

□ 同步目的: 使收发两端的信号在时间上保持步调一致



# 第1章 绪论

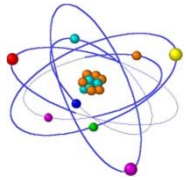
## ■ 1.2.3 数字通信的特点

### ◆ 优点

- 抗干扰能力强，且噪声不积累
- 传输差错可控
- 便于处理、变换、存储
- 便于将来自不同信源的信号综合到一起传输
- 易于集成，使通信设备微型化，重量轻
- 易于加密处理，且保密性好

### ◆ 缺点：

- 需要较大的传输带宽
- 对同步要求高

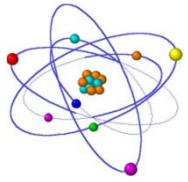


# 第1章 绪论

## ● 1.3 通信系统分类与通信方式

### ■ 1.3.1 通信系统的分类

- ◆ 按通信业务分类：电报通信系统、电话通信系统、数据通信系统、图像通信系统 ... ..
- ◆ 按调制方式分类：基带传输系统和带通（调制）传输系统
- ◆ 按信号特征分类：模拟通信系统和数字通信系统
- ◆ 按传输媒介分类：有线通信系统和无线通信系统
- ◆ 按工作波段分类：长波通信、中波通信、短波通信 ... ..
- ◆ 按信号复用方式分类：频分复用、时分复用、码分复用

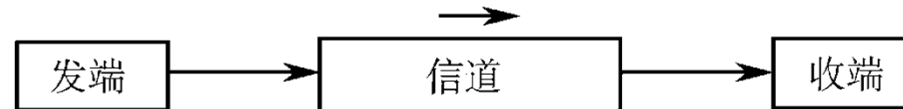


# 第1章 绪论

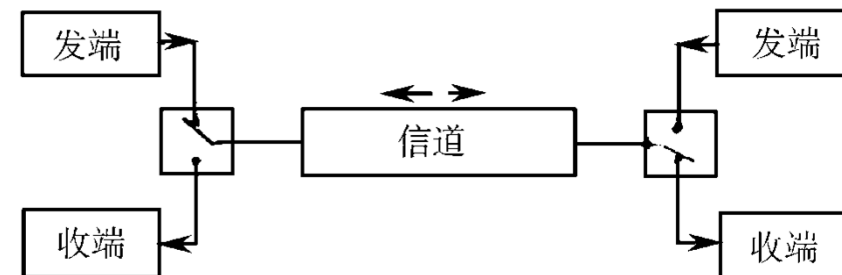
## ■ 1.3.2 通信方式

### ◆ 单工、半双工和全双工通信

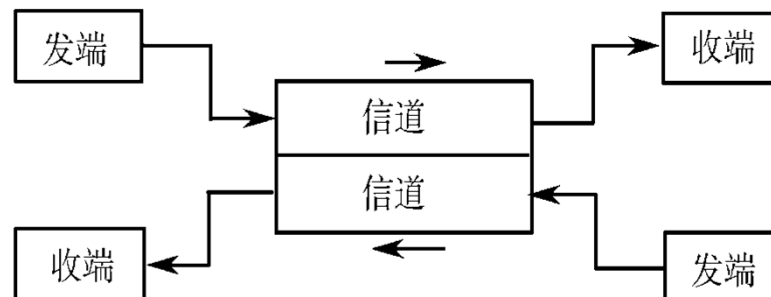
□ 单工通信：消息只能单方向传输的工作方式

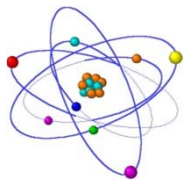


□ 半双工通信：通信双方都能收发消息，但不能同时收发的工作方式



□ 全双工通信：通信双方可同时进行收发消息的工作方式

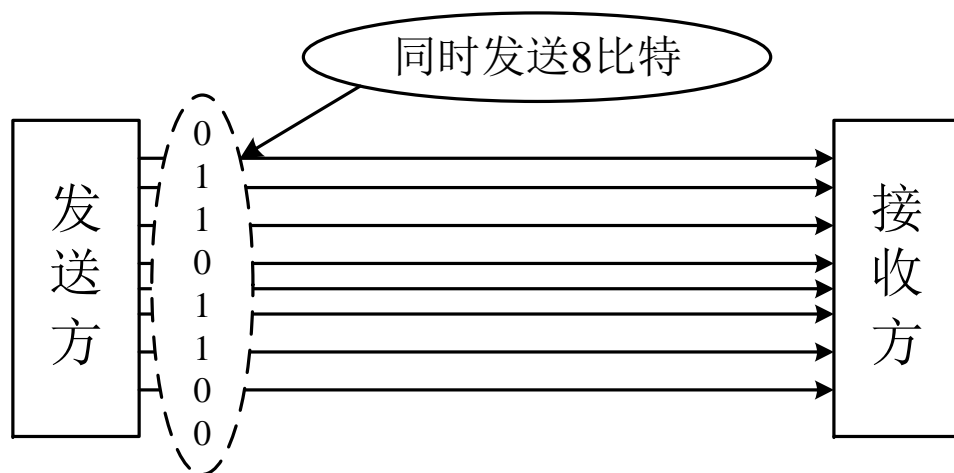




# 第1章 绪论

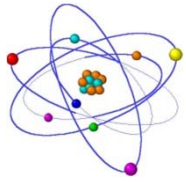
## ◆ 并行传输和串行传输

- **并行传输**：将代表信息的数字信号码元序列以成组的方式在两条或两条以上的并行信道上同时传输



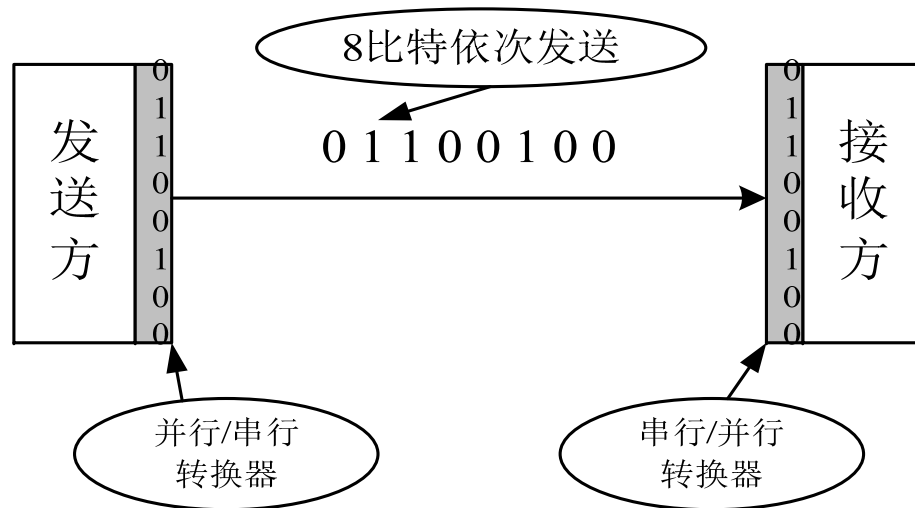
优点：节省传输时间，速度快：不需要字符同步措施

缺点：需要  $n$  条通信线路，成本高



# 第1章 绪论

- **串行传输**：将数字信号码元序列以串行方式一个码元接一个码元地在一条信道上传输

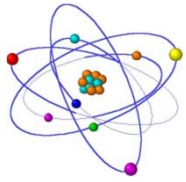


优点：只需一条通信信道，节省线路铺设费用

缺点：速度慢，需要外加码组或字符同步措施

## ◆ 其他分类方式：

- 同步通信和异步通信
- 专线通信和网通信



# 第1章 绪论

## ● 1.4 信息及其度量

- **信息**：是消息中包含的有效内容
- 如何度量离散消息中所含的信息量？

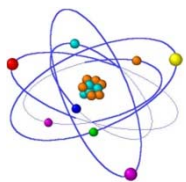
- ◆ 度量信息量的原则

- 能度量任何消息，并与消息的种类无关。
- 度量方法应该与消息的重要程度无关。
- 消息中所含信息量和消息内容的不确定性有关

【例】“某客机坠毁”这条消息比“今天下雨”这条消息包含有更多的信息。

上例表明：

消息所表达的事件越不可能发生，信息量就越大。



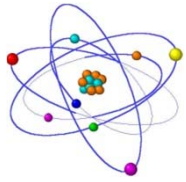
# 第1章 绪论

## ◆ 度量信息量的方法

- 事件的不确定程度可以用其出现的概率来描述：  
消息出现的概率越小，则消息中包含的信息量就越大。
- 设：  $P(x)$  — 消息发生的概率，  
 $I$  — 消息中所含的信息量，
- 则  $P(x)$  和  $I$  之间应该有如下关系：
  - $I$  是  $P(x)$  的函数：  $I = I[P(x)]$
  - $P(x) \uparrow, I \downarrow$ ;  $P(x) \downarrow, I \uparrow$ ;
  - $P(x) = 1$  时,  $I = 0$ ;  $P(x) = 0$  时,  $I = \infty$ ;
  - $I[P(x_1)P(x_2)\cdots] = I[P(x_1)] + I[P(x_2)] + \cdots$
- 满足上述3条件的关系式如下：

$$I = \log_a \frac{1}{P(x)} = -\log_a P(x) \quad \text{—信息量的定义}$$





# 第1章 绪论

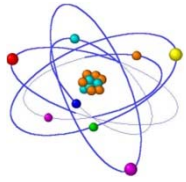
## ● 1.5 通信系统主要性能指标

### ■ 通信系统的主要性能指标：有效性和可靠性

- ◆ 有效性：指传输一定信息量时所占用的信道资源（频带宽度和时间间隔），或者说是传输的“速度”问题。
- ◆ 可靠性：指接收信息的准确程度，也就是传输的“质量”问题。

### ■ 模拟通信系统：

- ◆ 有效性：可用有效传输频带来度量。
- ◆ 可靠性：可用接收端最终输出信噪比来度量。

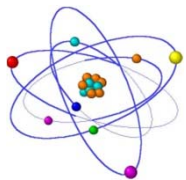


# 第1章 绪论

## ■ 数字通信系统

◆ 有效性：用传输速率和频带利用率来衡量。

- 码元传输速率 $R_B$ ：定义为单位时间（每秒）传送码元的数目
- 信息传输速率 $R_b$ ：定义为单位时间内传递的平均信息量或比特数，单位为比特/秒，简记为 b/s ，或bps



# 第1章 绪论

- 码元速率和信息速率的关系

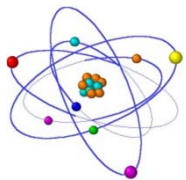
$$R_b = R_B \log_2 M \quad (\text{b/s})$$

或

$$R_B = \frac{R_b}{\log_2 M} \quad (\text{B})$$

对于二进制数字信号： $M = 2$ ，码元速率和信息速率在数量上相等。

对于多进制，例如在八进制（ $M = 8$ ）中，若码元速率为1200 B，，则信息速率为3600 b/s。



# 第1章 绪论

- 频带利用率：定义为单位带宽（1赫兹）内的传输速率，即

$$\eta = \frac{R_B}{B} \quad (\text{B/Hz})$$

或

$$\eta_b = \frac{R_b}{B} \quad \text{b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$$

- ◆ 可靠性：常用误码率和误信率表示。

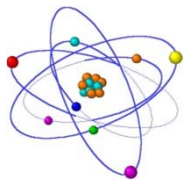
- 误码率

$$P_e = \frac{\text{错误码元数}}{\text{传输总码元数}}$$

- 误信率，又称误比特率

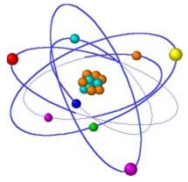
$$P_b = \frac{\text{错误比特数}}{\text{传输总比特数}}$$

在二进制中有  $P_b = P_e$



# 通信原理基础

信道



## 第2章 信道

- 信道分类:

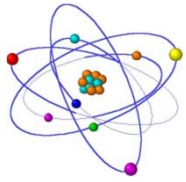
- 无线信道 — 电磁波（含光波）
- 有线信道 — 电线、光纤

- 信道中的干扰:

- 有源干扰 — 噪声
- 无源干扰 — 传输特性不良

- 本章重点:

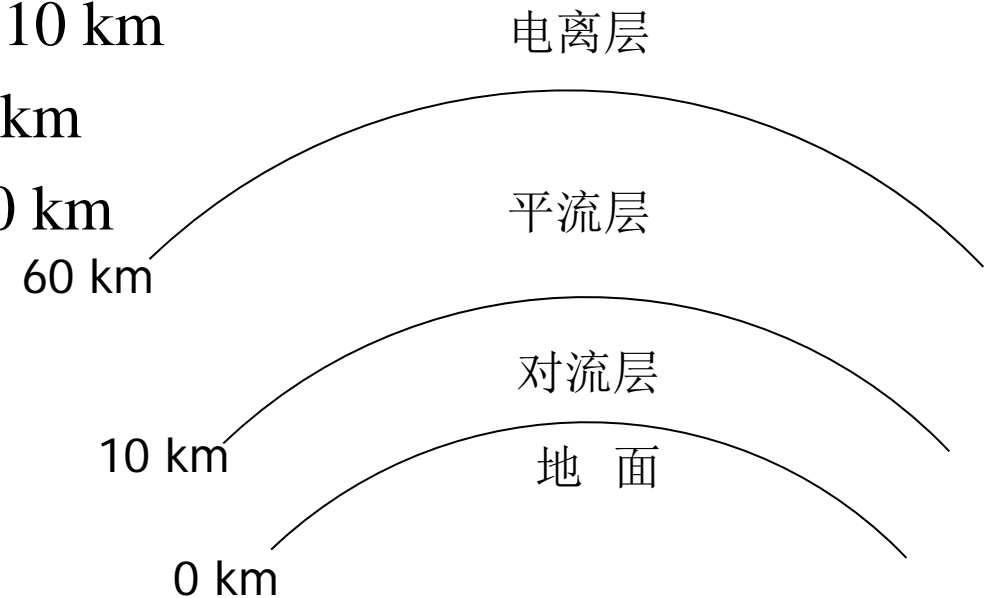
介绍信道传输特性和噪声的特性，及其对于信号传输的影响。

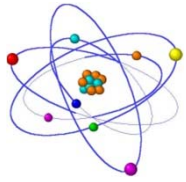


# 第2章 信道

## ● 2.1 无线信道

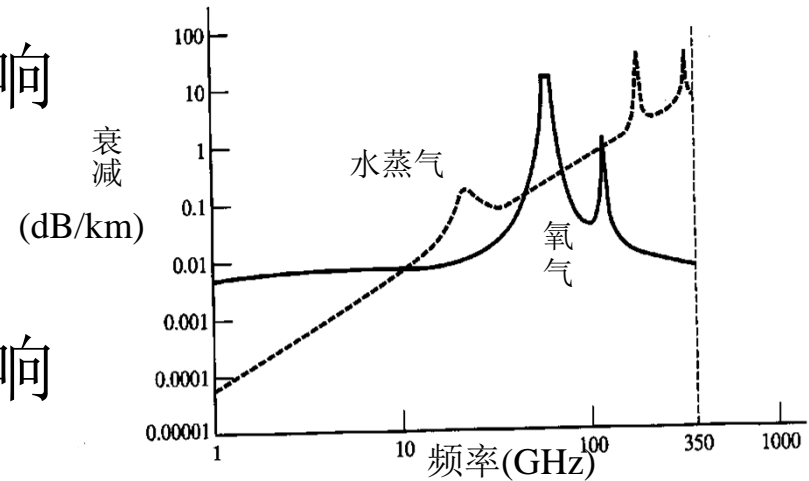
- 无线信道电磁波的频率 — 受天线尺寸限制
- 地球大气层的结构
  - ◆ 对流层：地面上 0 ~ 10 km
  - ◆ 平流层：约 10 ~ 60 km
  - ◆ 电离层：约 60 ~ 400 km



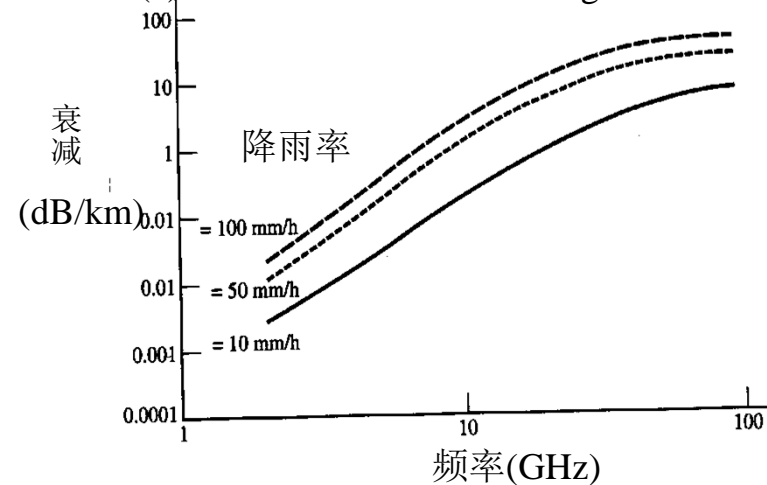


## 第2章 信道

- 电离层对于传播的影响
  - ◆ 反射
  - ◆ 散射
- 大气层对于传播的影响
  - ◆ 散射
  - ◆ 吸收



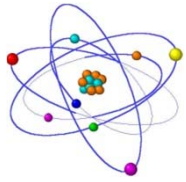
(a) 氧气和水蒸气（浓度 $7.5 \text{ g/m}^3$ ）的衰减



(b) 降雨的衰减

图 大气衰减





## 第2章 信道

### ■ 电磁波的分类:

#### ◆ 地波

- 频率  $< 2\text{ MHz}$
- 有绕射能力
- 距离: 数百或数千千米

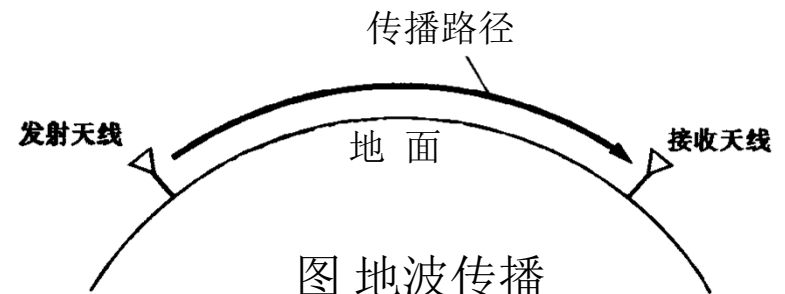


图 地波传播

#### ◆ 天波

- 频率:  $2 \sim 30\text{ MHz}$
- 特点: 被电离层反射
- 一次反射距离:  $< 4000\text{ km}$

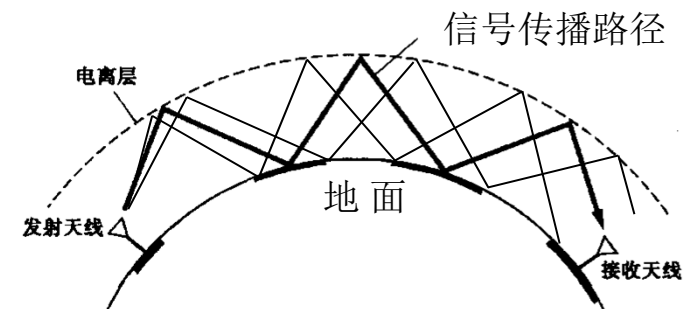
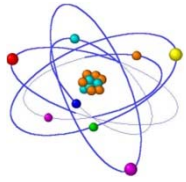


图 天波传播



## 第2章 信道

### ◆ 视线传播:

- 频率 > 30 MHz
- 距离: 和天线高度有关

$$h = \frac{D^2}{8r} \approx \frac{D^2}{50} \quad \text{m}$$

式中,  $D$  – 收发天线间距离(km)。

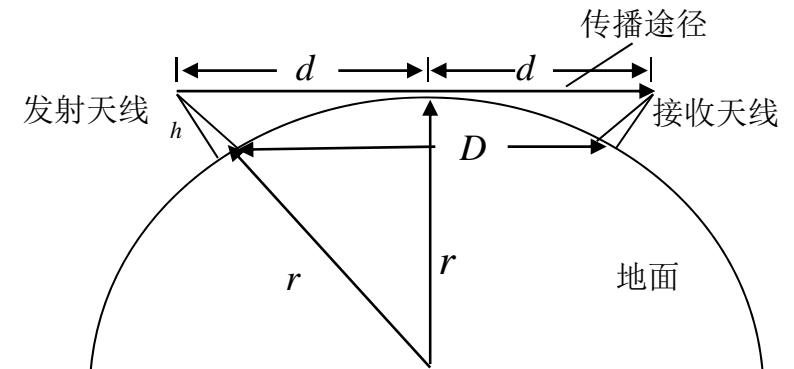


图 视线传播

### □ 增大视线传播距离的其他途径

- 中继通信:
- 卫星通信: 静止卫星、移动卫星
- 平流层通信:

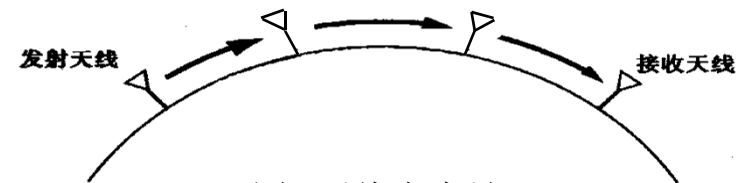
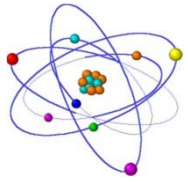


图 无线电中继



## 第2章 信道

### ◆ 散射传播

#### □ 电离层散射

机理 — 由电离层不均匀性引起

频率 — 30 ~ 60 MHz

距离 — 1000 km以上

#### □ 对流层散射

机理 — 由对流层不均匀性（湍流）引起

频率 — 100 ~ 4000 MHz

最大距离 < 600 km

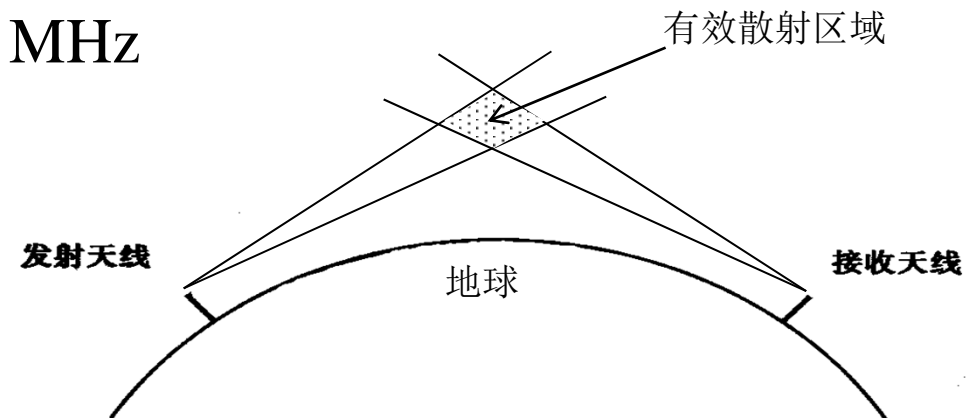
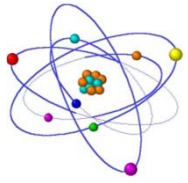


图 对流层散射通信



## 第2章 信道

### □ 流星流星余迹散射

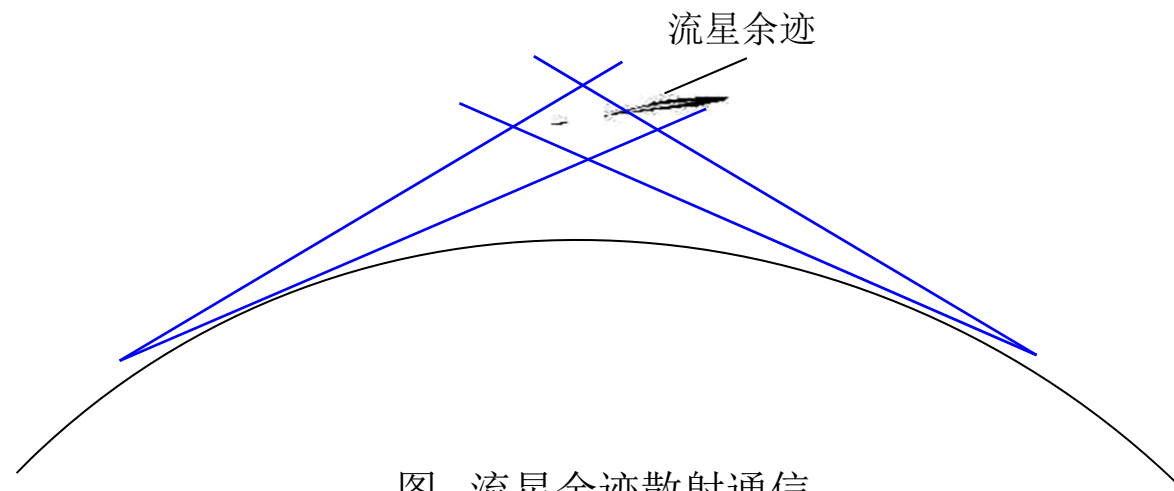


图 流星余迹散射通信

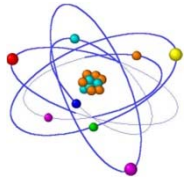
流星余迹特点 — 高度80 ~ 120 km，长度15 ~ 40 km

存留时间：小于1秒至几分钟

频率 — 30 ~ 100 MHz

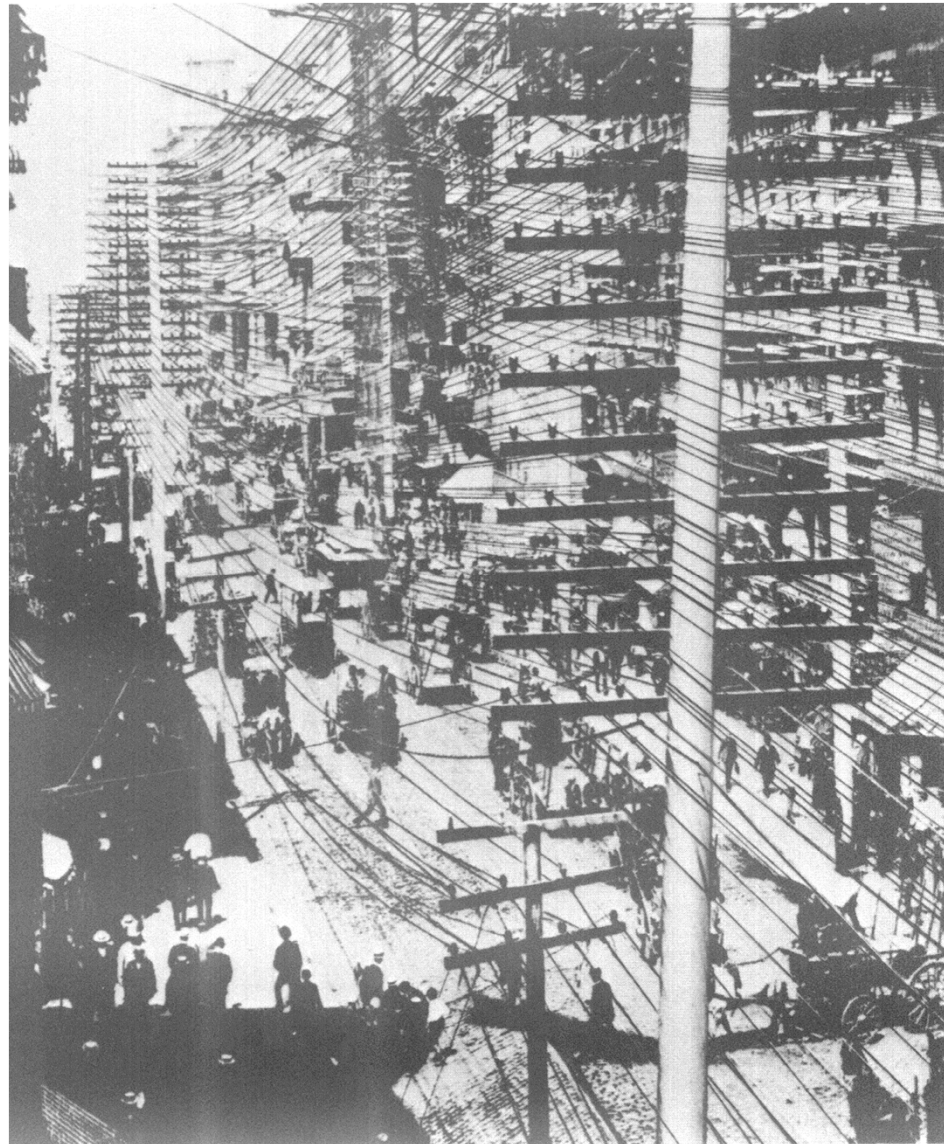
距离 — 1000 km以上

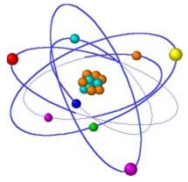
特点 — 低速存储、高速突发、断续传输



# 第2章 信道

- 2.2 有线信道
  - 明线





## 第2章 信道

- 对称电缆：由许多对双绞线组成

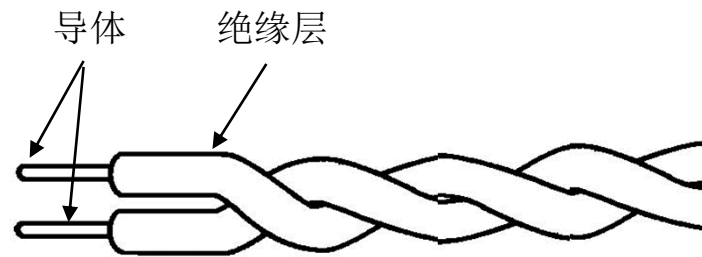


图 双绞线

- 同轴电缆

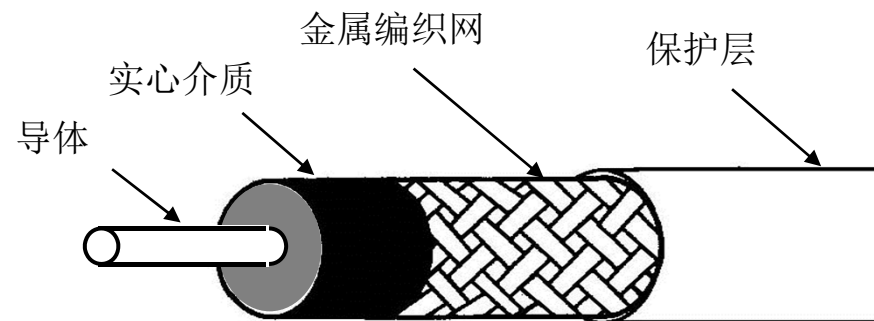
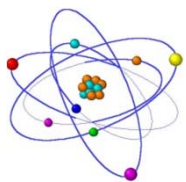


图 同轴线



## 第2章 信道

### ■ 光纤

#### ◆ 结构

□ 纤芯

□ 包层

#### ◆ 按折射率分类

□ 阶跃型

□ 梯度型

#### ◆ 按模式分类

□ 多模光纤

□ 单模光纤

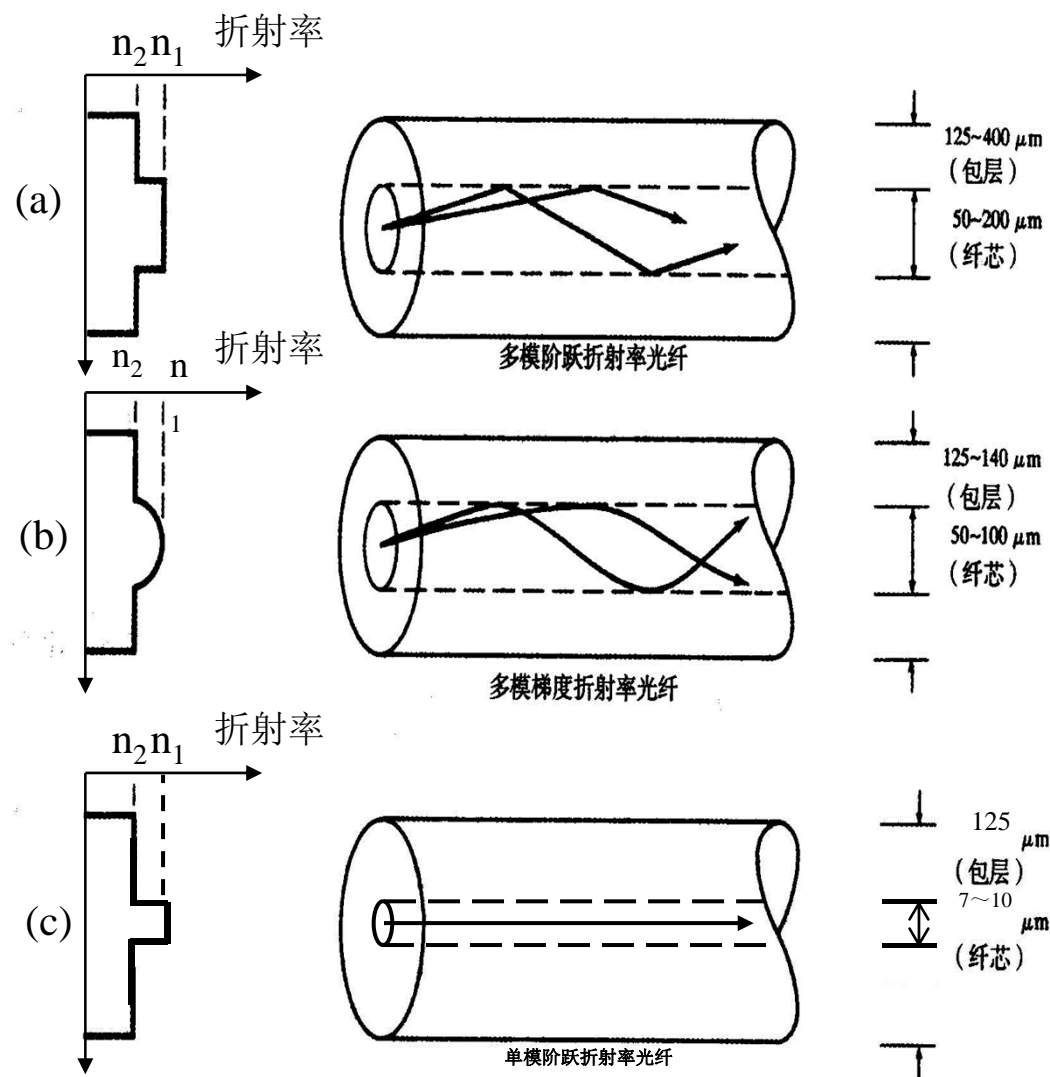
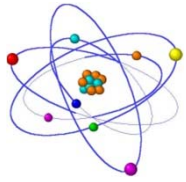


图 光纤结构示意图



## 第2章 信道

### ◆ 损耗与波长关系

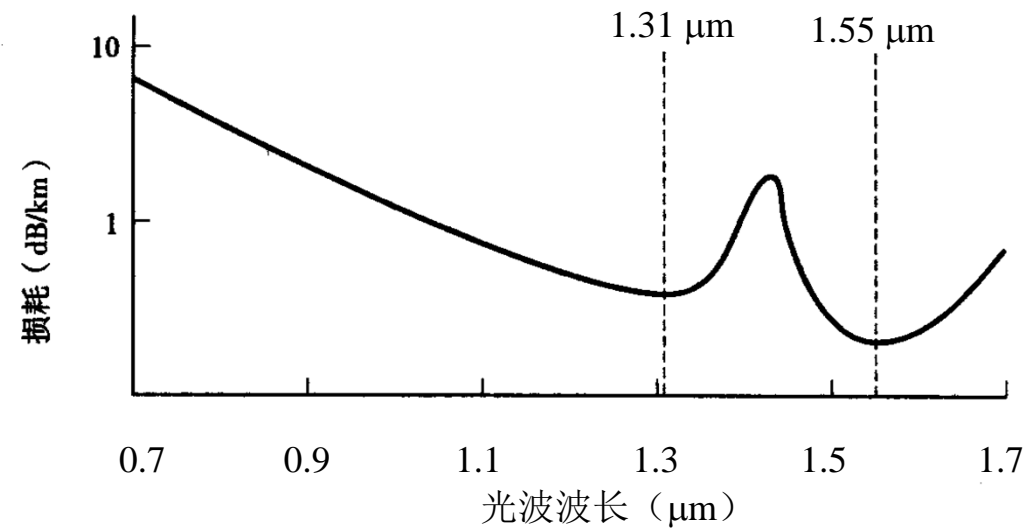
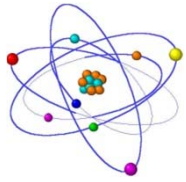


图 光纤损耗与波长的关系

□ 损耗最小点：1.31与1.55 μm



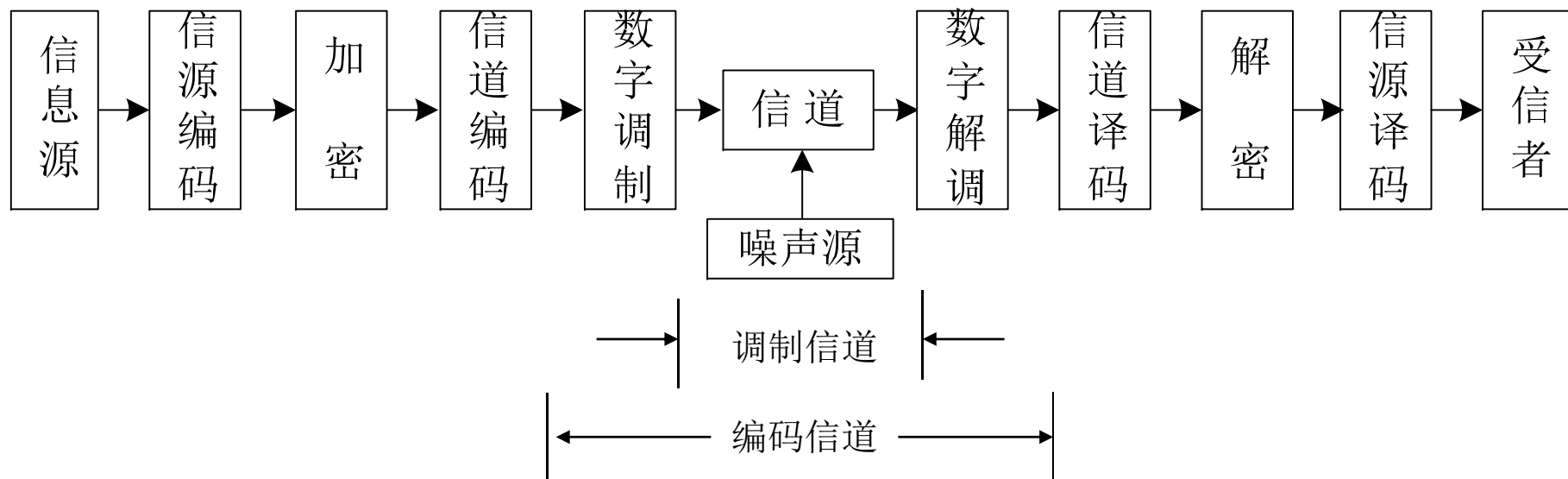


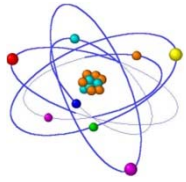
## 第2章 信道

### ● 2.3 信道的数学模型

#### ■ 信道模型的分类：

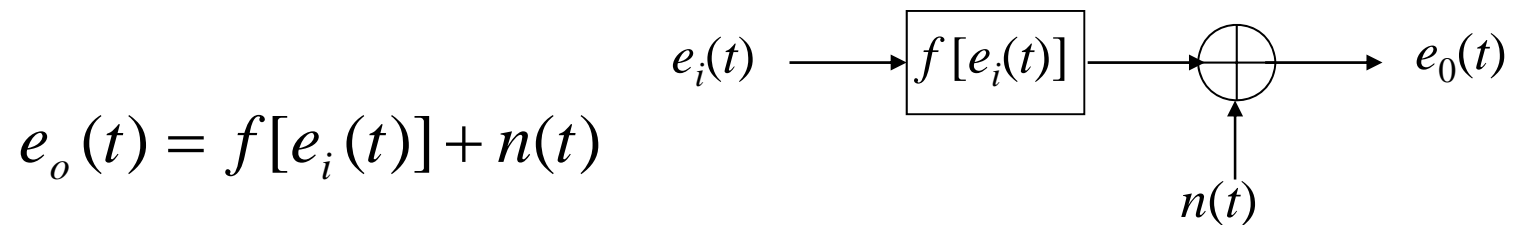
- ◆ 调制信道
- ◆ 编码信道





## 第2章 信道

### ■ 2.3.1 调制信道模型



式中

图 调制信道数学模型

$e_i(t)$  — 信道输入端信号电压；

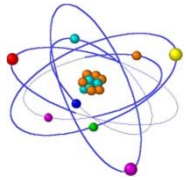
$e_o(t)$  — 信道输出端的信号电压；

$n(t)$  — 噪声电压。

通常假设： $f[e_i(t)] = k(t)e_i(t)$

这时上式变为：

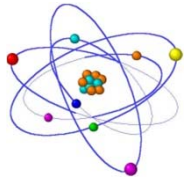
$e_o(t) = k(t)e_i(t) + n(t)$  — 信道数学模型



## 第2章 信道

$$e_o(t) = k(t)e_i(t) + n(t)$$

- ◆ 因 $k(t)$ 随 $t$ 变，故信道称为时变信道。
- ◆ 因 $k(t)$ 与 $e_i(t)$ 相乘，故称其为乘性干扰。
- ◆ 因 $k(t)$ 作随机变化，故又称信道为随参信道。
- ◆ 若 $k(t)$ 变化很慢或很小，则称信道为恒参信道。
- ◆ 乘性干扰特点：当没有信号时，没有乘性干扰。



## 第2章 信道

### ■ 2.3.2 编码信道模型

#### ◆ 二进制编码信道简单模型 — 无记忆信道模型

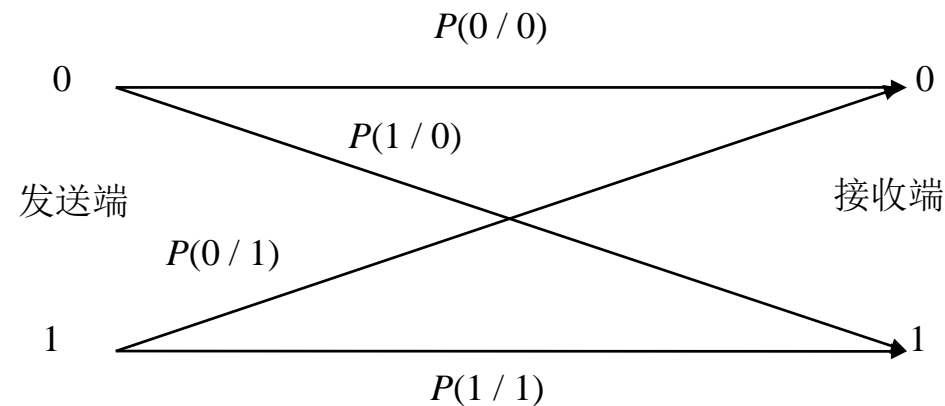
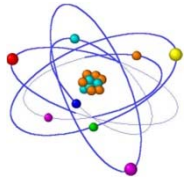


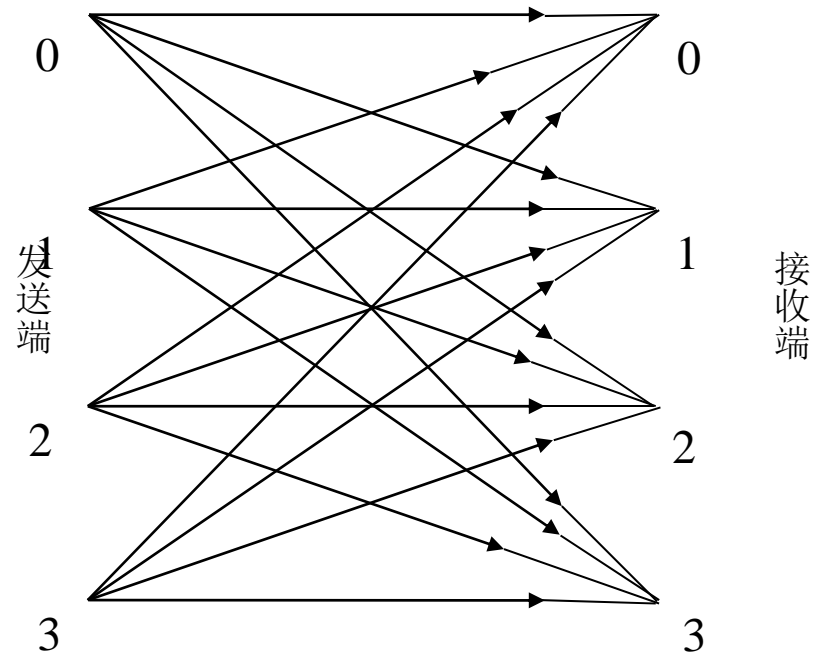
图 二进制编码信道模型

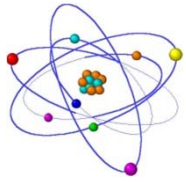
- $P(0 / 0)$ 和 $P(1 / 1)$  — 正确转移概率
- $P(1 / 0)$ 和 $P(0 / 1)$  — 错误转移概率
- $P(0 / 0) = 1 - P(1 / 0)$
- $P(1 / 1) = 1 - P(0 / 1)$



## 第2章 信道

### ◆ 四进制编码信道模型



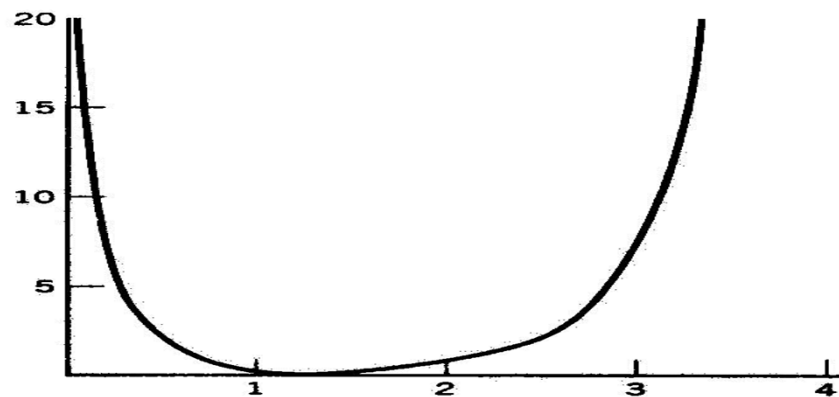


## 第2章 信道

### ● 2.4 信道特性对信号传输的影响

#### ■ 恒参信道的影响

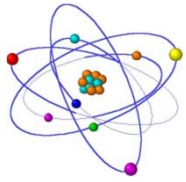
- ◆ 恒参信道举例：各种有线信道、卫星信道...
- ◆ 恒参信道  $\Rightarrow$  非时变线性网络  $\Rightarrow$  信号通过线性系统的分析方法。线性系统中无失真条件：
  - 振幅 $\sim$ 频率特性：为水平直线时无失真



左图为典型电话信道特性

用插入损耗便于测量

(a) 插入损耗 $\sim$ 频率特性

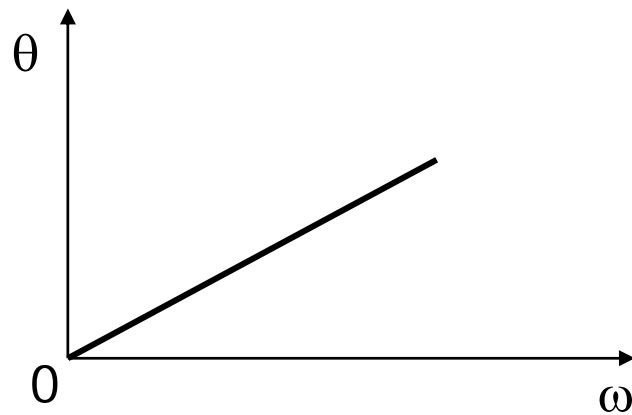


## 第2章 信道

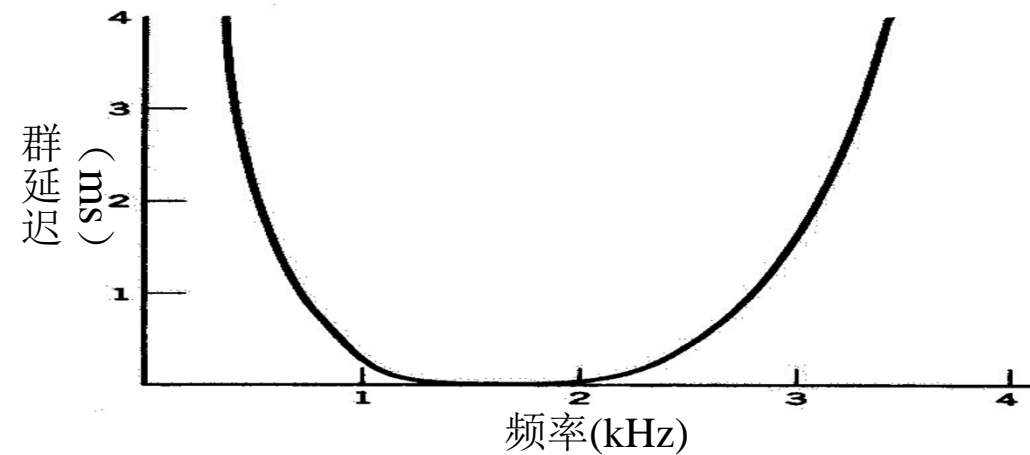
- 相位~频率特性：要求其为通过原点的直线，  
即群时延为常数时无失真

群时延定义：

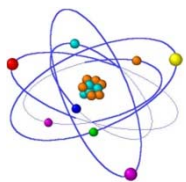
$$\tau(\omega) = \frac{d\theta}{d\omega}$$



相位~频率特性



(b) 群延迟~频率特性



## 第2章 信道

- ◆ 频率失真：振幅～频率特性不良引起的

- 频率失真  $\Rightarrow$  波形畸变  $\Rightarrow$  码间串扰

- 解决办法：线性网络补偿

- ◆ 相位失真：相位～频率特性不良引起的

- 对语音影响不大，对数字信号影响大

- 解决办法：同上

- ◆ 非线性失真：

- 可能存在于恒参信道中

- 定义：

输入电压～输出电压关系  
是非线性的。

- ◆ 其他失真：

频率偏移、相位抖动...

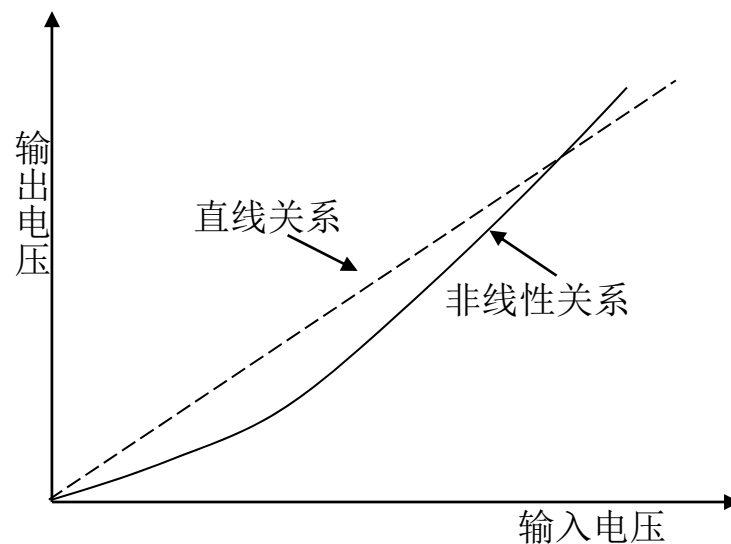
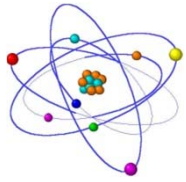


图 非线性特性



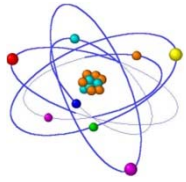


## 第2章 信道

### ■ 变参信道的影响

- ◆ 变参信道：又称时变信道，信道参数随时间而变。
- ◆ 变参信道举例：天波、地波、视距传播、散射传播...
- ◆ 变参信道的特性：
  - 衰减随时间变化
  - 时延随时间变化
  - **多径效应**：信号经过几条路径到达接收端，而且每条路径的长度（时延）和衰减都随时间而变，即存在多径传播现象。

下面重点分析多径效应



## 第2章 信道

- ◆ 多径效应分析:

设 发射信号为  $A \cos \omega_0 t$

接收信号为

$$R(t) = \sum_{i=1}^n \mu_i(t) \cos \omega_0 [t - \tau_i(t)] = \sum_{i=1}^n \mu_i(t) \cos [\omega_0 t + \varphi_i(t)]$$

式中

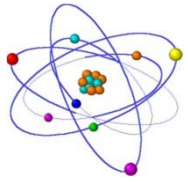
$\mu_i(t)$  — 由第*i*条路径到达的接收信号振幅;

$\tau_i(t)$  — 由第*i*条路径达到的信号的时延;

$$\varphi_i(t) = -\omega_0 \tau_i(t)$$

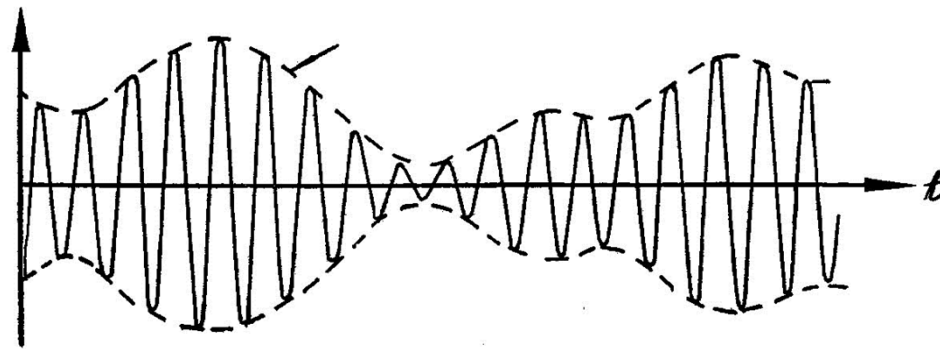
上式中的  $\mu_i(t)$ ,  $\tau_i(t)$ ,  $\varphi_i(t)$

都是随机变化的。



## 第2章 信道

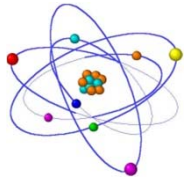
所以，接收信号可以看作是一个包络和相位随机缓慢变化的窄带信号：



**结论：**发射信号为单频恒幅正弦波时，接收信号因多径效应变成包络起伏的窄带信号。

这种包络起伏称为**快衰落** — 衰落周期和码元周期可以相比。

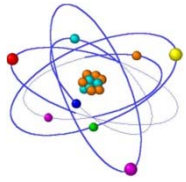
另外一种衰落：**慢衰落** — 由传播条件引起的。



## 第2章 信道

### ■ 接收信号的分类

- ◆ **确知信号**：接收端能够准确知道其码元波形的信号
- ◆ **随相信号**：接收码元的相位随机变化
- ◆ **起伏信号**：接收信号的包络随机起伏、相位也随机变化。通过多径信道传输的信号都具有这种特性



# 第2章 信道

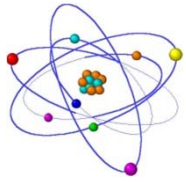
## ● 2.5 信道中的噪声

### ■ 噪声

- ◆ 信道中存在的不需要的电信号。
- ◆ 又称加性干扰。

### ■ 按噪声来源分类

- ◆ 人为噪声 一例：开关火花、电台辐射
- ◆ 自然噪声 一例：闪电、大气噪声、宇宙噪声、**热噪声**



## 第2章 信道

### ■ 热噪声

- ◆ 来源：来自一切电阻性元器件中电子的热运动。
- ◆ 频率范围：均匀分布在大约  $0 \sim 10^{12}$  Hz。
- ◆ 热噪声电压有效值：

$$V = \sqrt{4kTRB} \quad (\text{V})$$

式中

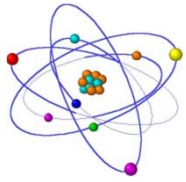
$k = 1.38 \times 10^{-23}$  (J/K) — 波兹曼常数；

$T$  — 热力学温度 (°K) ；

$R$  — 阻值 ( $\Omega$ ) ；

$B$  — 带宽 (Hz) 。

- ◆ 性质：高斯白噪声

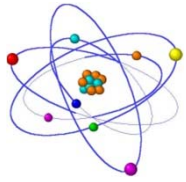


## 第2章 信道

### ■ 按噪声性质分类

- ◆ **脉冲噪声**：是突发性地产生的，幅度很大，其持续时间比间隔时间短得多。其频谱较宽。电火花就是一种典型的脉冲噪声。
- ◆ **窄带噪声**：来自相邻电台或其他电子设备，其频谱或频率位置通常是确知的或可以测知的。可以看作是一种非所需的连续的已调正弦波。
- ◆ **起伏噪声**：包括热噪声、电子管内产生的散弹噪声和宇宙噪声等。

讨论噪声对于通信系统的影响时，主要是考虑起伏噪声，特别是热噪声的影响。



## 第2章 信道

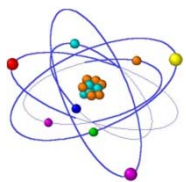
### ■ 窄带高斯噪声

- ◆ 带限白噪声：经过接收机带通滤波器过滤的热噪声
- ◆ 窄带高斯噪声：由于滤波器是一种线性电路，高斯过程通过线性电路后，仍为一高斯过程，故此窄带噪声又称窄带高斯噪声。
- ◆ 窄带高斯噪声功率：

$$P_n = \int_{-\infty}^{\infty} P_n(f) df$$

式中  $P_n(f)$  — 双边噪声功率谱密度





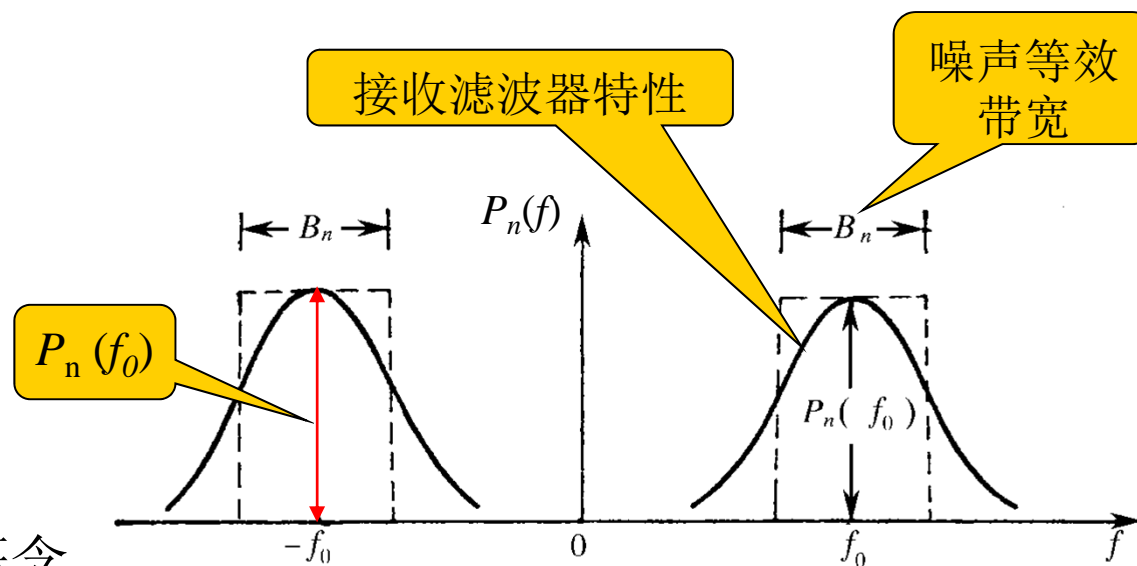
## 第2章 信道

◆ 噪声等效带宽: 
$$B_n = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} P_n(f) df}{2P_n(f_0)} = \frac{\int_0^{\infty} P_n(f) df}{P_n(f_0)}$$

式中  $P_n(f_0)$  — 原噪声功率谱密度曲线的最大值

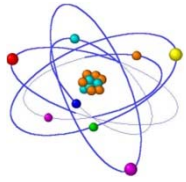
噪声等效带宽的物理概念:

以此带宽作一矩形滤波特性, 则通过此特性滤波器的噪声功率, 等于通过实际滤波器的噪声功率。



利用噪声等效带宽的概念, 在后面讨论通信系统的性能时, 可以认为窄带噪声的功率谱密度在带宽  $B_n$  内是恒定的。

图 噪声功率谱特性



# 第2章 信道

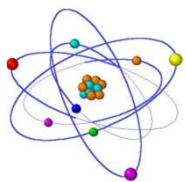
## ● 2.6 信道容量

信道容量 — 指信道能够传输的最大平均信息速率。

### ■ 2.6.1 离散信道容量

◆ 两种不同的度量单位：

- $C$  — 每个符号能够传输的平均信息量最大值
- $C_t$  — 单位时间（秒）内能够传输的平均信息量最大值
- 两者之间可以互换



## 第2章 信道

### ◆ 计算离散信道容量的信道模型

□ 发送符号:  $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$

□ 接收符号:  $y_1, y_2, y_3, \dots, y_m$

□  $P(x_i)$  = 发送符号 $x_i$ 的出现概率 ,

$$i = 1, 2, \dots, n;$$

□  $P(y_j)$  = 收到 $y_j$ 的概率,

$$j = 1, 2, \dots, m$$

□  $P(y_j/x_i)$  = 转移概率,

即发送 $x_i$ 的条件下收到 $y_j$ 的条件概率

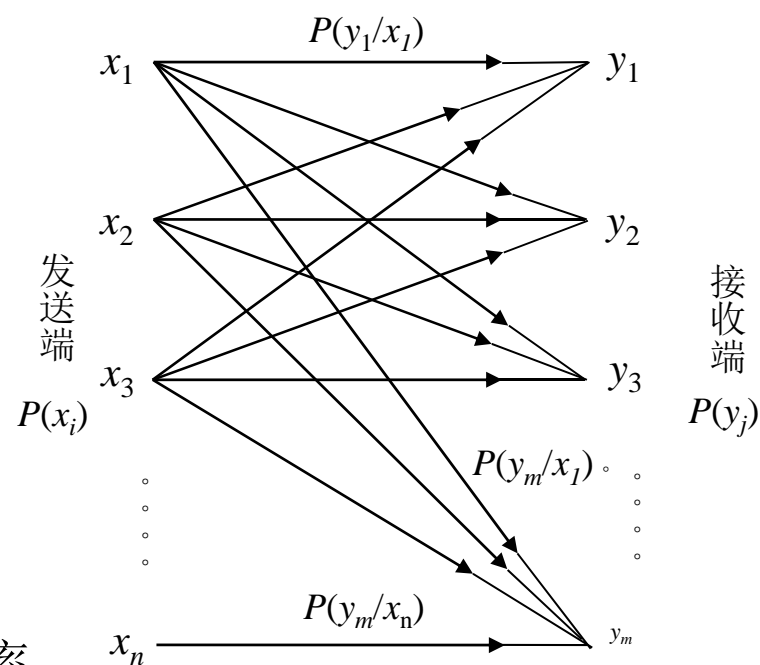
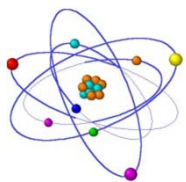


图 信道模型



## 第2章 信道

### ◆ 无噪声信道

- 信道模型
- 发送符号和接收符号有一一对应关系。
- 此时  $P(x_i / y_j) = 0$ ;  
 $H(x/y) = 0$ 。

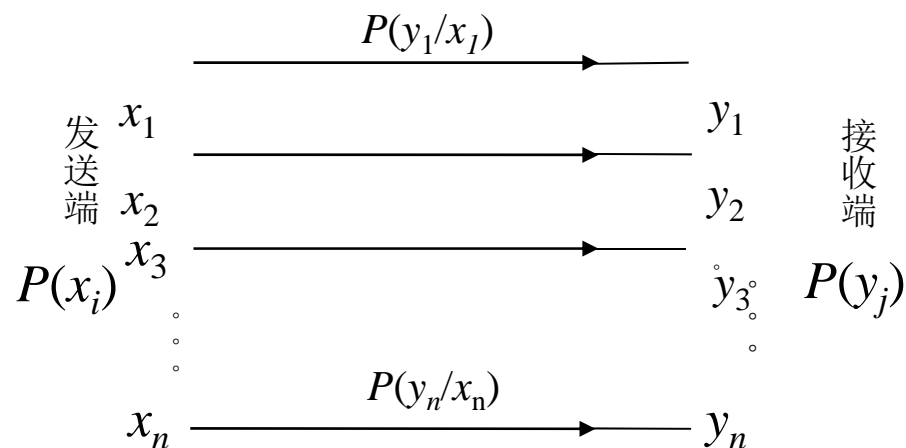
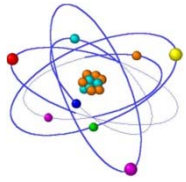


图 无噪声信道模型

- 因为，平均信息量 / 符号  $= H(x) - H(x/y)$
- 所以在无噪声条件下，从接收一个符号获得的平均信息量为  $H(x)$ 。而原来在有噪声条件下，从一个符号获得的平均信息量为  $[H(x) - H(x/y)]$ 。这再次说明  $H(x/y)$  即为因噪声而损失的平均信息量。



## 第2章 信道

- ◆ 容量 $C$ 的定义：每个符号能够传输的平均信息量最大值

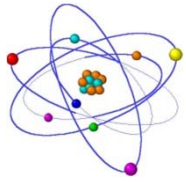
$$C = \max_{P(x)} [H(x) - H(x/y)] \quad (\text{比特/符号})$$

- 当信道中的噪声极大时， $H(x/y) = H(x)$ 。这时 $C = 0$ ，即信道容量为零。

- ◆ 容量 $C_t$ 的定义：

$$C_t = \max_{P(x)} \{r[H(x) - H(x/y)]\} \quad (\text{b/s})$$

式中  $r$  — 单位时间内信道传输的符号数



## 第2章 信道

### ■ 2.6.2 连续信道容量

可以证明 
$$C_t = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (b/s)$$

式中  $S$  — 信号平均功率 (W) ;

$N$  — 噪声功率 (W) ;

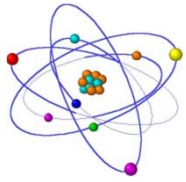
$B$  — 带宽 (Hz) 。

设噪声单边功率谱密度为  $n_0$ , 则  $N = n_0 B$ ;

故上式可以改写成:

$$C_t = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{n_0 B} \right) \quad (b/s)$$

由上式可见, 连续信道的容量  $C_t$  和信道带宽  $B$ 、信号功率  $S$  及噪声功率谱密度  $n_0$  三个因素有关。



## 第2章 信道

$$C_t = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{n_0 B} \right) \quad (b/s)$$

当  $S \rightarrow \infty$ , 或  $n_0 \rightarrow 0$  时,  $C_t \rightarrow \infty$ 。

但是, 当  $B \rightarrow \infty$  时,  $C_t$  将趋向何值?

令:  $x = S / n_0 B$ , 上式可以改写为:

$$C_t = \frac{S}{n_0} \frac{B n_0}{S} \log_2 \left( 1 + \frac{S}{n_0 B} \right) = \frac{S}{n_0} \log_2 (1 + x)^{1/x}$$

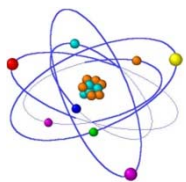
利用关系式

$$\lim_{x \rightarrow 0} \ln(1+x)^{1/x} = 1$$

$$\log_2 a = \log_2 e \cdot \ln a$$

上式变为

$$\lim_{B \rightarrow \infty} C_t = \lim_{x \rightarrow 0} \frac{S}{n_0} \log_2 (1+x)^{1/x} = \frac{S}{n_0} \log_2 e \approx 1.44 \frac{S}{n_0}$$



## 第2章 信道

$$\lim_{B \rightarrow \infty} C_t = \lim_{x \rightarrow 0} \frac{S}{n_0} \log_2 (1+x)^{1/x} = \frac{S}{n_0} \log_2 e \approx 1.44 \frac{S}{n_0}$$

上式表明，当给定  $S/n_0$  时，若带宽  $B$  趋于无穷大，信道容量不会趋于无限大，而只是  $S/n_0$  的 1.44 倍。这是因为当带宽  $B$  增大时，噪声功率也随之增大。

$C_t$  和带宽  $B$  的关系曲线：

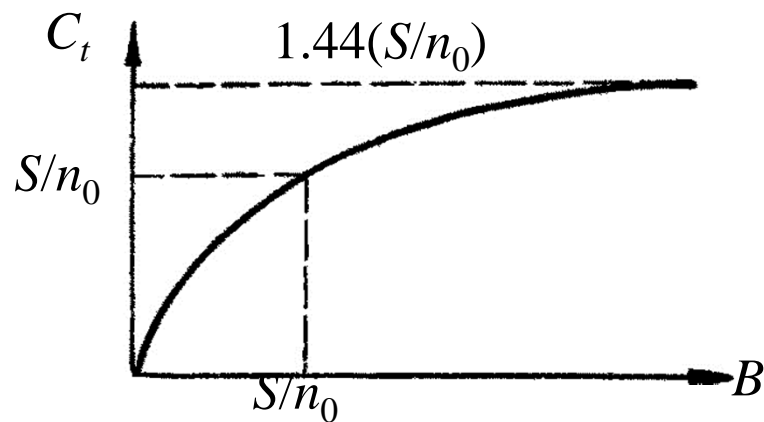
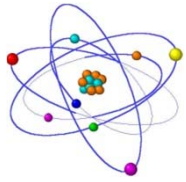


图 信道容量和带宽关系





## 第2章 信道

$$C_t = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{n_0 B} \right) \quad (b/s)$$

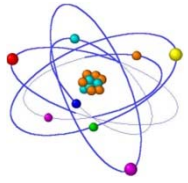
上式还可以改写成如下形式：

$$C_t = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{n_0 B} \right) = B \log_2 \left( 1 + \frac{E_b / T_b}{n_0 B} \right) = B \log_2 \left( 1 + \frac{E_b}{n_0} \right)$$

式中  $E_b$  — 每比特能量；

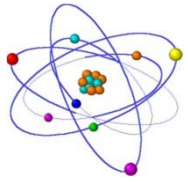
$T_b = 1/B$  — 每比特持续时间。

上式表明，为了得到给定的信道容量 $C_t$ ，可以增大带宽 $B$ 以换取 $E_b$ 的减小；另一方面，在接收功率受限的情况下，由于 $E_b = ST_b$ ，可以增大 $T_b$ 以减小 $S$ 来保持 $E_b$ 和 $C_t$ 不变。



# 通信原理基础

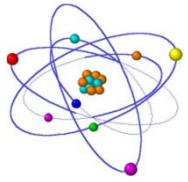
## 模拟调制系统



# 第3章 模拟调制系统

## ● 基本概念

- **调制** — 把信号转换成适合在信道中传输的形式的一种过程。
- **广义调制** — 分为**基带调制**和**带通调制**（也称**载波调制**）。
- **狭义调制** — 仅指带通调制。在无线通信和其他大多数场合，调制一词均指载波调制。
- **调制信号** — 指来自信源的基带信号
- **载波调制** — 用调制信号去控制载波的参数的过程。
- **载波** — 未受调制的周期性振荡信号，它可以是正弦波，也可以是非正弦波。
- **已调信号** — 载波受调制后称为已调信号。
- **解调（检波）** — 调制的逆过程，其作用是将已调信号中的调制信号恢复出来。



# 第3章 模拟调制系统

## ■ 调制的目的

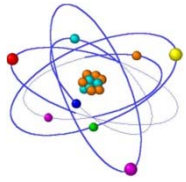
- ◆ 提高无线通信时的天线辐射效率。
- ◆ 把多个基带信号分别搬移到不同的载频处，以实现信道的多路复用，提高信道利用率。
- ◆ 扩展信号带宽，提高系统抗干扰、抗衰落能力，还可实现传输带宽与信噪比之间的互换。

## ■ 调制方式

- ◆ 模拟调制
- ◆ 数字调制

## ■ 常见的模拟调制

- ◆ 幅度调制：调幅、双边带、单边带和残留边带
- ◆ 角度调制：频率调制、相位调制



# 第3章 模拟调制系统

## ● 3.1 幅度调制（线性调制）的原理

### ■ 一般原理

#### ◆ 表示式:

设：正弦型载波为  $c(t) = A\cos(\omega_c t + \varphi_0)$

式中， $A$  — 载波幅度；

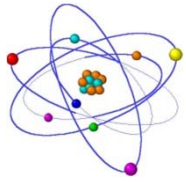
$\omega_c$  — 载波角频率；

$\varphi_0$  — 载波初始相位（以后假定  $\varphi_0 = 0$ ）。

则根据调制定义，幅度调制信号（已调信号）一般可表示成

$$s_m(t) = Am(t)\cos\omega_c t$$

式中， $m(t)$  — 基带调制信号。



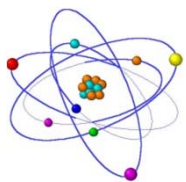
# 第3章 模拟调制系统

## ◆ 频谱

设调制信号 $m(t)$ 的频谱为 $M(\omega)$ ，则已调信号的频谱为

$$S_m(\omega) = \frac{A}{2} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)]$$

- ◆ 由以上表示式可见，在波形上，已调信号的幅度随基带信号的规律而正比地变化；在频谱结构上，它的频谱完全是基带信号频谱在频域内的简单搬移(精确到常数因子)。由于这种搬移是线性的，因此，幅度调制通常又称为线性调制。



# 第3章 模拟调制系统

## ■ 3.1.1 调幅 (AM)

### ◆ 时域表示式

$$s_{AM}(t) = [A_0 + m(t)] \cos \omega_c t = A_0 \cos \omega_c t + m(t) \cos \omega_c t$$

式中  $m(t)$  — 调制信号，均值为0；

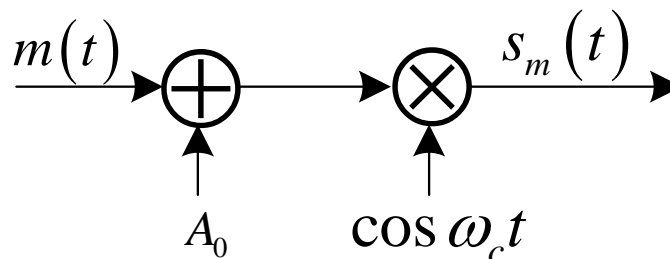
$A_0$  — 常数，表示叠加的直流分量。

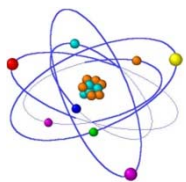
### ◆ 频谱：若 $m(t)$ 为确知信号，则AM信号的频谱为

$$S_{AM}(\omega) = \pi A_0 [\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] + \frac{1}{2} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)]$$

若  $m(t)$  为随机信号，则已调信号的频域表示式必须用功率谱描述。

### ◆ 调制器模型





# 第3章 模拟调制系统

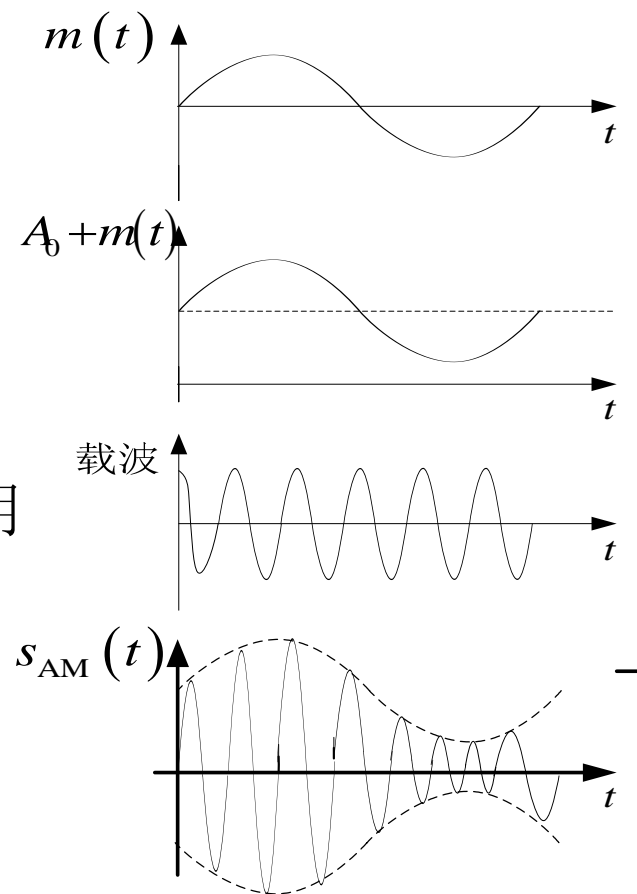
## ◆ 波形图

- 由波形可以看出，当满足条件：

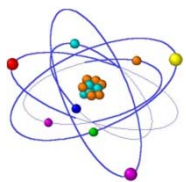
$$|m(t)| \leq A_0$$

时，其包络与调制信号波形相同，因此用包络检波法很容易恢复出原始调制信号。

- 否则，出现“过调幅”现象。这时用包络检波将发生失真。但是，可以采用其他的解调方法，如同步检波。



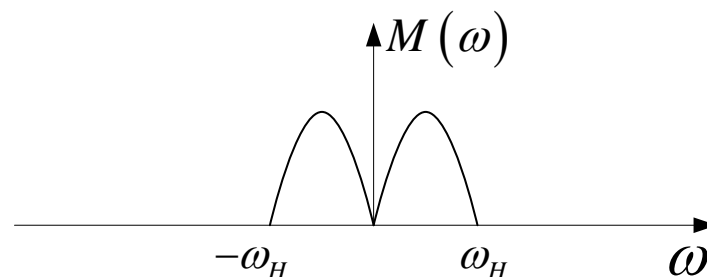




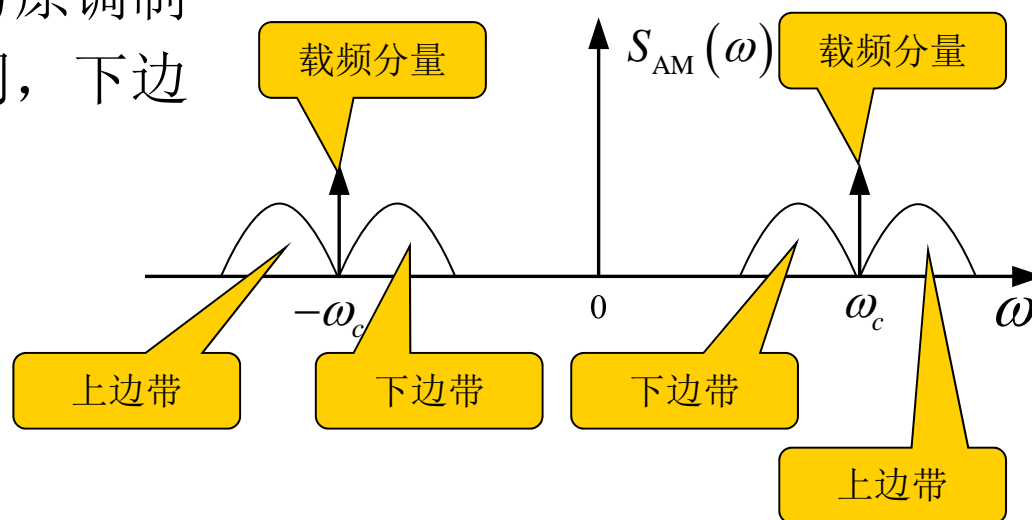
# 第3章 模拟调制系统

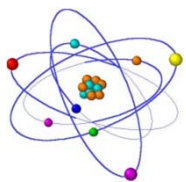
## ◆ 频谱图

- 由频谱可以看出，AM信号的频谱由  
载频分量  
上边带  
下边带  
三部分组成。



- 上边带的频谱结构与原调制信号的频谱结构相同，下边带是上边带的镜像。





## 第3章 模拟调制系统

### ◆ AM信号的特性

□ 带宽：它是带有载波分量的双边带信号，带宽是基带信号带宽  $f_H$  的两倍：  $B_{AM} = 2f_H$

□ 功率：

当  $m(t)$  为确知信号时，

$$\begin{aligned} P_{AM} &= \overline{s_{AM}^2(t)} = \overline{[A_0 + m(t)]^2 \cos^2 \omega_c t} \\ &= \overline{A_0^2 \cos^2 \omega_c t} + \overline{m^2(t) \cos^2 \omega_c t} + \overline{2A_0 m(t) \cos^2 \omega_c t} \end{aligned}$$

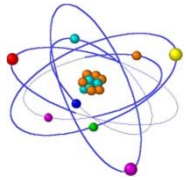
若  $\overline{m(t)} = 0$

则

$$P_{AM} = \frac{A_0^2}{2} + \frac{\overline{m^2(t)}}{2} = P_c + P_s$$

式中  $P_c = A_0^2/2$  — 载波功率，

$P_s = \overline{m^2(t)}/2$  — 边带功率。



# 第3章 模拟调制系统

## ■ 3.1.2 双边带调制 (DSB)

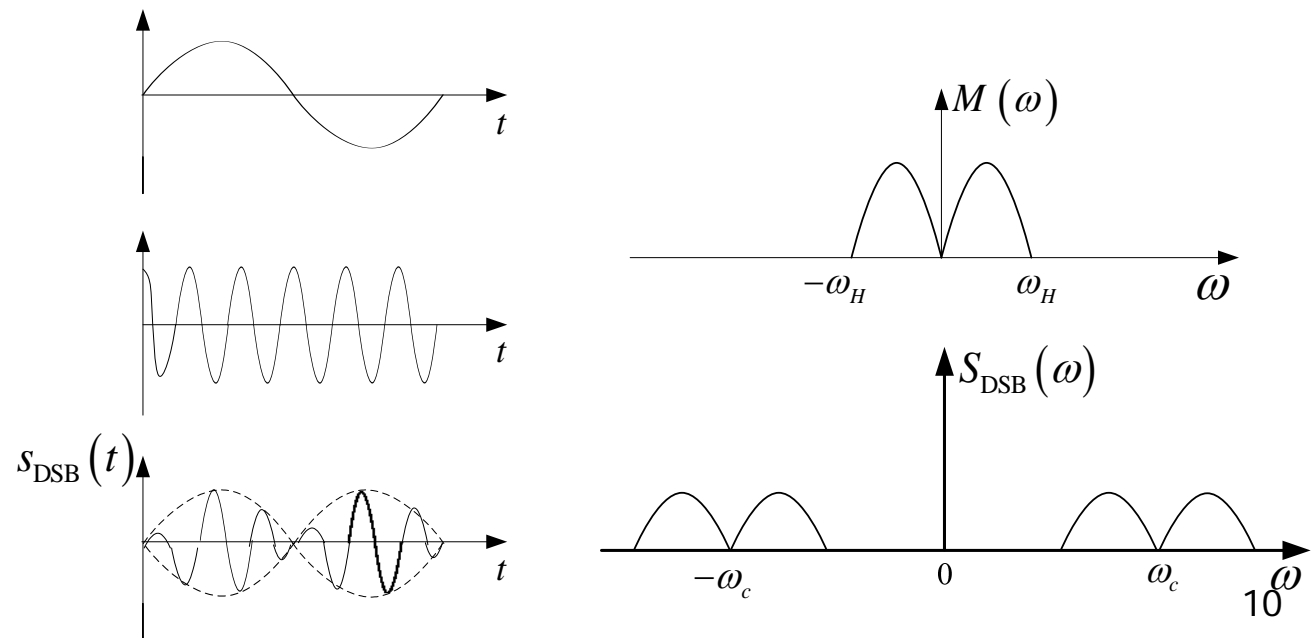
- ◆ 时域表示式：无直流分量 $A_0$

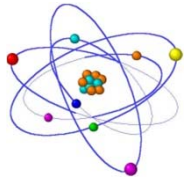
$$s_{DSB}(t) = m(t) \cos \omega_c t$$

- ◆ 频谱：无载频分量

$$S_{DSB}(\omega) = \frac{1}{2}[M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)]$$

- ◆ 曲线：



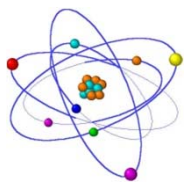


# 第3章 模拟调制系统

- ◆ 优点：节省了载波功率
- ◆ 缺点：不能用包络检波，需用相干检波，较复杂。

## ■ 3.1.3 单边带调制（SSB）

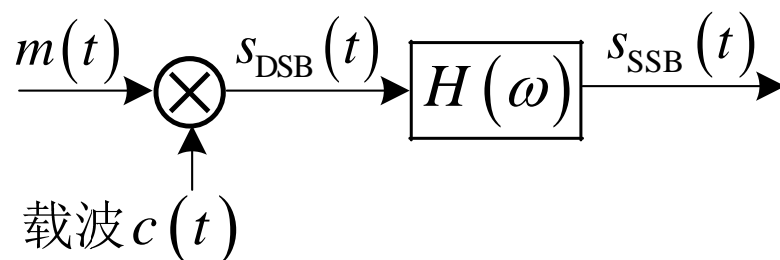
- ◆ 原理：
  - 双边带信号两个边带中的任意一个都包含了调制信号频谱 $M(\omega)$ 的所有频谱成分，因此仅传输其中一个边带即可。这样既节省发送功率，还可节省一半传输频带，这种方式称为单边带调制。
  - 产生SSB信号的方法有两种：滤波法和相移法。



## 第3章 模拟调制系统

### ◆ 滤波法及SSB信号的频域表示

▣ 滤波法的原理方框图 — 用边带滤波器，滤除不要的边带：



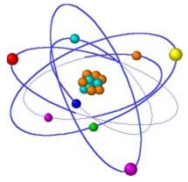
图中， $H(\omega)$ 为单边带滤波器的传输函数，若它具有如下理想高通特性：

$$H(\omega) = H_{USB}(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| > \omega_c \\ 0, & |\omega| \leq \omega_c \end{cases}$$

则可滤除下边带。

若具有如下理想低通特性： $H(\omega) = H_{LSB}(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| < \omega_c \\ 0, & |\omega| \geq \omega_c \end{cases}$

则可滤除上边带。

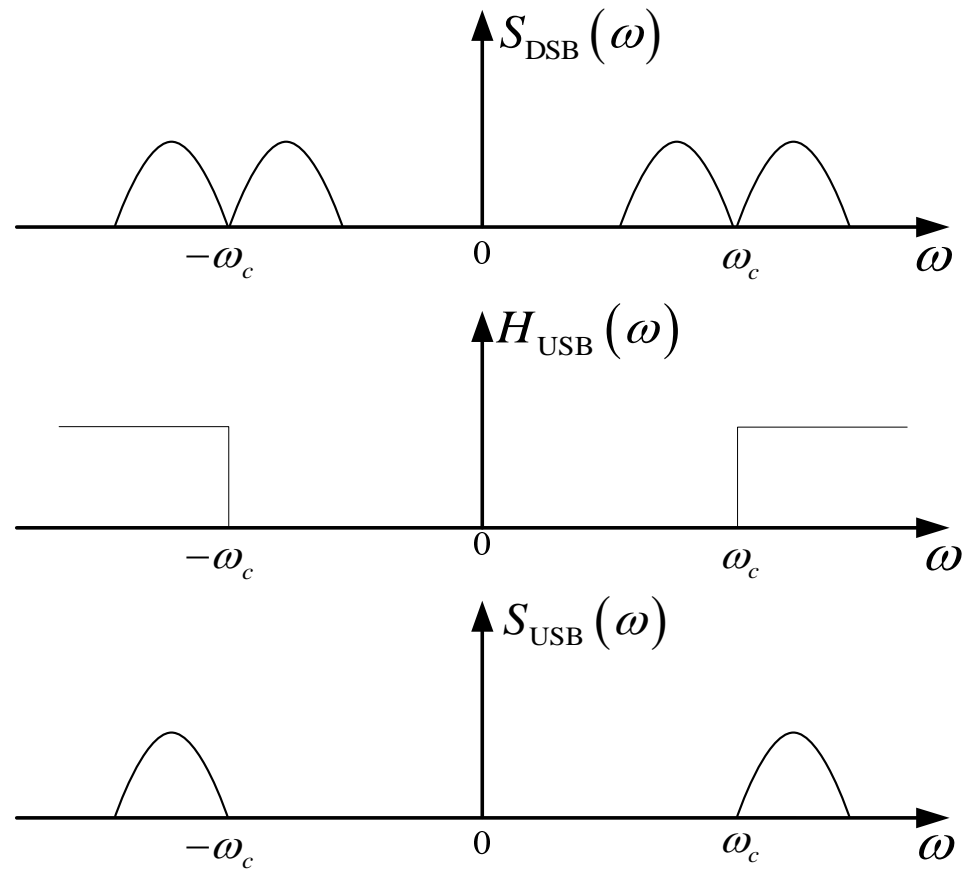


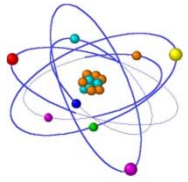
# 第3章 模拟调制系统

## □ SSB信号的频谱

$$S_{SSB}(\omega) = S_{DSB}(\omega) \cdot H(\omega)$$

## □ 上边带频谱图:

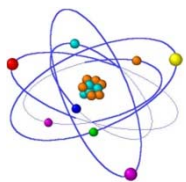




# 第3章 模拟调制系统

## □ 滤波法的技术难点

- 滤波特性很难做到具有陡峭的截止特性
- 例如，若经过滤波后的话音信号的最低频率为300Hz，则上下边带之间的频率间隔为600Hz，即允许过渡带为600Hz。在600Hz过渡带和不太高的载频情况下，滤波器不难实现；但当载频较高时，采用一级调制直接滤波的方法已不可能实现单边带调制。
- 可以采用多级（一般采用两级）DSB调制及边带滤波的方法，即先在较低的载频上进行DSB调制，目的是增大过渡带的归一化值，以利于滤波器的制作。再在要求的载频上进行第二次调制。
- 当调制信号中含有直流及低频分量时滤波法就不适用了。



# 第3章 模拟调制系统

## ◆ 相移法和SSB信号的时域表示

### ▣ SSB信号的时域表示式

设单频调制信号为  $m(t) = A_m \cos \omega_m t$

载波为  $c(t) = \cos \omega_c t$

则DSB信号的时域表示式为

$$\begin{aligned} s_{DSB}(t) &= A_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} A_m \cos(\omega_c + \omega_m)t + \frac{1}{2} A_m \cos(\omega_c - \omega_m)t \end{aligned}$$

若保留上边带，则有

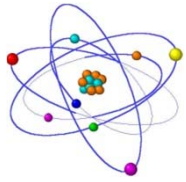
$$s_{USB}(t) = \frac{1}{2} A_m \cos(\omega_c + \omega_m)t = \frac{1}{2} A_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t - \frac{1}{2} A_m \sin \omega_m t \sin \omega_c t$$

若保留下边带，则有

$$s_{LSB}(t) = \frac{1}{2} A_m \cos(\omega_c - \omega_m)t = \frac{1}{2} A_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t + \frac{1}{2} A_m \sin \omega_m t \sin \omega_c t$$

两式仅正负号不同





## 第3章 模拟调制系统

将上两式合并：

$$s_{SSB}(t) = \frac{1}{2} A_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t \mp \frac{1}{2} A_m \sin \omega_m t \sin \omega_c t$$

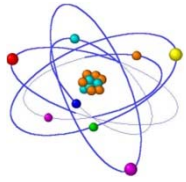
式中，“-”表示上边带信号，“+”表示下边带信号。

**希尔伯特变换：**上式中 $A_m \sin \omega_m t$ 可以看作是 $A_m \cos \omega_m t$ 相移 $\pi/2$ 的结果。把这一相移过程称为希尔伯特变换，记为“ $\hat{\phantom{x}}$ ”，则有

$$A_m \hat{\cos} \omega_m t = A_m \sin \omega_m t$$

这样，上式可以改写为

$$s_{SSB}(t) = \frac{1}{2} A_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t \mp \frac{1}{2} A_m \hat{\cos} \omega_m t \sin \omega_c t$$



## 第3章 模拟调制系统

$$s_{SSB}(t) = \frac{1}{2} A_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t \mp \frac{1}{2} A_m \hat{c} \cos \omega_m t \sin \omega_c t$$

把上式推广到一般情况，则得到

$$s_{SSB}(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos \omega_c t \mp \frac{1}{2} \hat{m}(t) \sin \omega_c t$$

式中， $\hat{m}(t)$ 是 $m(t)$ 的希尔伯特变换

若 $M(\omega)$ 是 $m(t)$ 的傅里叶变换，则 $\hat{m}(t)$ 的傅里叶变换  $\hat{M}(\omega)$ 为

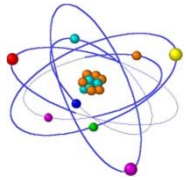
$$\hat{M}(\omega) = M(\omega) \cdot [-j \operatorname{sgn} \omega]$$

式中

$$\operatorname{sgn} \omega = \begin{cases} 1, & \omega > 0 \\ -1, & \omega < 0 \end{cases}$$

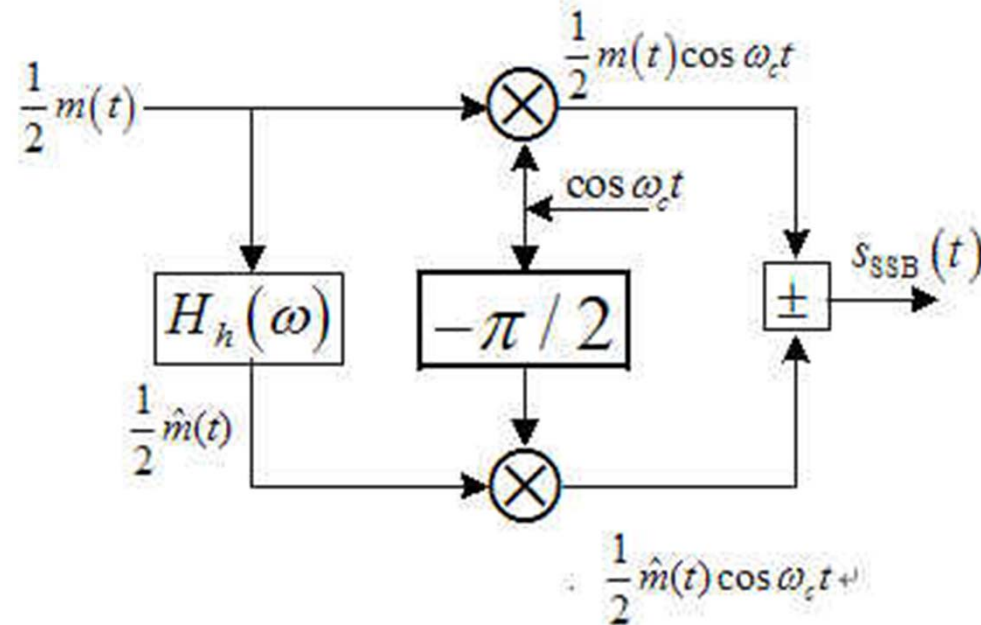
上式中的 $[-j \operatorname{sgn} \omega]$ 可以看作是希尔伯特滤波器传递函数，即

$$H_h(\omega) = \hat{M}(\omega) / M(\omega) = -j \operatorname{sgn} \omega$$

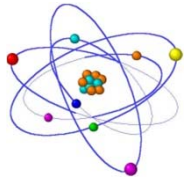


## 第3章 模拟调制系统

### ■ 移相法SSB调制器方框图



- 优点：不需要滤波器具有陡峭的截止特性。
- 缺点：宽带相移网络难用硬件实现。



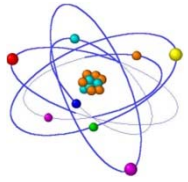
## 第3章 模拟调制系统

### ◆ SSB信号的解调

SSB信号的解调和DSB一样，不能采用简单的包络检波，因为SSB信号也是抑制载波的已调信号，它的包络不能直接反映调制信号的变化，所以仍需采用相干解调。

### ◆ SSB信号的性能

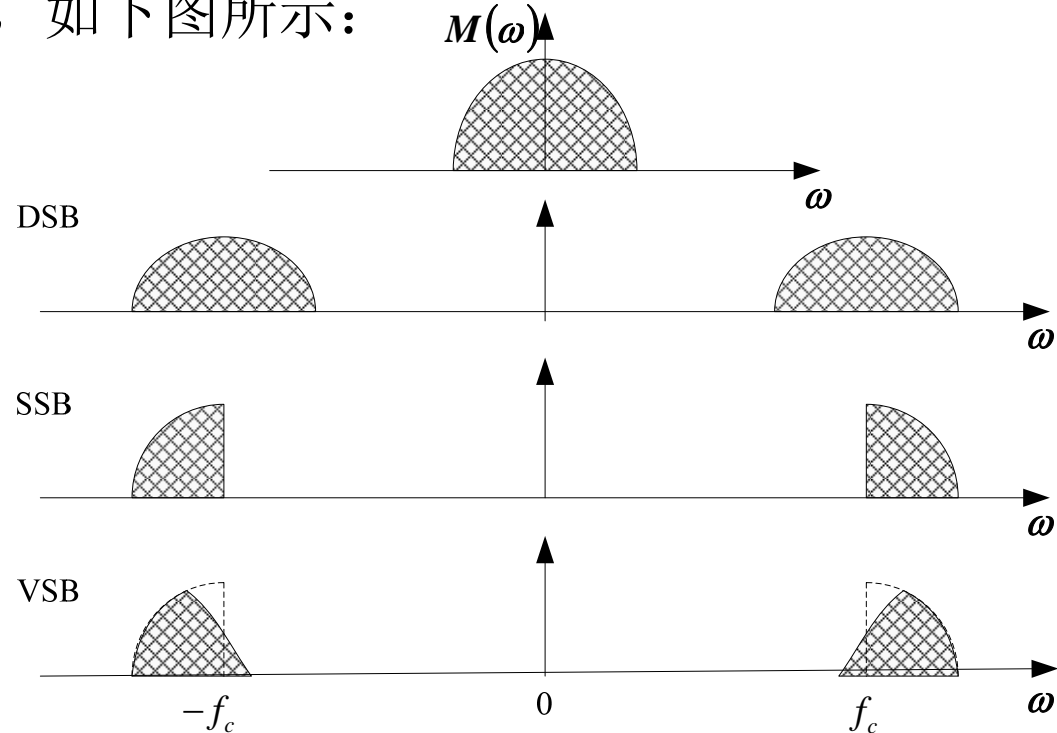
SSB信号的实现比AM、DSB要复杂，但SSB调制方式在传输信息时，不仅可节省发射功率，而且它所占用的频带宽度比AM、DSB减少了一半。它目前已成为短波通信中一种重要的调制方式。

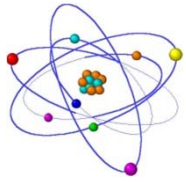


# 第3章 模拟调制系统

## ■ 3.1.4 残留边带（VSB）调制

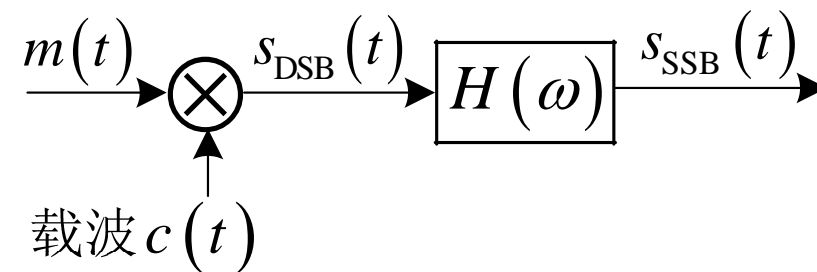
- ◆ 原理：残留边带调制是介于SSB与DSB之间的一种折中方式，它既克服了DSB信号占用频带宽的缺点，又解决了SSB信号实现中的困难。在这种调制方式中，不像SSB那样完全抑制DSB信号的一个边带，而是逐渐切割，使其残留一小部分，如下图所示：



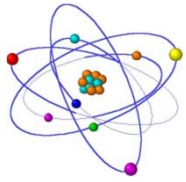


## 第3章 模拟调制系统

- ◆ 调制方法：用滤波法实现残留边带调制的原理框图与滤波法SSB调制器相同。



不过，这时图中滤波器的特性应按残留边带调制的要求来进行设计，而不再要求十分陡峭的截止特性，因而它比单边带滤波器容易制作。

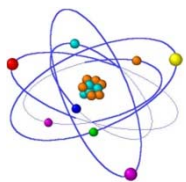


## 第3章 模拟调制系统

- ◆ 对残留边带滤波器特性的要求
  - 由滤波法可知，残留边带信号的频谱为

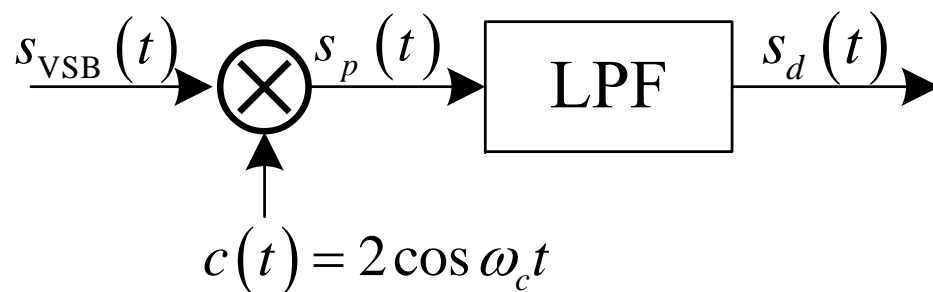
$$S_{VSB}(\omega) = S_{DSB}(\omega) \cdot H(\omega) = \frac{1}{2}[M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)]H(\omega)$$

为了确定上式中残留边带滤波器传输特性 $H(\omega)$ 应满足的条件，我们来分析一下接收端是如何从该信号中恢复原基带信号的。



## 第3章 模拟调制系统

### □ VSB信号解调器方框图



图中  $s_p(t) = 2s_{\text{VSB}}(t) \cos \omega_c t$

因为

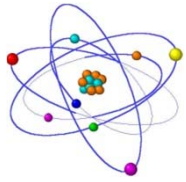
$$s_{\text{VSB}}(t) \Leftrightarrow S_{\text{VSB}}(\omega)$$

$$\cos \omega_c t \Leftrightarrow \pi [\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)]$$

根据频域卷积定理可知，乘积 $s_p(t)$ 对应的频谱为

$$S_p(\omega) = [S_{\text{VSB}}(\omega + \omega_c) + S_{\text{VSB}}(\omega - \omega_c)]$$





## 第3章 模拟调制系统

将

$$S_{VSB}(\omega) = S_{DSB}(\omega) \cdot H(\omega) = \frac{1}{2}[M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)]H(\omega)$$

代入

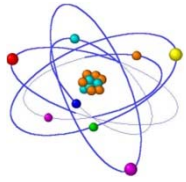
$$S_p(\omega) = [S_{VSB}(\omega + \omega_c) + S_{VSB}(\omega - \omega_c)]$$

得到

$$\begin{aligned} S_p(\omega) &= \frac{1}{2}[M(\omega + 2\omega_c) + M(\omega)]H(\omega + \omega_c) \\ &= \frac{1}{2}[M(\omega) + M(\omega - 2\omega_c)]H(\omega - \omega_c) \end{aligned}$$

式中 $M(\omega + 2\omega_c)$ 及 $M(\omega - 2\omega_c)$ 是搬移到 $+2\omega_c$ 和 $-2\omega_c$ 处的频谱，它们可以由解调器中的低通滤波器滤除。于是，低通滤波器的输出频谱为

$$S_d(\omega) = \frac{1}{2}M(\omega)[H(\omega + \omega_c) + H(\omega - \omega_c)]$$



## 第3章 模拟调制系统

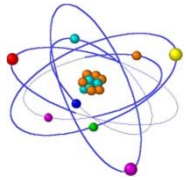
$$S_d(\omega) = \frac{1}{2} M(\omega) [H(\omega + \omega_c) + H(\omega - \omega_c)]$$

显然，为了保证相干解调的输出无失真地恢复调制信号 $m(t)$ ，上式中的传递函数必须满足：

$$H(\omega + \omega_c) + H(\omega - \omega_c) = \text{常数}, \quad |\omega| \leq \omega_H$$

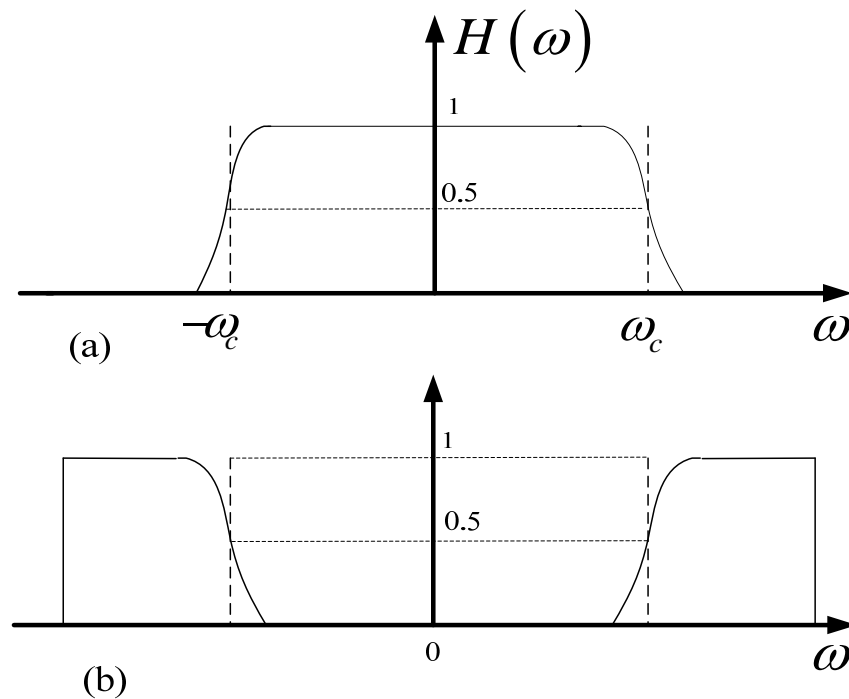
式中， $\omega_H$  — 调制信号的截止角频率。

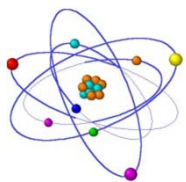
- 上述条件的含义是：残留边带滤波器的特性 $H(\omega)$ 在 $\omega_c$ 处必须具有**互补对称**（奇对称）特性，相干解调时才能无失真地从残留边带信号中恢复所需的调制信号。



# 第3章 模拟调制系统

- 残留边带滤波器特性的两种形式
  - 残留“部分上边带”的滤波器特性：下图(a)
  - 残留“部分下边带”的滤波器特性：下图(b)



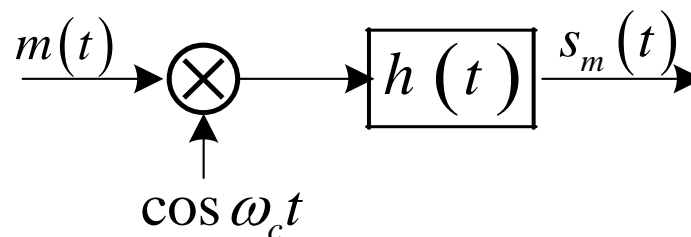


## 第3章 模拟调制系统

### ■ 3.1.5 线性调制的一般模型

#### ◆ 滤波法模型

在前几节的讨论基础上，可以归纳出滤波法线性调制的一般模型如下：



按照此模型得到的输出信号时域表示式为：

$$s_m(t) = [m(t) \cos \omega_c t] * h(t)$$

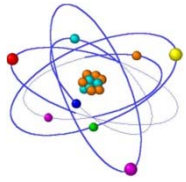
按照此模型得到的输出信号频域表示式为：

$$S_m(\omega) = \frac{1}{2} [M(\omega + \omega_c) + M\omega - \omega_c] H(\omega)$$

式中，

$$H(\omega) \Leftrightarrow h(t)$$

只要适当选择 $H(\omega)$ ，便可以得到各种幅度调制信号。



## 第3章 模拟调制系统

### ◆ 移相法模型

$$s_m(t) = [m(t) \cos \omega_c t] * h(t)$$

将上式展开，则可得到另一种形式的时域表示式，即

$$s_m(t) = s_I(t) \cos \omega_c t + s_Q(t) \sin \omega_c t$$

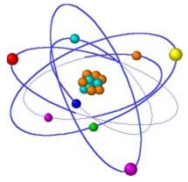
式中

$$s_I(t) = h_I(t) * m(t) \quad h_I(t) = h(t) \cos \omega_c t$$

$$s_Q(t) = h_Q(t) * m(t) \quad h_Q(t) = h(t) \sin \omega_c t$$

上式表明， $s_m(t)$ 可等效为两个互为正交调制分量的合成。

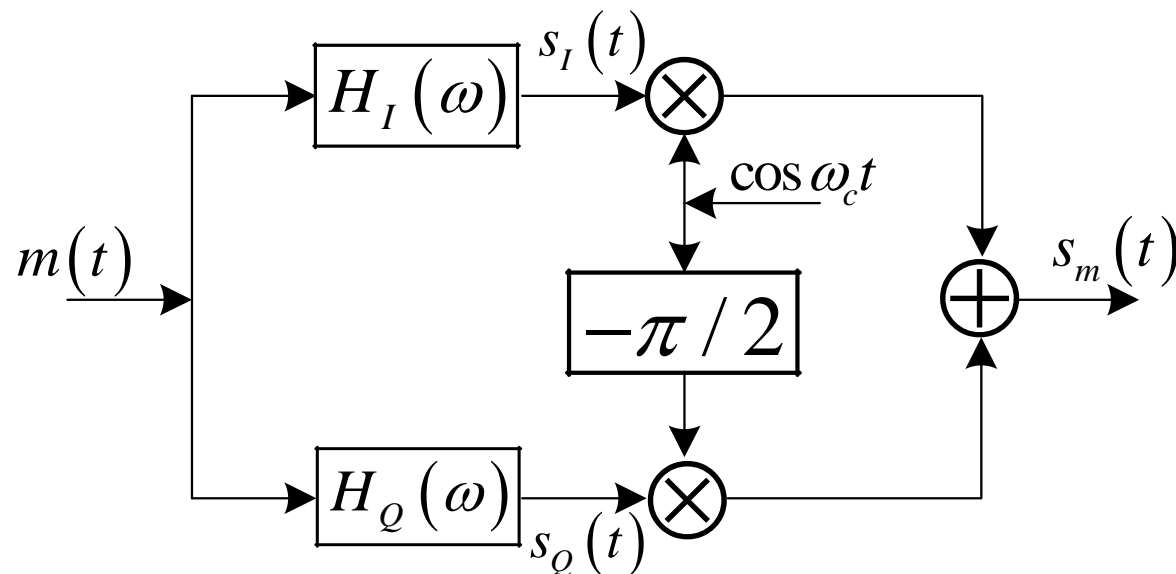
由此可以得到移相法线性调制的一般模型如下：

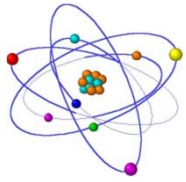


## 第3章 模拟调制系统

$$s_m(t) = s_I(t) \cos \omega_c t + s_Q(t) \sin \omega_c t$$

它同样适用于所有线性调制。



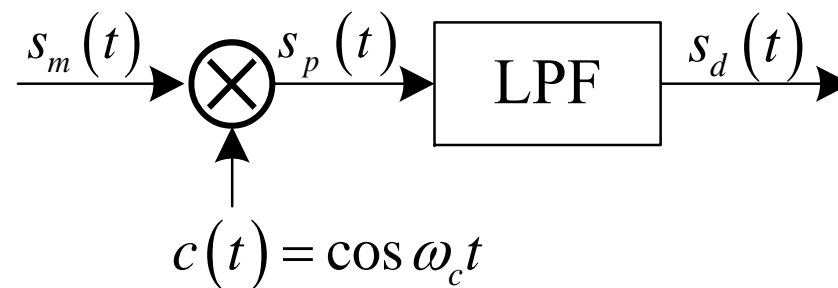


# 第3章 模拟调制系统

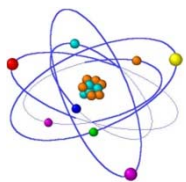
## ■ 3.1.6 相干解调与包络检波

### ◆ 相干解调

#### □ 相干解调器的一般模型



- 相干解调器原理：为了无失真地恢复原基带信号，接收端必须提供一个与接收的已调载波严格同步（同频同相）的本地载波（称为相干载波），它与接收的已调信号相乘后，经低通滤波器取出低频分量，即可得到原始的基带调制信号。

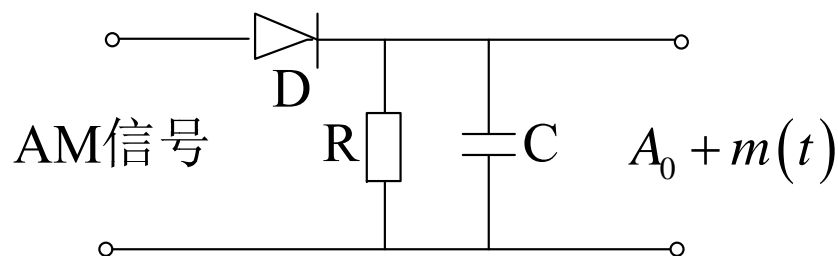


## 第3章 模拟调制系统

### ◆ 包络检波

- 适用条件：AM信号，且要求 $|m(t)|_{\max} \leq A_0$ ，
- 包络检波器结构：

通常由半波或全波整流器和低通滤波器组成。例如，



### □ 性能分析

设输入信号是  $s_{AM}(t) = [A_0 + m(t)]\cos\omega_c t$

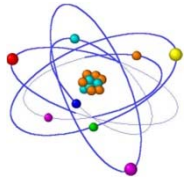
选择RC满足如下关系  $f_H \ll 1/RC \ll f_c$

式中 $f_H$  — 调制信号的最高频率

在大信号检波时（一般大于0.5 V），二极管处于受控的开关状态，检波器的输出为  $s_d(t) = A_0 + m(t)$

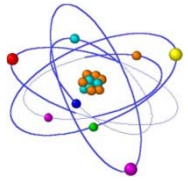
隔去直流后即可得到原信号 $m(t)$ 。





# 第3章 模拟调制系统

- 3.2 线性调制系统的抗噪声性能（自学）

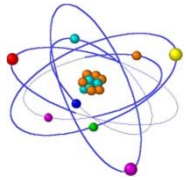


# 第3章 模拟调制系统

## ● 3.3 非线性调制（角度调制）的原理

### ■ 前言

- ◆ 频率调制简称调频(FM)，相位调制简称调相(PM)。
- ◆ 这两种调制中，载波的**幅度都保持恒定**，而频率和相位变化。
- ◆ 角度调制：频率调制和相位调制的总称。
- ◆ 已调信号频谱不再是原调制信号频谱的线性搬移，而是频谱的非线性变换，会产生与频谱搬移不同的新的频率成分，故又称为**非线性调制**。
- ◆ 与幅度调制技术相比，角度调制最突出的优势是其较高的抗噪声性能。



# 第3章 模拟调制系统

## ■ 3.3.1 角度调制的基本概念

### ◆ FM和PM信号的一般表达式

角度调制信号的一般表达式为

$$s_m(t) = A \cos[\omega_c t + \varphi(t)]$$

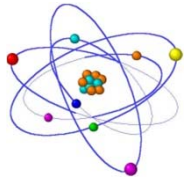
式中,  $A$  — 载波的恒定振幅;

$[\omega_c t + \varphi(t)] = \theta(t)$  — 信号的瞬时相位;

$\varphi(t)$  — 瞬时相位偏移。

□  $d[\omega_c t + \varphi(t)]/dt = \omega(t)$  — 称为瞬时角频率

□  $d\varphi(t)/dt$  — 称为瞬时频偏。



## 第3章 模拟调制系统

- ◆ 相位调制(PM): 瞬时相位偏移随调制信号作线性变化, 即

$$\varphi(t) = K_p m(t)$$

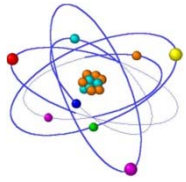
式中 $K_p$  — 调相灵敏度, 含义是单位调制信号幅度引起PM信号的相位偏移量, 单位是rad/V。

将上式代入一般表达式

$$s_m(t) = A \cos[\omega_c t + \varphi(t)]$$

得到PM信号表达式

$$s_{PM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_p m(t)]$$



## 第3章 模拟调制系统

- ◆ 频率调制(FM): 瞬时频率偏移随调制信号成比例变化, 即

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = K_f m(t)$$

式中  $K_f$ — 调频灵敏度, 单位是rad/s·V。

这时相位偏移为

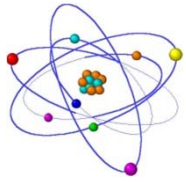
$$\varphi(t) = K_f \int m(\tau) d\tau$$

将其代入一般表达式

$$s_m(t) = A \cos[\omega_c t + \varphi(t)]$$

得到FM信号表达式

$$s_{FM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_f \int m(\tau) d\tau]$$



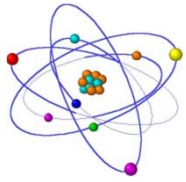
# 第3章 模拟调制系统

## ◆ PM与 FM的区别

$$s_{PM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_p m(t)]$$

$$s_{FM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_f \int m(\tau) d\tau]$$

- 比较上两式可见，PM是相位偏移随调制信号 $m(t)$ 线性变化，FM是相位偏移随 $m(t)$ 的积分呈线性变化。
- 如果预先不知道调制信号 $m(t)$ 的具体形式，则无法判断已调信号是调相信号还是调频信号。



## 第3章 模拟调制系统

### ◆ 单音调制FM与PM

设调制信号为单一频率的正弦波，即

$$m(t) = A_m \cos \omega_m t = A_m \cos 2\pi f_m t$$

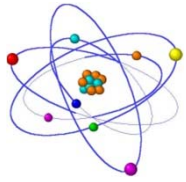
□ 用它对载波进行相位调制时，将上式代入

$$s_{PM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_p m(t)]$$

得到

$$s_{PM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_p A_m \cos \omega_m t] = A \cos[\omega_c t + m_p \cos \omega_m t]$$

式中， $m_p = K_p A_m$  — 调相指数，表示最大的相位偏移。



## 第3章 模拟调制系统

- 用它对载波进行频率调制时，将

$$m(t) = A_m \cos \omega_m t = A_m \cos 2\pi f_m t$$

代入

$$s_{FM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_f \int m(\tau) d\tau]$$

得到FM信号的表达式

$$\begin{aligned} s_{FM}(t) &= A \cos[\omega_c t + K_f A_m \int \cos \omega_m \tau d\tau] \\ &= A \cos[\omega_c t + m_f \sin \omega_m t] \end{aligned}$$

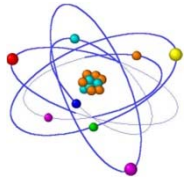
式中

$$m_f = \frac{K_f A_m}{\omega_m} = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m} \quad \text{— 调频指数，表示最大的相位偏移}$$

$$\Delta\omega = K_f A_m \quad \text{— 最大角频偏}$$

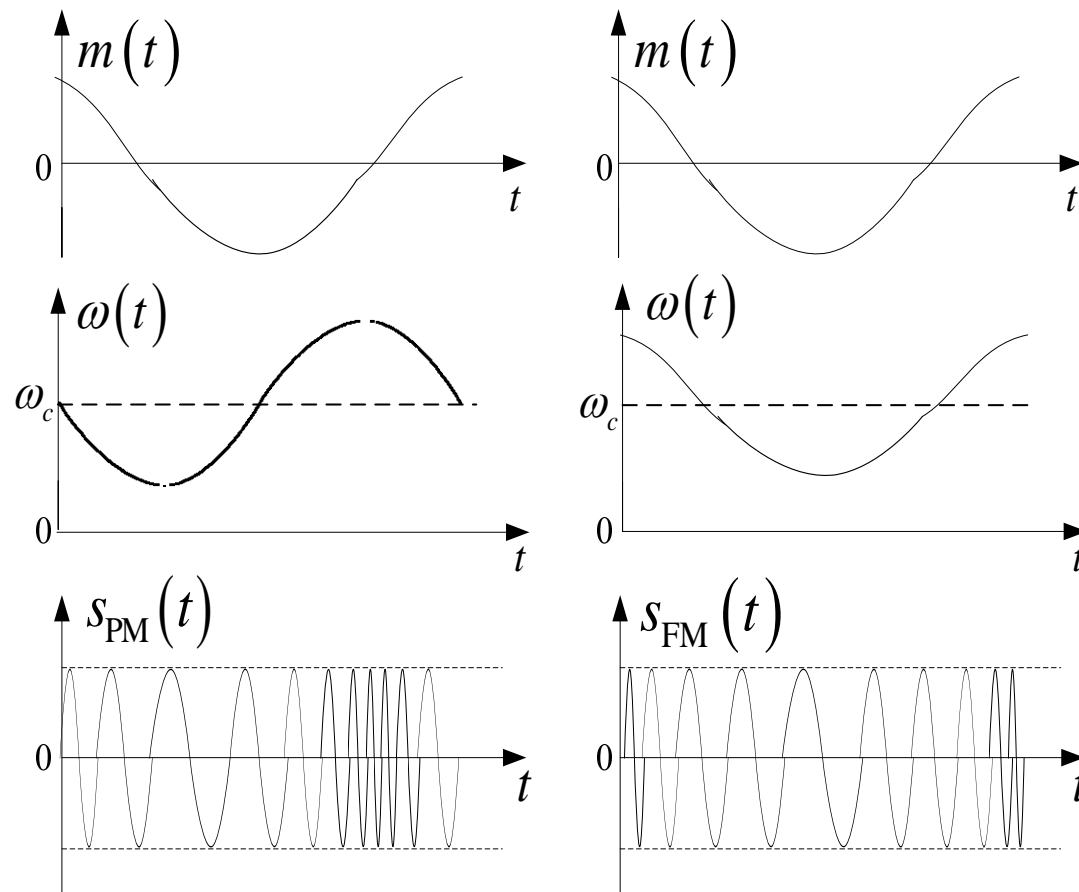
$$\Delta f = m_f \cdot f_m \quad \text{— 最大频偏。}$$





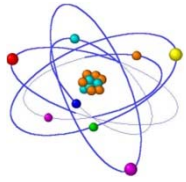
# 第3章 模拟调制系统

## ◆ PM 信号和FM 信号波形



(a) PM 信号波形

(b) FM 信号波形



# 第3章 模拟调制系统

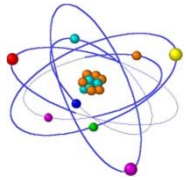
## ◆ FM与PM之间的关系

- 由于频率和相位之间存在微分与积分的关系，所以FM与PM之间是可以相互转换的。
- 比较下面两式可见

$$s_{PM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_p m(t)]$$

$$s_{FM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_f \int m(\tau) d\tau]$$

- 如果将调制信号先微分，而后进行调频，则得到的是调相波，这种方式叫间接调相；同样，如果将调制信号先积分，而后进行调相，则得到的是调频波，这种方式叫间接调频。

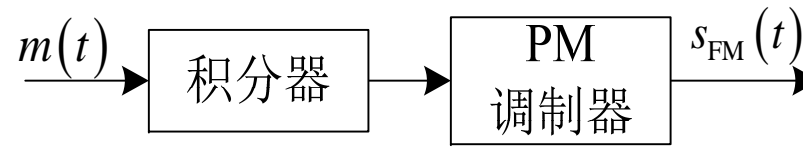


# 第3章 模拟调制系统

## □ 方框图



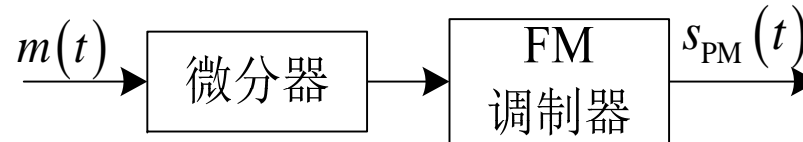
(a) 直接调频



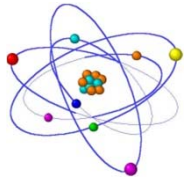
(b) 间接调频



(c) 直接调相



(d) 间接调相



# 第3章 模拟调制系统

## ■ 3.3.2 调频信号的产生与解调

### ◆ 调频信号的产生

□ 直接调频法：用调制信号直接去控制载波振荡器的频率，使其按调制信号的规律线性地变化。

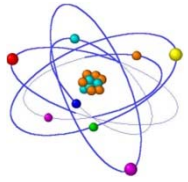
➤ 压控振荡器：每个压控振荡器(VCO)自身就是一个FM调制器，因为它的振荡频率正比于输入控制电压，即

$$\omega_i(t) = \omega_0 + K_f m(t)$$

方框图

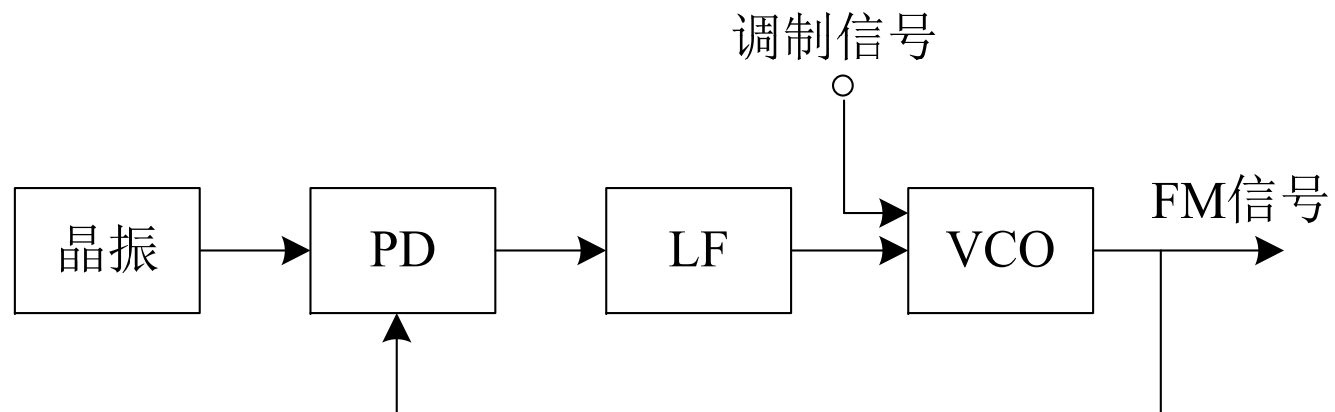


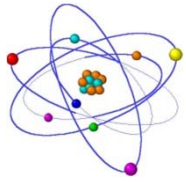
➤ LC振荡器：用变容二极管实现直接调频。



## 第3章 模拟调制系统

- 直接调频法的主要优缺点：  
优点：可以获得较大的频偏。  
缺点：频率稳定度不高
- 改进途径：采用如下锁相环（PLL）调制器

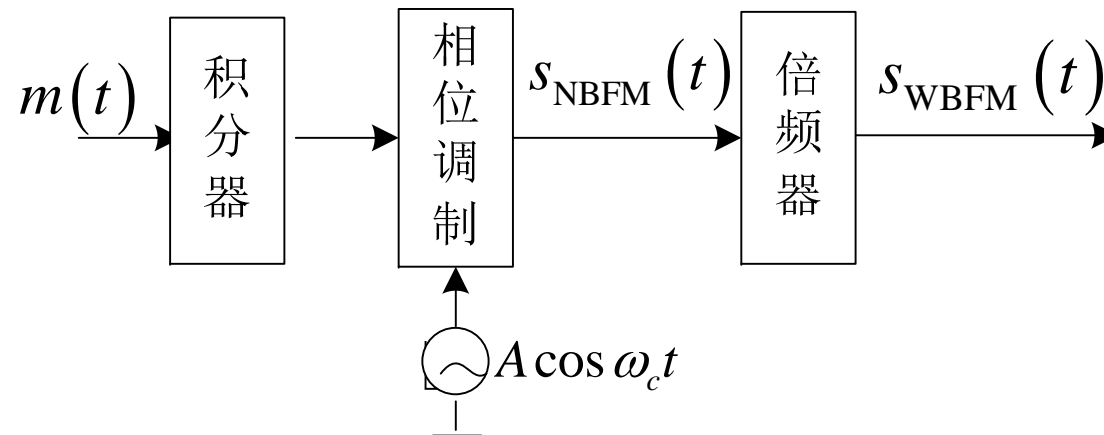


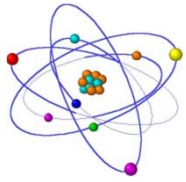


# 第3章 模拟调制系统

## ▣ 间接法调频 [阿姆斯特朗 (Armstrong) 法]

- 原理：先将调制信号积分，然后对载波进行调相，即可产生一个窄带调频(NBFM)信号，再经 $n$ 次倍频器得到宽带调频 (WBFM) 信。
- 方框图





# 第3章 模拟调制系统

## ◆ 调频信号的解调

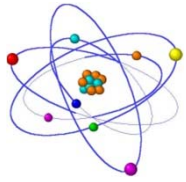
- 非相干解调：调频信号的一般表达式为

$$s_{FM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau]$$

解调器的输出应为

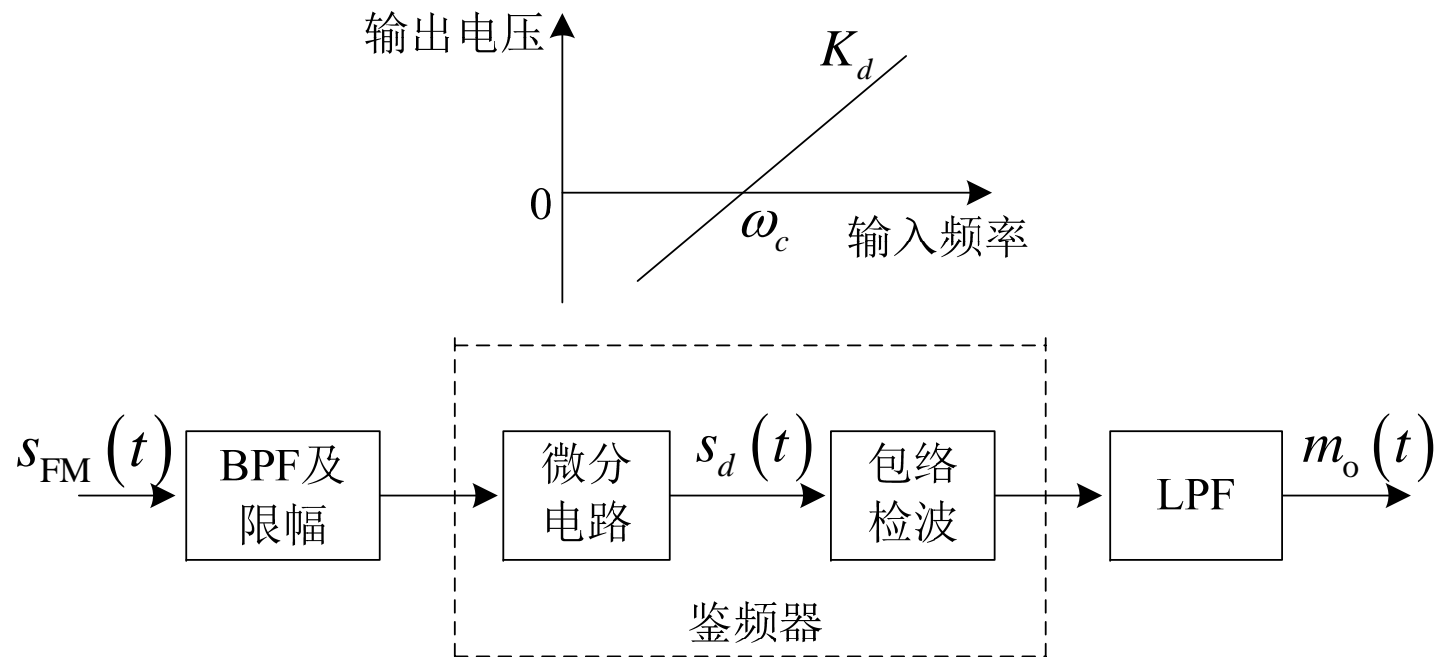
$$m_o(t) \propto K_f m(t)$$

- 完成这种频率-电压转换关系的器件是频率检波器，简称鉴频器。
- 鉴频器的种类很多，例如振幅鉴频器、相位鉴频器、比例鉴频器、正交鉴频器、斜率鉴频器、频率负反馈解调器、锁相环(PLL)鉴频器等。
- 下面以振幅鉴频器为例介绍：



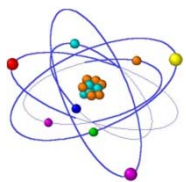
# 第3章 模拟调制系统

## ➤ 振幅鉴频器方框图



图中，微分电路和包络检波器构成了具有近似理想鉴频特性的鉴频器。限幅器的作用是消除信道中噪声等引起的调频波的幅度起伏





## 第3章 模拟调制系统

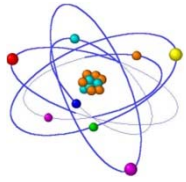
微分器的作用是把幅度恒定的调频波 $s_{\text{FM}}(t)$ 变成幅度和频率都随调制信号 $m(t)$ 变化的调幅调频波 $s_d(t)$ ，即

$$s_d(t) = -A[\omega_c + K_f m(t)] \sin[\omega_c t + K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau]$$

包络检波器则将其幅度变化检出并滤去直流，再经低通滤波后即得解调输出

$$m_o(t) = K_d K_f m(t)$$

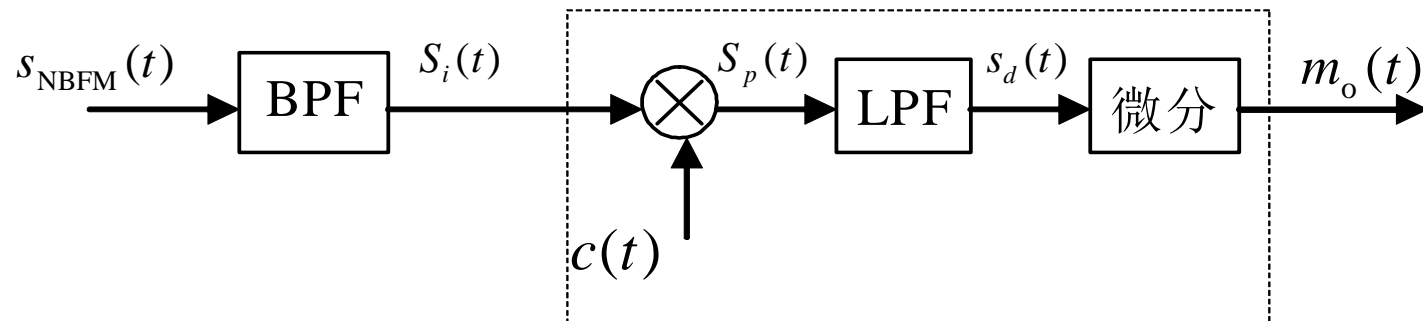
式中 $K_d$ 为鉴频器灵敏度，单位为V/rad/s

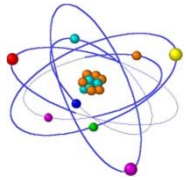


# 第3章 模拟调制系统

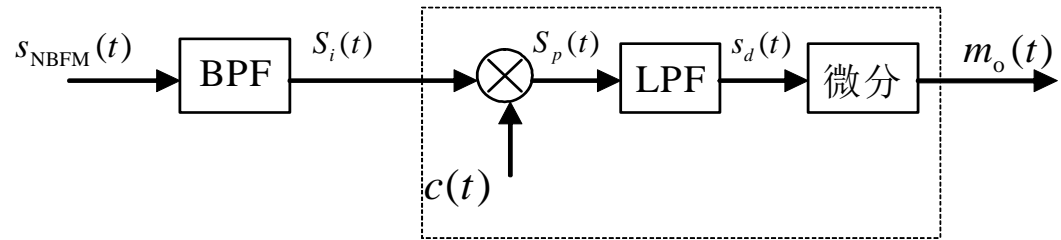
- 相干解调：相干解调仅适用于NBFM信号

由于NBFM信号可分解成同相分量与正交分量之和，因而可以采用线性调制中的相干解调法来进行解调，如下图所示。





## 第3章 模拟调制系统



设窄带调频信号

$$s_{NBFM}(t) = A \cos \omega_c t - A[K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau] \cdot \sin \omega_c t$$

并设相干载波  $c(t) = -\sin \omega_c t$

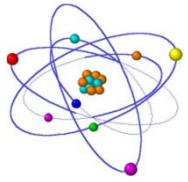
则相乘器的输出为

$$s_p(t) = -\frac{A}{2} \sin 2\omega_c t + \frac{A}{2} [K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau] \cdot (1 - \cos 2\omega_c t)$$

经低通滤波器取出其低频分量  $s_d(t) = \frac{A}{2} K_F \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$   
再经微分器，即得解调输出

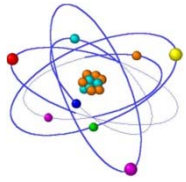
$$m_o(t) = \frac{AK_F}{2} m(t)$$

可见，相干解调可以恢复原调制信号。



# 第3章 模拟调制系统

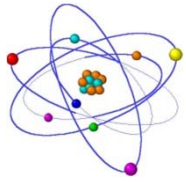
- 3.4调频系统的抗噪声性能（自学）



# 第3章 模拟调制系统

## ● 3.5 各种模拟调制系统的比较

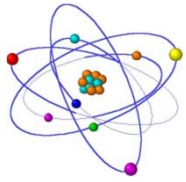
调制方式	传输带宽	$S_o / N_o$	设备复杂程度	主要应用
AM	$2f_m$	$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{AM} = \frac{1}{3} \left(\frac{S_i}{n_o f_m}\right)$	简单	中短波无线电广播
DSB	$2f_m$	$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{DSB} = \left(\frac{S_i}{n_o f_m}\right)$	中等	应用较少
SSB	$f_m$	$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{SSB} = \left(\frac{S_i}{n_o f_m}\right)$	复杂	短波无线电广播、话音频分复用、载波通信、数据传输
VSB	略大于 $f_m$	近似SSB	复杂	电视广播、数据传输
FM	$2(m_f + 1)f_m$	$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{FM} = \frac{3}{2} m_f^2 \left(\frac{S_i}{n_o f_m}\right)$	中等	超短波小功率电台（窄带FM）；调频立体声广播等高质量通信（宽带FM）



## 第3章 模拟调制系统

### ■ 频带利用率

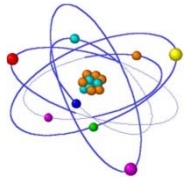
SSB的带宽最窄，其频带利用率最高；FM占用的带宽随调频指数 $m_f$ 的增大而增大，其频带利用率最低。可以说，FM是以牺牲有效性来换取可靠性的。因此， $m_f$ 值的选择要从通信质量和带宽限制两方面考虑。对于高质量通信（高保真音乐广播，电视伴音、双向式固定或移动通信、卫星通信和蜂窝电话系统）采用WBFM， $m_f$ 值选大些。对于一般通信，要考虑接收微弱信号，带宽窄些，噪声影响小，常选用 $m_f$ 较小的调频方式。



# 第3章 模拟调制系统

## ■ 特点与应用

- ◆ **AM**: 优点是接收设备简单; 缺点是功率利用率低, 抗干扰能力差。主要用在中波和短波调幅广播。
- ◆ **DSB**调制: 优点是功率利用率高, 且带宽与AM相同, 但设备较复杂。应用较少, 一般用于点对点专用通信。
- ◆ **SSB**调制: 优点是功率利用率和频带利用率都较高, 抗干扰能力和抗选择性衰落能力均优于AM, 而带宽只有AM的一半; 缺点是发送和接收设备都复杂。SSB常用于频分多路复用系统中。
- ◆ **VSB**调制: 抗噪声性能和频带利用率与SSB相当。在电视广播、数传等系统中得到了广泛应用。
- ◆ **FM**: FM的抗干扰能力强, 广泛应用于长距离高质量的通信系统中。缺点是频带利用率低, 存在门限效应。

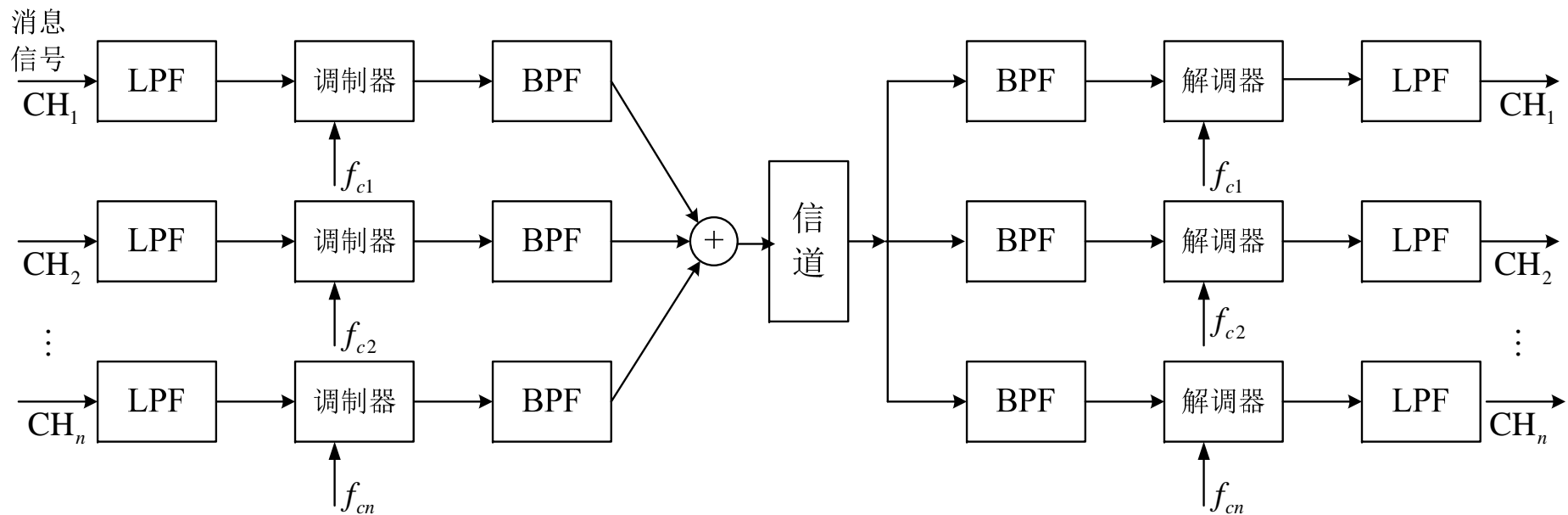


# 第3章 模拟调制系统

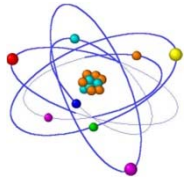
## ● 3.6 频分复用(FDM)和调频(FM)立体声

### ■ 3.6.1 频分复用 (FDM)

- ◆ 目的：充分利用信道的频带资源，提高信道利用率
- ◆ 原理

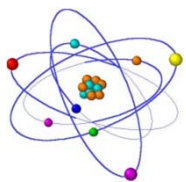






## 第3章 模拟调制系统

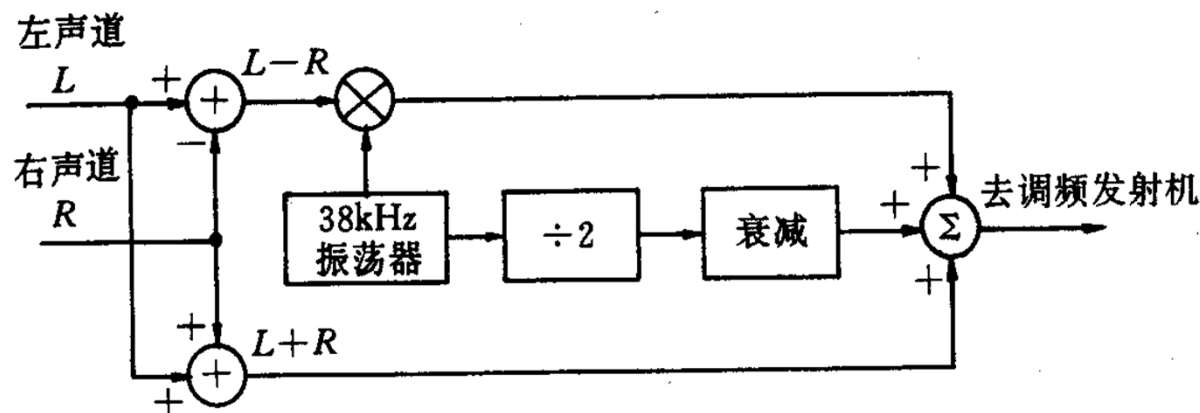
- ◆ FDM 技术主要用于模拟信号，普遍应用在多路载波电话系统中。其主要优点是信道利用率高，技术成熟；缺点是设备复杂，滤波器难以制作，并且在复用和传输过程中，调制、解调等过程会不同程度地引入非线性失真，而产生各路信号的相互干扰。

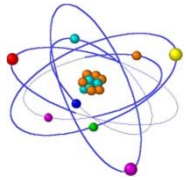


## 第3章 模拟调制系统

### ■ 3.6.2 调频立体声广播

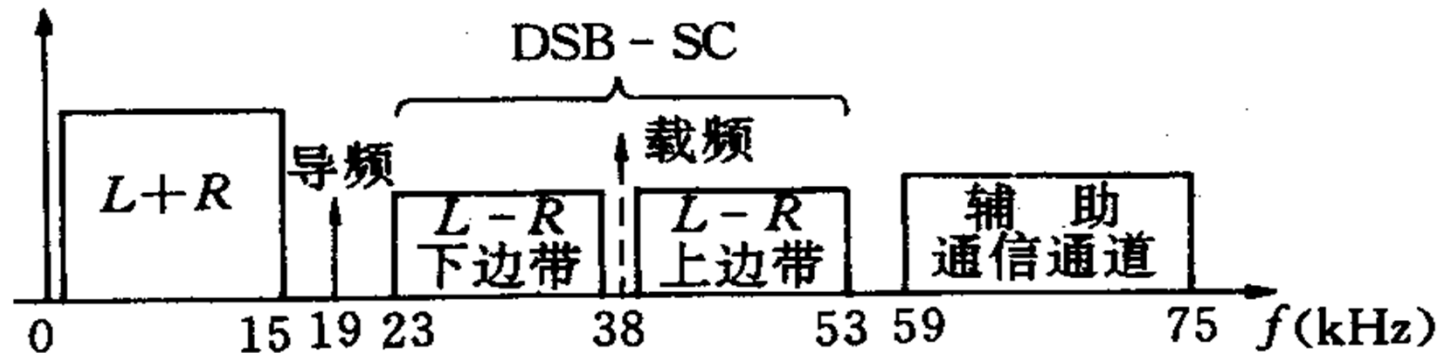
- ◆ 原理：FM立体声广播中，声音在空间上被分成两路音频信号，一个左声道信号 $L$ ，一个右声道信号 $R$ ，频率都在50Hz到15kHz之间。左声道与右声道相加形成和信号 $(L+R)$ ，相减形成差信号 $(L-R)$ 。在调频之前，差信号 $(L-R)$ 先对38kHz的副载波进行抑制载波双边带(DSB-SC)调制，然后与和信号 $(L+R)$ 进行频分复用后，作为FM立体声广播的基带信号，其形成过程如下图所示：



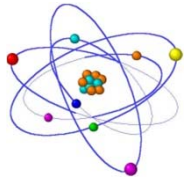


# 第3章 模拟调制系统

## ◆ 频谱结构

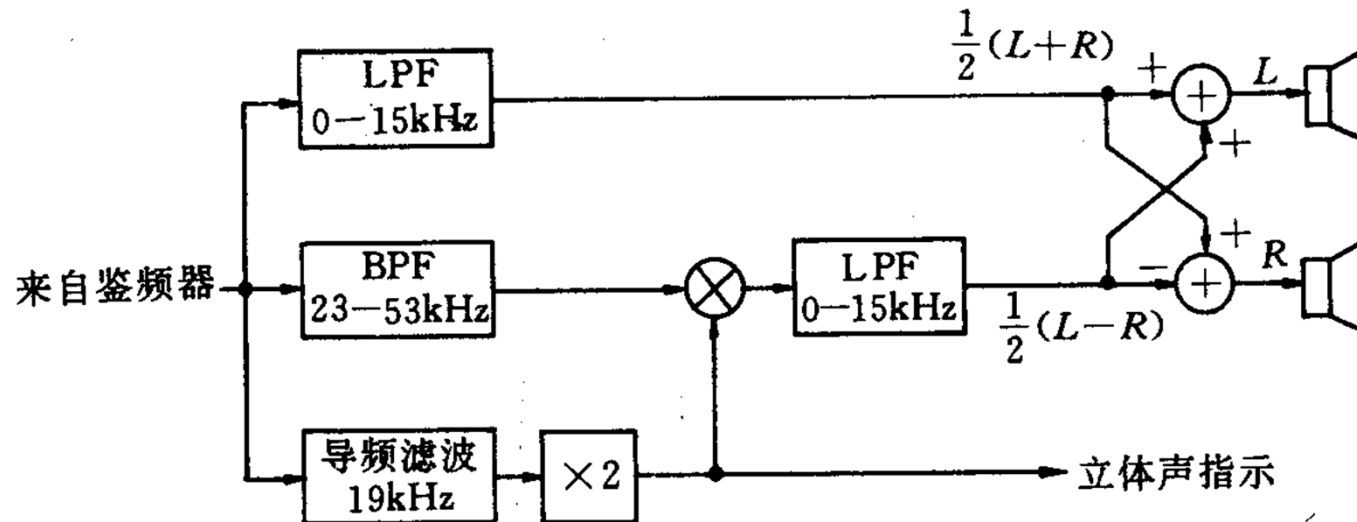


- 0~15kHz用于传送(L+R)信号
- 23kHz~53kHz用于传送(L-R)信号
- 59kHz~75kHz则用作辅助通道
- (L-R)信号的载波频率为38kHz
- 在19kHz处发送一个单频信号（导频）
- 在普通调频广播中，只发送0—15kHz的(L+R)信号。

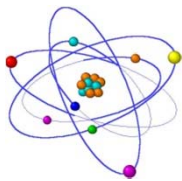


## 第3章 模拟调制系统

### ◆ 立体声广播信号的解调

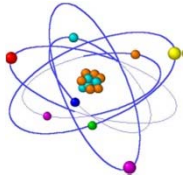


- 接收立体声广播后先进行鉴频，得到频分复用信号。对频分复用信号进行相应的分离，以恢复出左声道信号 $L$ 和右声道信号 $R$ 。



# 通信原理基础

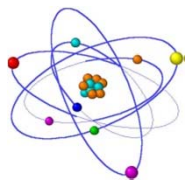
## 数字基带传输系统



# 第4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，它所占据的频谱是从零频或很低频率开始的。
- 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。

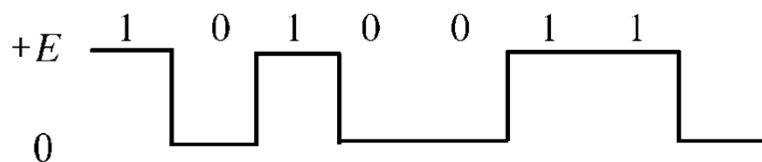


# 第4章 数字基带传输系统

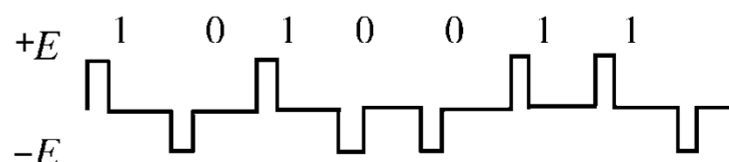
## ● 4.1 数字基带信号及其频谱特性

### ■ 4.1.1 数字基带信号

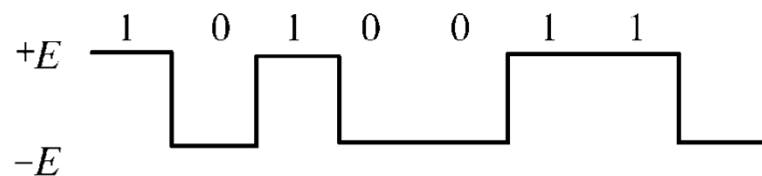
#### ◆ 几种基本的基带信号波形



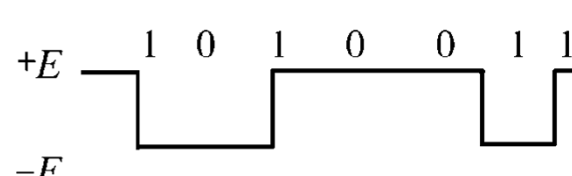
(a)



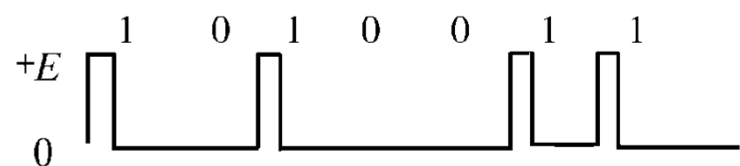
(d)



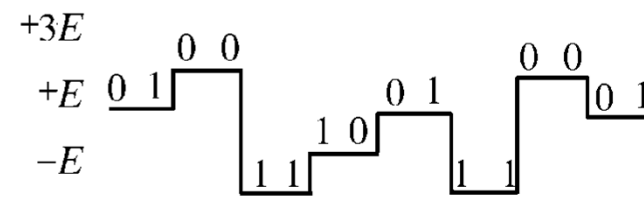
(b)



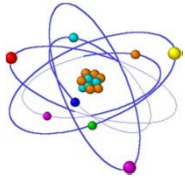
(e)



(c)

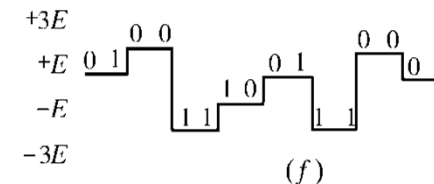
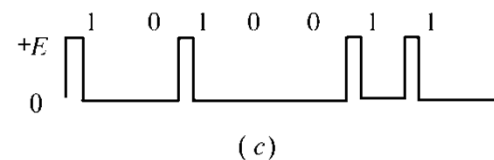
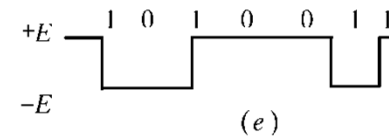
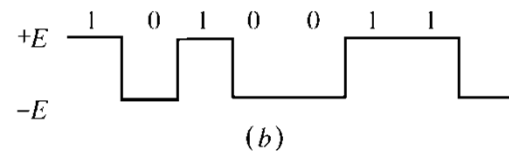
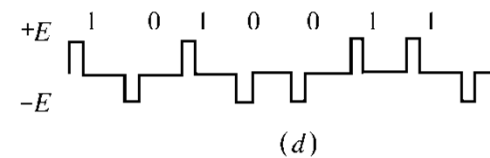
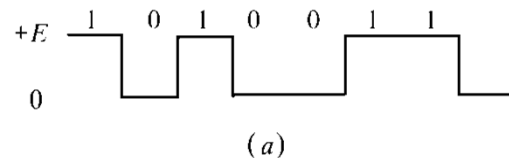


(f)

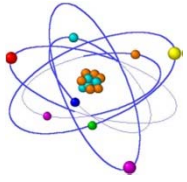


## 第4章 数字基带传输系统

- **单极性波形**：该波形的特点是电脉冲之间无间隔，极性单一，易于用TTL、CMOS电路产生；缺点是有直流分量，要求传输线路具有直流传输能力，因而不适应有交流耦合的远距离传输，只适用于计算机内部或极近距离的传输。
- **双极性波形**：当“1”和“0”等概率出现时无直流分量，有利于在信道中传输，并且在接收端恢复信号的判决电平为零值，因而不受信道特性变化的影响，抗干扰能力也较强。





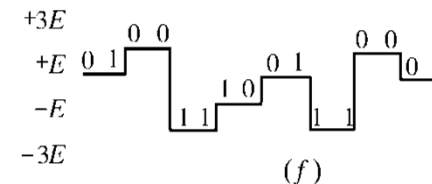
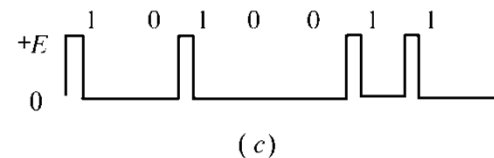
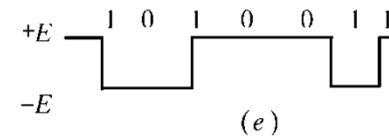
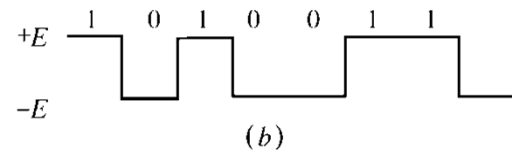
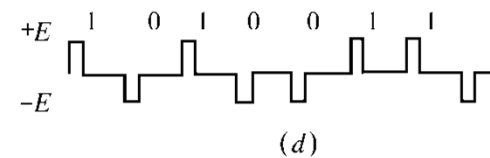
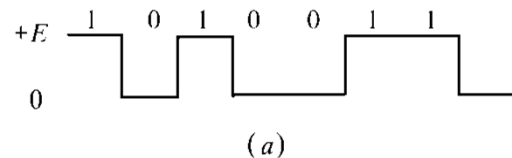


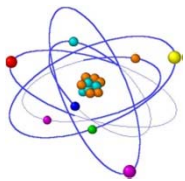
## 第4章 数字基带传输系统

- **单极性归零(RZ)波形**：信号电压在一个码元终止时刻前总要回到零电平。通常，归零波形使用半占空码，即占空比为50%。从单极性RZ波形可以直接提取定时信息。

与归零波形相对应，上面的单极性波形和双极性波形属于非归零(NRZ)波形，其占空比等于100%。

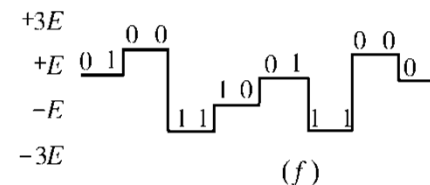
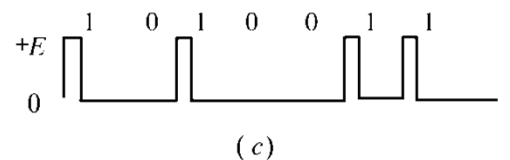
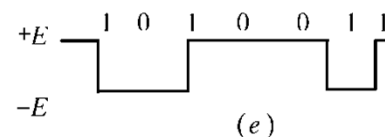
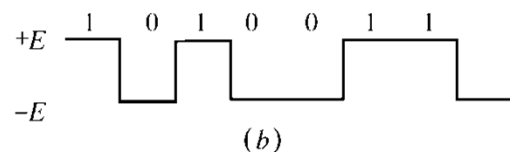
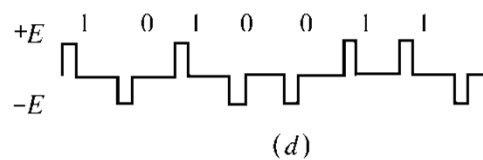
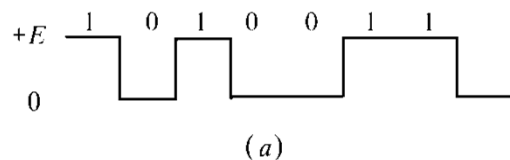
- **双极性归零波形**：兼有双极性和归零波形的特点。使得接收端很容易识别出每个码元的起止时刻，便于同步。

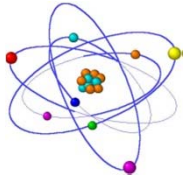




## 第4章 数字基带传输系统

- **差分波形**：用相邻码元的电平的跳变和不变来表示消息代码，图中，以电平跳变表示“1”，以电平不变表示“0”。它也称**相对码波形**。用差分波形传送代码可以消除设备初始状态的影响。
- **多电平波形**：可以提高频带利用率。图中给出了一个四电平波形2B1Q。





## 第4章 数字基带传输系统

- ◆ 数字基带信号的表示式：表示信息码元的单个脉冲的波形**并非一定**是矩形的。

若表示各码元的波形相同而电平取值不同，则数字基带信号可表示为：

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_s)$$

式中， $a_n$  — 第 $n$ 个码元所对应的电平值

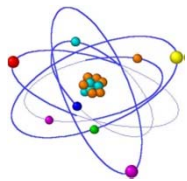
$T_s$  — 码元持续时间

$g(t)$  — 某种脉冲波形

一般情况下，数字基带信号可表示为一随机脉冲序列：

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_n(t)$$

式中， $s_n(t)$ 可以有 $N$ 种不同的脉冲波形。



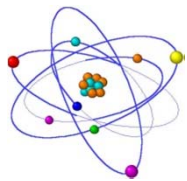
# 第4章 数字基带传输系统

## ● 4.2 基带传输的常用码型

### ■ 对传输用的基带信号的主要要求:

- ◆ 对代码的要求: 原始消息代码必须编成适合于传输用的码型;
- ◆ 对所选码型的电波形要求: 电波形应适合于基带系统的传输。

前者属于传输码型的选择, 后者是基带脉冲的选择。这是两个既独立又有联系的问题。本节先讨论码型的选择问题。

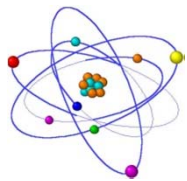


## 第4章 数字基带传输系统

### ■ 4.2.1 传输码的码型选择原则

- ◆ 不含直流，且低频分量尽量少；
- ◆ 应含有丰富的定时信息，以便于从接收码流中提取定时信号；
- ◆ 功率谱主瓣宽度窄，以节省传输频带；
- ◆ 不受信息源统计特性的影响，即能适应于信息源的变化；
- ◆ 具有内在的检错能力，即码型应具有一定规律性，以便利用这一规律性进行宏观监测。
- ◆ 编译码简单，以降低通信延时和成本。

满足或部分满足以上特性的传输码型种类很多，下面将介绍目前常用的几种。



## 第4章 数字基带传输系统

### ■ 4.2.2 几种常用的传输码型

#### ◆ AMI码：传号交替反转码

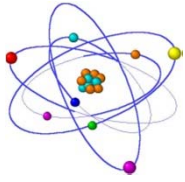
- 编码规则：将消息码的“1”(传号)交替地变换为“+1”和“-1”，而“0”(空号)保持不变。

#### □ 例：

消息码： 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 1 1 ...

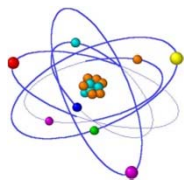
AMI码： 0 -1 +1 0 0 0 0 0 0 0 -1 +1 0 0 -1 +1 ...

- AMI码对应的波形是具有正、负、零三种电平的脉冲序列。



## 第4章 数字基带传输系统

- AMI码的优点：没有直流成分，且高、低频分量少，编译码电路简单，且可利用**传号极性交替**这一规律观察误码情况；如果它是AMI-RZ波形，接收后只要全波整流，就可变为单极性RZ波形，从中可以提取位定时分量
- AMI码的缺点：当原信码出现长连“0”串时，信号的电平长时间不跳变，造成提取定时信号的困难。解决连“0”码问题的有效方法之一是采用HDB码。

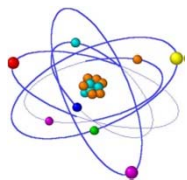


## 第4章 数字基带传输系统

### ◆ HDB<sub>3</sub>码：3阶高密度双极性码

- 它是AMI码的一种改进型，改进目的是为了保持AMI码的优点而克服其缺点，使连“0”个数不超过3个。
- 编码规则：
  - (1) 检查消息码中“0”的个数。当连“0”数目小于等于3时，HDB<sub>3</sub>码与AMI码一样，+1与-1交替；
  - (2) 连“0”数目超过3时，将每4个连“0”化作一小节，定义为B00V，称为破坏节，其中V称为破坏脉冲，而B称为调节脉冲；
  - (3) V与前一个相邻的非“0”脉冲的极性相同(这破坏了极性交替的规则，所以V称为破坏脉冲)，并且要求相邻的V码之间极性必须交替。V的取值为+1或-1；





## 第4章 数字基带传输系统

(4) B的取值可选0、+1或-1，以使V同时满足(3)中的两个要求；

(5) V码后面的传号码极性也要交替。

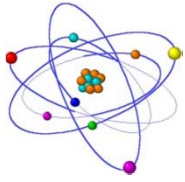
□ 例：

消息码： 1 0 0 0 0 1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 1 1

AMI码： -1 0 0 0 0 +1 0 0 0 0 -1 +1 0 0 0 0 0 0 0 0 -1 +1

HDB码： -1 0 0 0 -V +1 0 0 0 +V -1 +1 -B 0 0 -V +B 0 0 +V -1 +1

其中的 $\pm V$ 脉冲和 $\pm B$ 脉冲与 $\pm 1$ 脉冲波形相同，用V或B符号表示的目的是为了示意该非“0”码是由原信码的“0”变换而来的。

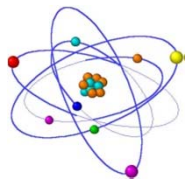


## 第4章 数字基带传输系统

### □ HDB<sub>3</sub>码的译码:

HDB<sub>3</sub>码的编码虽然比较复杂,但译码却比较简单。

从上述编码规则看出, 每一个破坏脉冲V总是与前一非“0”脉冲同极性(包括B在内)。这就是说, 从收到的符号序列中可以容易地找到破坏点V, 于是也断定V符号及其前面的3个符号必是连“0”符号, 从而恢复4个连“0”码, 再将所有-1变成+1后便得到原消息代码。



## 第4章 数字基带传输系统

### ◆ 双相码：又称曼彻斯特（Manchester）码

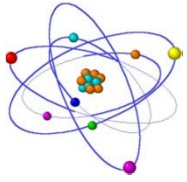
- 用一个周期的正负对称方波表示“0”，而用其反相波形表示“1”。
- “0”码用“01”两位码表示，“1”码用“10”两位码表示
- 例：

消息码： 1 1 0 0 1 0 1

双相码： 10 10 01 01 10 01 10

- 优缺点：

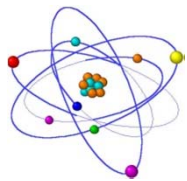
双相码波形是一种双极性NRZ波形，只有极性相反的两个电平。它在每个码元间隔的中心点都存在电平跳变，所以含有丰富的位定时信息，且没有直流分量，编码过程也简单。缺点是占用带宽加倍，使频带利用率降低。



## 第4章 数字基带传输系统

### ◆ 差分双相码

为了解决双相码因极性反转而引起的译码错误，可以采用差分码的概念。双相码是利用每个码元持续时间中间的电平跳变进行同步和信码表示（由负到正的跳变表示二进制“0”，由正到负的跳变表示二进制“1”）。而在差分双相码编码中，每个码元中间的电平跳变用于同步，而每个码元的开始处是否存在额外的跳变用来确定信码。有跳变则表示二进制“1”，无跳变则表示二进制“0”。



## 第4章 数字基带传输系统

- ◆ 密勒码：又称延迟调制码

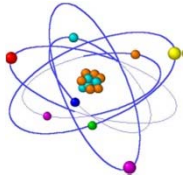
- 编码规则：

- “1”码用码元中心点出现跃变来表示，即用“10”或“01”表示。

- “0”码有两种情况：

- 单个“0”时，在码元持续时间内不出现电平跃变，且与相邻码元的边界处也不跃变，

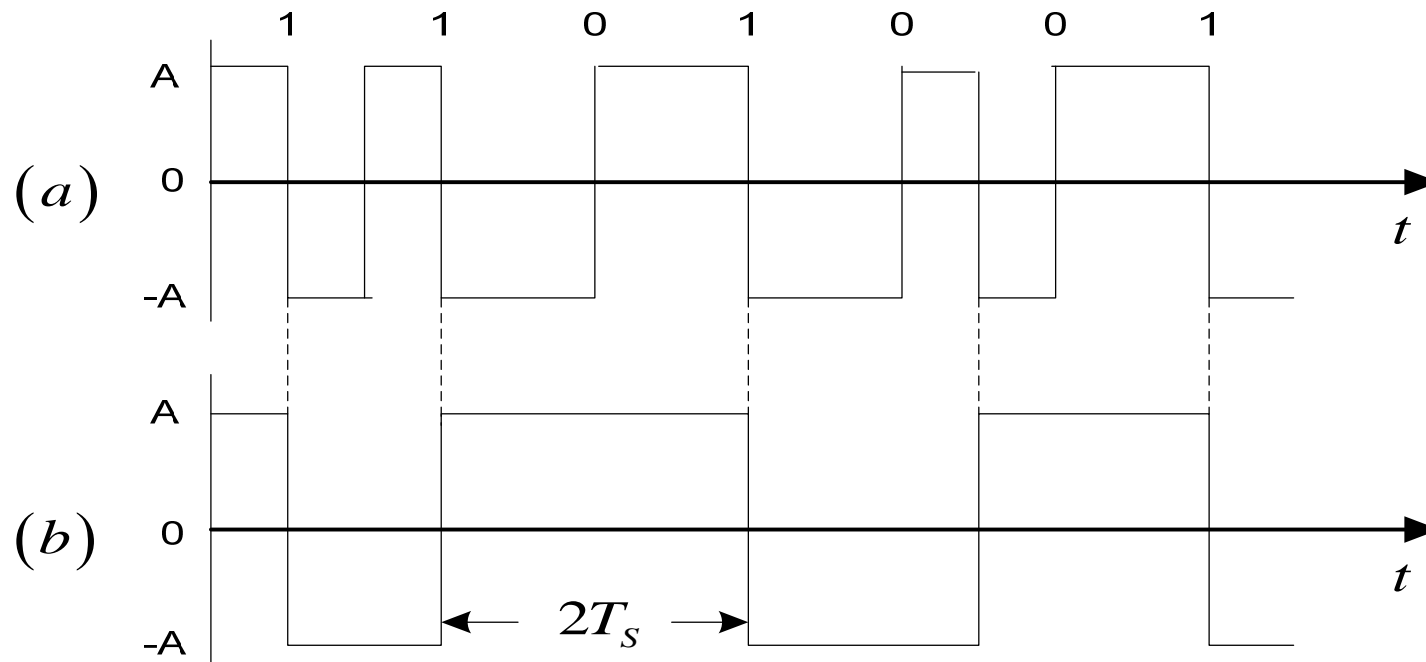
- 连“0”时，在两个“0”码的边界处出现电平跃变，即“00”与“11”交替。

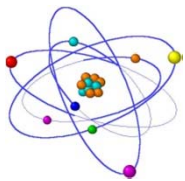


## 第4章 数字基带传输系统

□ 例：图(a)是双相码的波形；

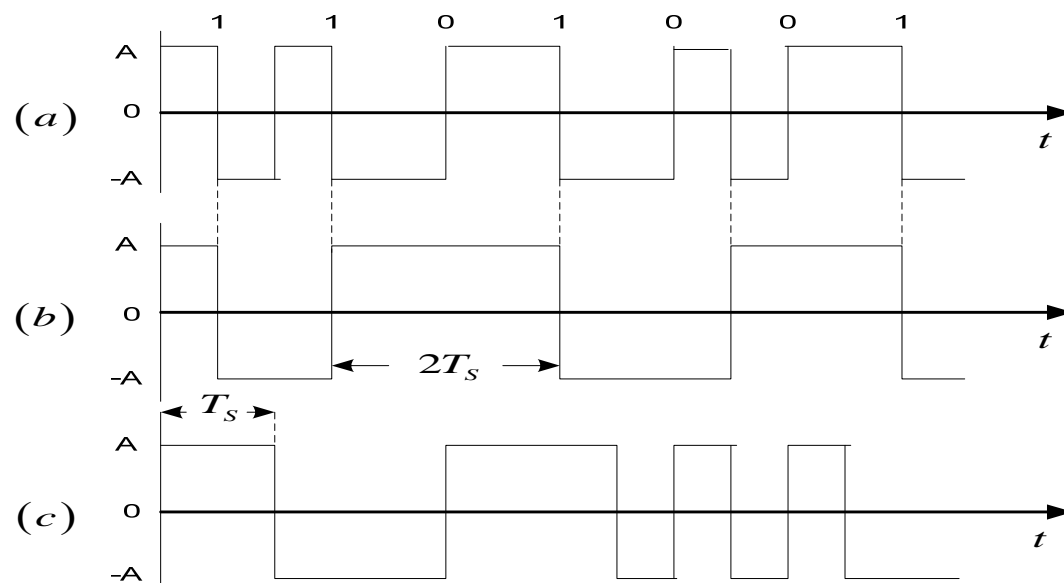
- 图(b) 为密勒码的波形；若两个“1”码中间有一个“0”码时，密勒码流中出现最大宽度为 $2T_s$ 的波形，即两个码元周期。这一性质可用来进行宏观检错。
- 用双相码的下降沿去触发双稳电路，即可输出密勒码。



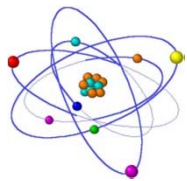


## 第4章 数字基带传输系统

- ◆ CMI码：CMI码是传号反转码的简称。
  - 编码规则：“1”码交替用“1 1”和“0 0”两位码表示；“0”码固定地用“01”表示。
  - 波形图举例：如下图(c)



- CMI码易于实现，含有丰富的定时信息。此外，由于10为禁用码组，不会出现3个以上的连码，这个规律可用来宏观检错。

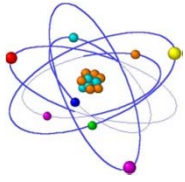


## 第4章 数字基带传输系统

- ◆ 块编码：块编码的形式：有nBmB码，nBmT码等。
  - ▣ **nBmB码**：把原信息码流的 $n$ 位二进制码分为一组，并置换成 $m$ 位二进制码的新码组，其中 $m > n$ 。由于，新码组可能有 $2^m$ 种组合，故多出 $(2^m - 2^n)$ 种组合。在 $2^m$ 种组合中，以某种方式选择有利码组作为可用码组，其余作为禁用码组，以获得好的编码性能。
    - 例如，在4B5B编码中，用5位的编码代替4位的编码，对于4位分组，只有 $2^4 = 16$ 种不同的组合，对于5位分组，则有 $2^5 = 32$ 种不同的组合。

为了实现同步，我们可以按照不超过一个前导“0”和两个后缀“0”的方式选用码组，其余为禁用码组。这样，如果接收端出现了禁用码组，则表明传输过程中出现误码，从而提高了系统的检错能力。
    - 双相码、密勒码和CMI码都可看作1B2B码。
    - 优缺点：提供了良好的同步和检错功能，但带宽增大 20

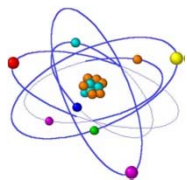




## 第4章 数字基带传输系统

▣ **nBmT码**：将 $n$ 个二进制码变换成 $m$ 个三进制码的新码组，且 $m < n$ 。

- 例：4B3T码，它把4个二进制码变换成3个三进制码。显然，在相同的码速率下，4B3T码的信息容量大于1B1T，因而可提高频带利用率。

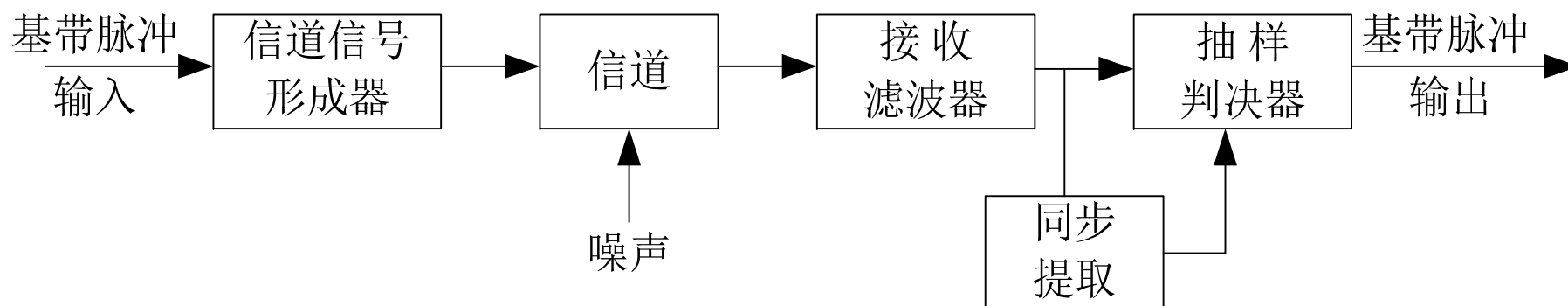


## 第4章 数字基带传输系统

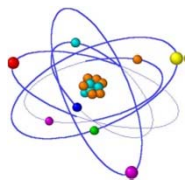
### ● 4.3 数字基带信号传输与码间串扰

#### ■ 4.3.1 数字基带信号传输系统的组成

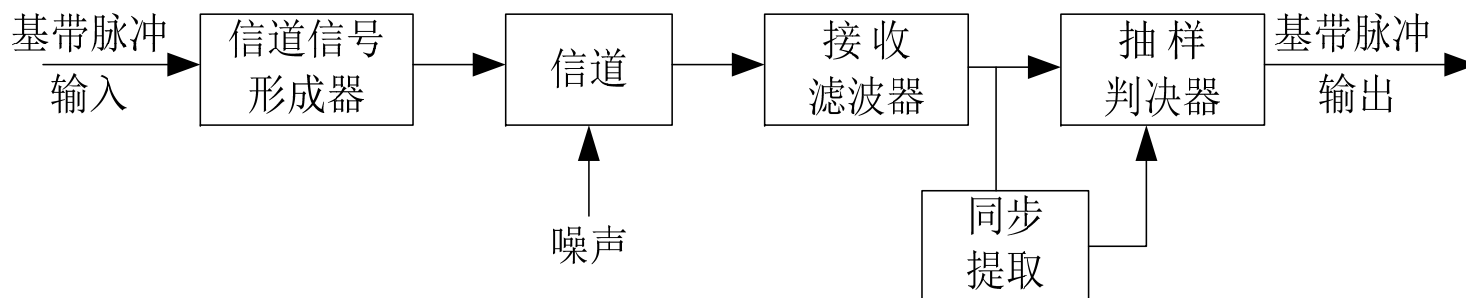
##### ◆ 基本结构



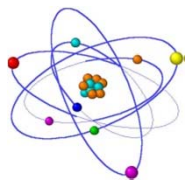
- 信道信号形成器（发送滤波器）：压缩输入信号频带，把传输码变换成适宜于信道传输的基带信号波形。



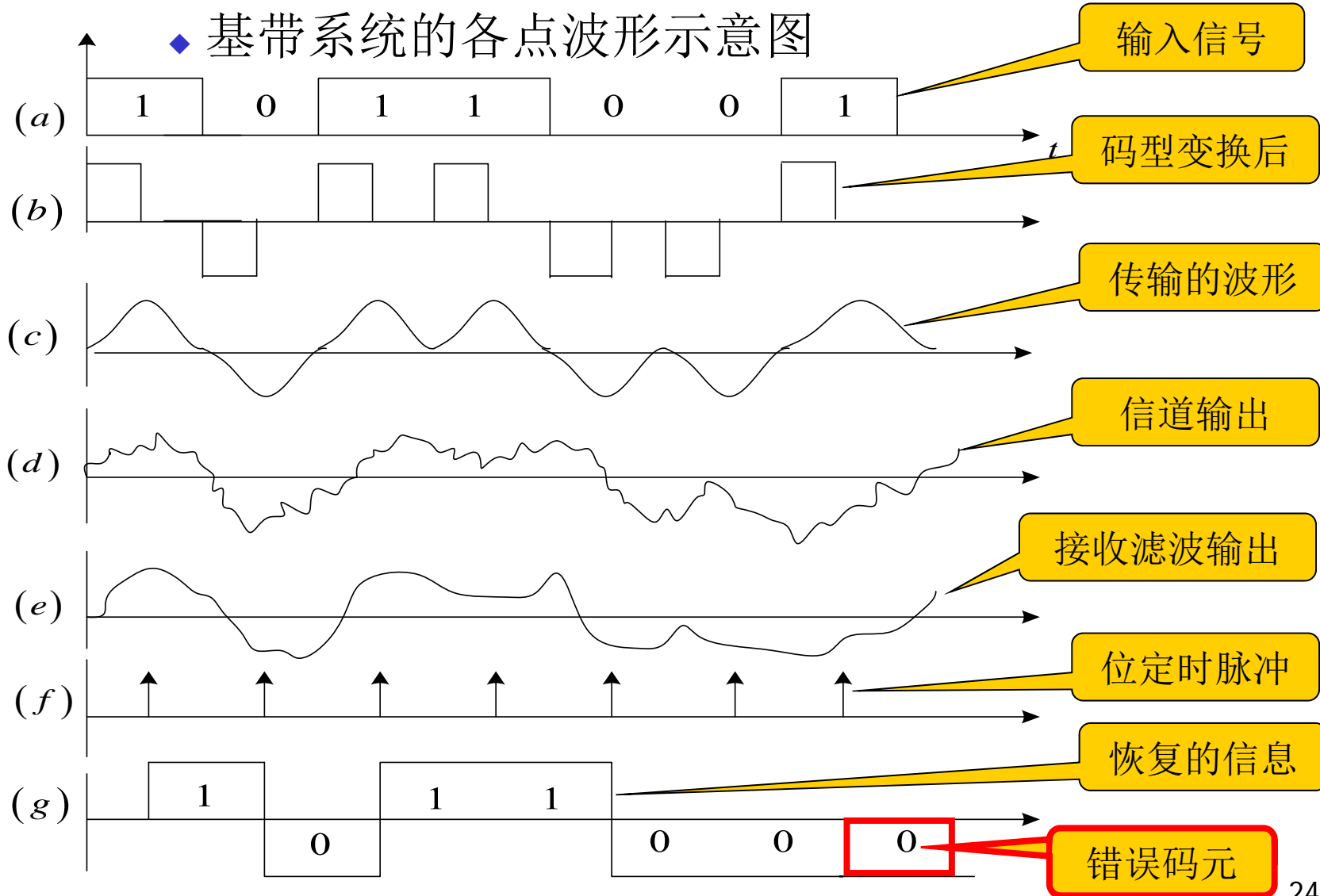
## 第4章 数字基带传输系统

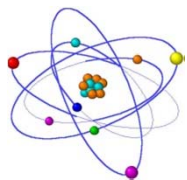


- 信道：信道的传输特性一般不满足无失真传输条件，因此会引起传输波形的失真。另外信道还会引入噪声 $n(t)$ ，并假设它是均值为零的高斯白噪声。
- 接收滤波器：它用来接收信号，滤除信道噪声和其他干扰，对信道特性进行均衡，使输出的基带波形有利于抽样判决。
- 抽样判决器：对接收滤波器的输出波形进行抽样判决，以恢复或再生基带信号。
- 同步提取：用同步提取电路从接收信号中提取定时脉冲



# 第4章 数字基带传输系统





# 第4章 数字基带传输系统

## ◆ 码间串扰

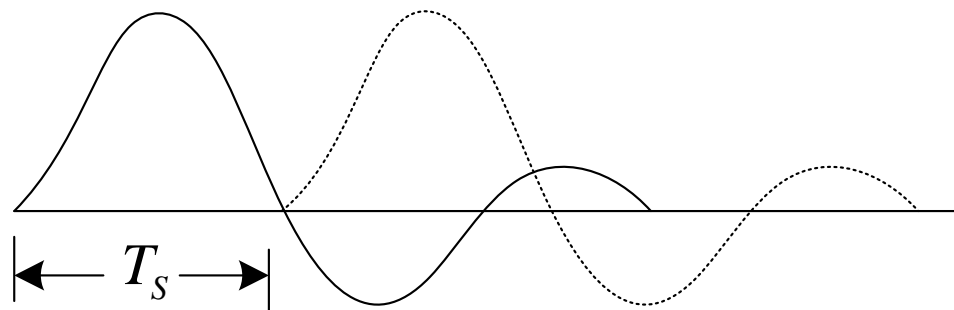
- 两种误码原因：

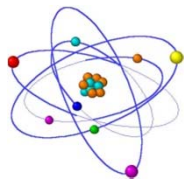
- 码间串扰

- 信道加性噪声

- 码间串扰原因：系统传输总特性不理想，导致前后码元的波形畸变并使前面波形出现很长的拖尾，从而对当前码元的判决造成干扰。

- 码间串扰严重时，会造成错误判决，如下图所示：





## 第4章 数字基带传输系统

### ● 4.4 无码间串扰的基带传输特性

本节先讨论在不考虑噪声情况下，如何消除码间串扰；下一节再讨论无码间串扰情况下，如何减小信道噪声的影响。

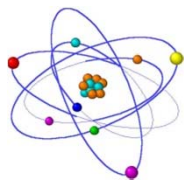
#### ■ 4.4.1 消除码间串扰的基本思想

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

由上式可知，若想消除码间串扰，应使

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

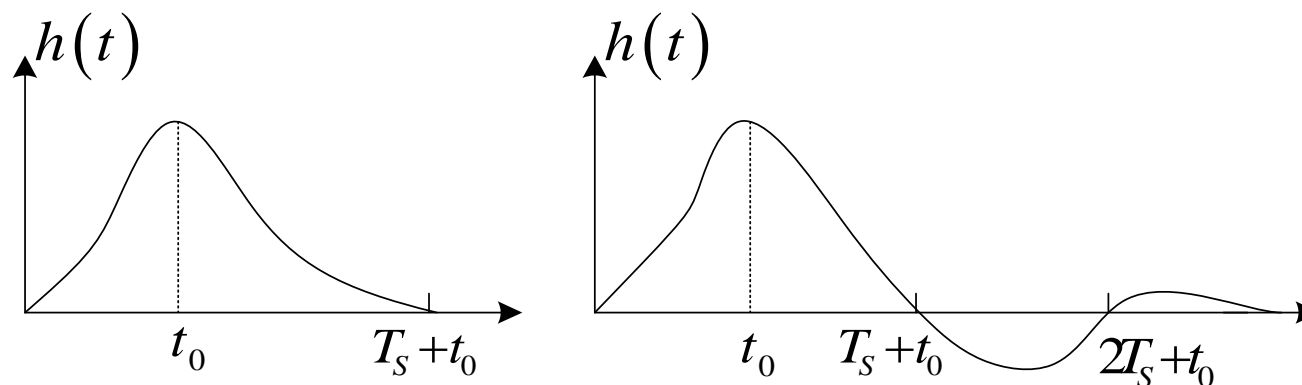
由于 $a_n$ 是随机的，要想通过各项相互抵消使码间串扰为0是不行的，这就需要对 $h(t)$ 的波形提出要求。



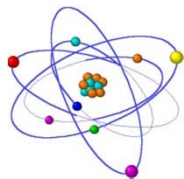
## 第4章 数字基带传输系统

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

在上式中，若让 $h[(k-n)T_s + t_0]$ 在 $T_s + t_0$ 、 $2T_s + t_0$ 等后面码元抽样判决时刻上正好为0，就能消除码间串扰，如下图所示：



这就是消除码间串扰的基本思想。



## 第4章 数字基带传输系统

### ■ 4.4.2 无码间串扰的条件

#### ◆ 时域条件

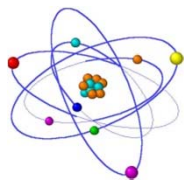
如上所述，只要基带传输系统的冲激响应波形 $h(t)$ 仅在本码元的抽样时刻上有最大值，并在其他码元的抽样时刻上均为0，则可消除码间串扰。也就是说，若对 $h(t)$ 在时刻 $t = kT_s$ （这里假设信道和接收滤波器所造成的延迟 $t_0 = 0$ ）抽样，则应有下式成立

$$h(kT_s) = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ 0, & k \text{ 为其他整数} \end{cases}$$

上式称为**无码间串扰的时域条件**。

也就是说，若 $h(t)$ 的抽样值除了在 $t = 0$ 时不为零外，在其他所有抽样点上均为零，就不存在码间串扰。





## 第4章 数字基带传输系统

### ◆ 频域条件

根据 $h(t)$ 和 $H(\omega)$ 之间存在的傅里叶变换关系:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

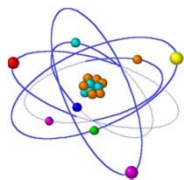
在 $t = kT_s$ 时, 有

$$h(kT_s) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) e^{j\omega kT_s} d\omega$$

把上式的积分区间用分段积分求和代替, 每段长为 $2\pi/T_s$ ,

则上式可写成

$$h(kT_s) = \frac{1}{2\pi} \sum_i \int_{(2i-1)\pi/T_s}^{(2i+1)\pi/T_s} H(\omega) e^{j\omega kT_s} d\omega$$



## 第4章 数字基带传输系统

$$h(kT_s) = \frac{1}{2\pi} \sum_i \int_{(2i-1)\pi/T_s}^{(2i+1)\pi/T_s} H(\omega) e^{j\omega kT_s} d\omega$$

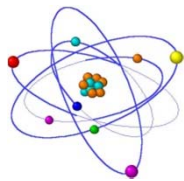
将上式作变量代换：令

$$\omega' = \omega - \frac{2i\pi}{T_s}$$

则有  $d\omega' = d\omega$ ,  $\omega = \omega' + 2i\pi/T_s$ 。且当  $\omega = (2i\pm 1)\pi/T_s$  时,  $\omega' = \pm\pi/T_s$ , 于是

$$\begin{aligned} h(kT_s) &= \frac{1}{2\pi} \sum_i \int_{-\pi/T_s}^{\pi/T_s} H(\omega' + \frac{2i\pi}{T_s}) e^{j\omega' kT_s} e^{j2\pi i k} d\omega' \\ &= \frac{1}{2\pi} \sum_i \int_{-\pi/T_s}^{\pi/T_s} H(\omega' + \frac{2i\pi}{T_s}) e^{j\omega' kT_s} d\omega' \end{aligned}$$

当上式右边一致收敛时, 求和与积分的次序可以互换, 于是有



## 第4章 数字基带传输系统

$$h(kT_s) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/T_s}^{\pi/T_s} \sum_i H(\omega + \frac{2i\pi}{T_s}) e^{j\omega kT_s} d\omega$$

这里，我们已把 $\omega'$ 重新换为 $\omega$ 。

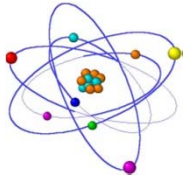
由傅里叶级数可知，若 $F(\omega)$ 是周期为 $2\pi/T_s$ 的频率函数，则可用指数型傅里叶级数表示

$$F(\omega) = \sum_n f_n e^{-jn\omega T_s}$$
$$f_n = \frac{T_s}{2\pi} \int_{-\pi/T_s}^{\pi/T_s} F(\omega) e^{jn\omega T_s} d\omega$$

将上式与上面的 $h(kT_s)$ 式对照，我们发现， $h(kT_s)$ 就是

$$\frac{1}{T_s} \sum_i H(\omega + \frac{2i\pi}{T_s})$$

的指数型傅里叶级数的系数，即有



## 第4章 数字基带传输系统

$$\frac{1}{T_s} \sum_i H(\omega + \frac{2\pi i}{T_s}) = \sum_k h(kT_s) e^{-j\omega kT_s}$$

在无码间串扰时域条件的要求下，我们得到无码间串扰时的基带传输特性应满足

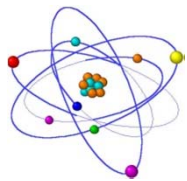
$$\frac{1}{T_s} \sum_i H(\omega + \frac{2\pi i}{T_s}) = 1 \quad |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s}$$

或写成

$$\sum_i H(\omega + \frac{2\pi i}{T_s}) = T_s \quad |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s}$$

上条件称为**奈奎斯特(Nyquist)第一准则**。

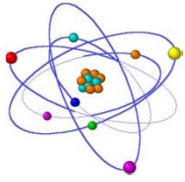
基带系统的总特性 $H(\omega)$ 凡是能符合此要求的，均能消除码间串扰。



## 第4章 数字基带传输系统

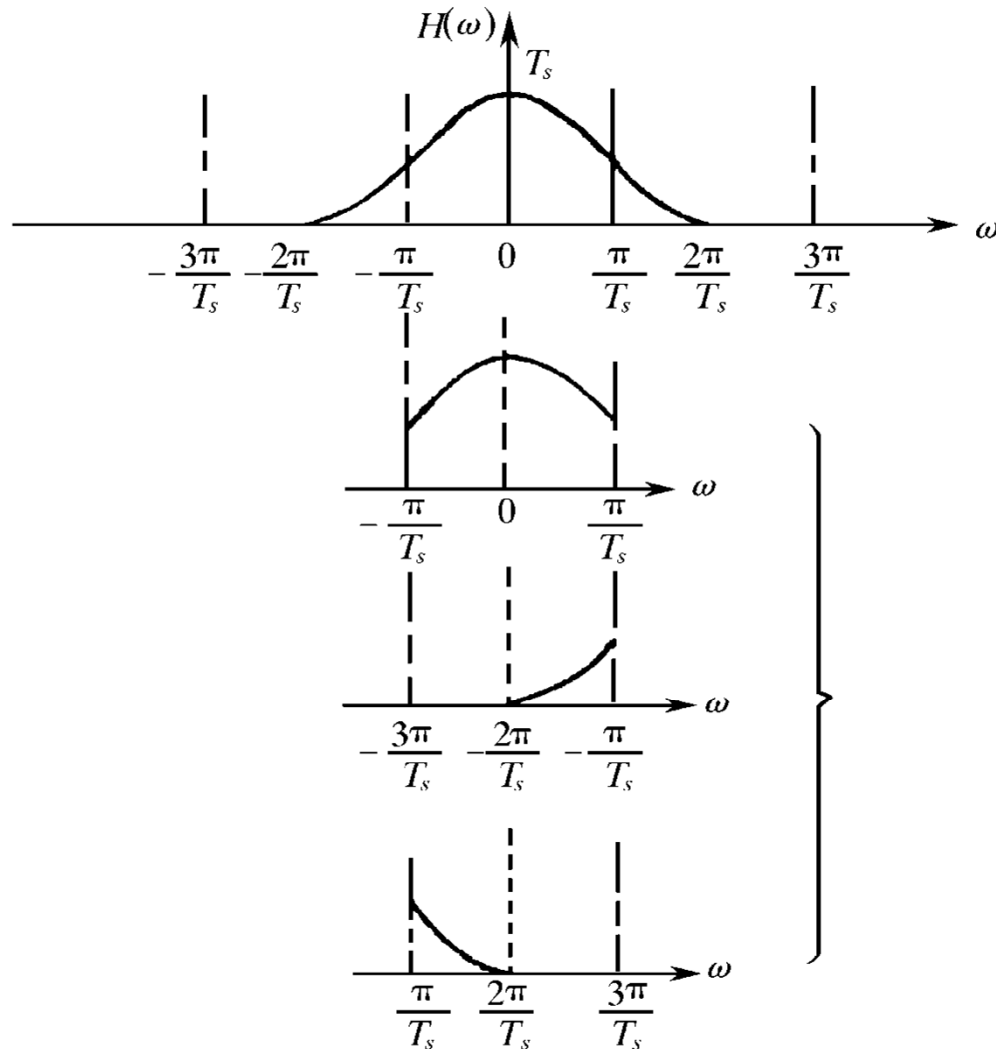
### ◆ 频域条件的物理意义

- ▣ 将 $H(\omega)$ 在 $\omega$ 轴上以 $2\pi/T_s$ 为间隔切开，然后分段沿 $\omega$ 轴平移到 $(-\pi/T_s, \pi/T_s)$ 区间内，将它们进行叠加，其结果应当为一常数（不必一定是 $T_s$ ）。
- ▣ 这一过程可以归述为：一个实际的 $H(\omega)$ 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。

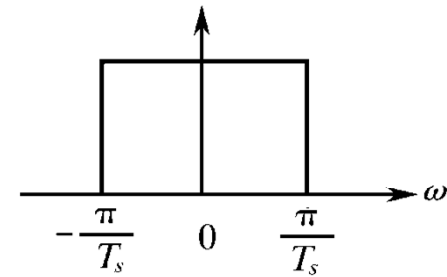


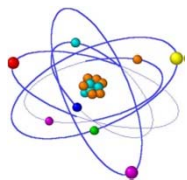
# 第4章 数字基带传输系统

□ 例:



$$\sum_i H\left(\omega + \frac{2\pi i}{T_s}\right), \quad |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s}$$





## 第4章 数字基带传输系统

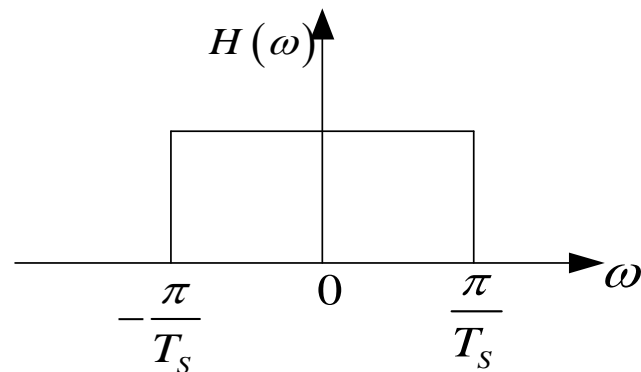
### ■ 4.4.3 无码间串扰的传输特性的设计

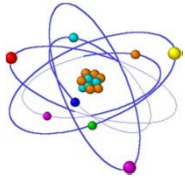
满足奈奎斯特第一准则并不是唯一的要求。如何设计或选择满足此准则的 $H(\omega)$ 是我们接下来要讨论的问题。

#### ◆ 理想低通特性

满足奈奎斯特第一准则的 $H(\omega)$ 有很多种，容易想到的一种极限情况，就是 $H(\omega)$ 为理想低通型，即

$$H(\omega) = \begin{cases} T_s, & |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} \\ 0, & |\omega| > \frac{\pi}{T_s} \end{cases}$$

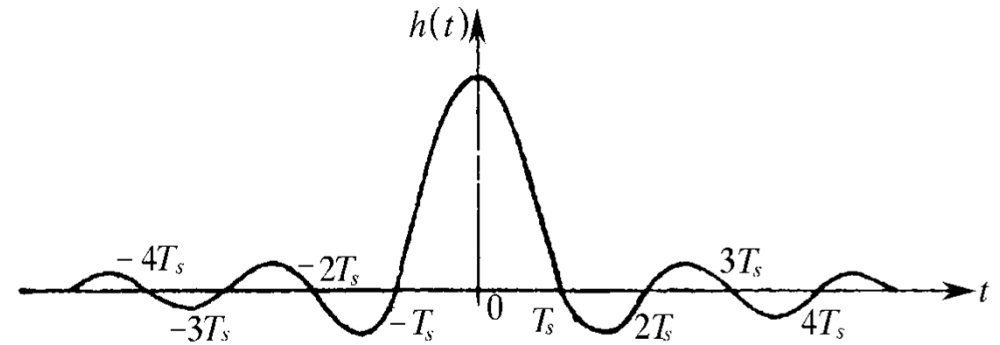




## 第4章 数字基带传输系统

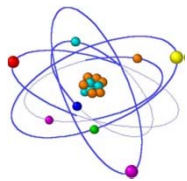
它的冲激响应为

$$h(t) = \frac{\sin \frac{\pi}{T_s} t}{\frac{\pi}{T_s} t} = \text{Sa}(\pi t / T_s)$$



由图可见， $h(t)$ 在 $t = \pm kT_s$  ( $k \neq 0$ )时有周期性零点，当发送序列的时间间隔为 $T_s$ 时，正好巧妙地利用了这些零点。只要接收端在 $t = kT_s$ 时间点上抽样，就能实现无码间串扰。





## 第4章 数字基带传输系统

由理想低通特性还可以看出，对于带宽为

$$B = 1/2T_s \text{ (Hz)}$$

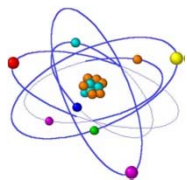
的理想低通传输特性：

- 若输入数据以 $R_B = 1/T_s$ 波特的速率进行传输，则在抽样时刻上不存在码间串扰。
- 若以高于 $1/T_s$ 波特的码元速率传送时，将存在码间串扰。通常将此带宽 $B$ 称为**奈奎斯特带宽**，将 $R_B$ 称为**奈奎斯特速率**。

此基带系统所能提供的最高频带利用率为

$$\eta = R_B / B = 2 \text{ (B/Hz)}$$

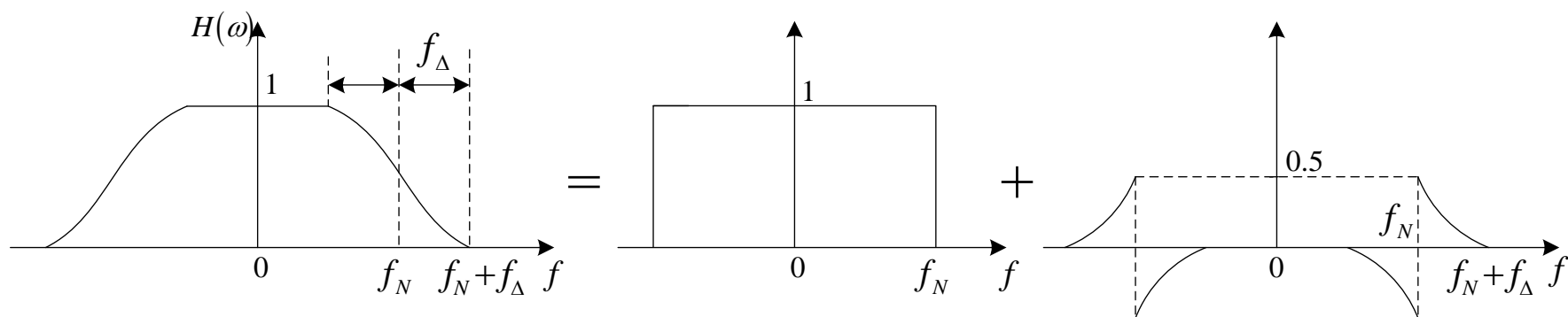
但是，这种特性在物理上是无法实现的；并且 $h(t)$ 的振荡衰减慢，使之对定时精度要求很高。故不能实用。



## 第4章 数字基带传输系统

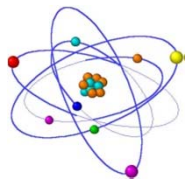
### ◆ 余弦滚降特性

- 为了解决理想低通特性存在的问题，可以使理想低通滤波器特性的边沿缓慢下降，这称为“滚降”。
- 一种常用的滚降特性是余弦滚降特性，如下图所示：



奇对称的余弦滚降特性

只要 $H(\omega)$ 在滚降段中心频率处（与奈奎斯特带宽相对应）呈奇对称的振幅特性，就必然可以满足奈奎斯特第一准则，从而实现无码间串扰传输。



## 第4章 数字基带传输系统

□ 按余弦特性滚降的传输函数可表示为

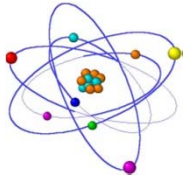
$$H(\omega) = \begin{cases} T_s, & 0 \leq |\omega| < \frac{(1-\alpha)\pi}{T_s} \\ \frac{T_s}{2} \left[ 1 + \sin \frac{T_s}{2\alpha} \left( \frac{\pi}{T_s} - \omega \right) \right], & \frac{(1-\alpha)\pi}{T_s} \leq |\omega| < \frac{(1+\alpha)\pi}{T_s} \\ 0, & |\omega| \geq \frac{(1+\alpha)\pi}{T_s} \end{cases}$$

相应的 $h(t)$ 为

$$h(t) = \frac{\sin \pi t / T_s}{\pi t / T_s} \cdot \frac{\cos \alpha \pi t / T_s}{1 - 4\alpha^2 t^2 / T_s^2}$$

式中， $\alpha$ 为滚降系数，用于描述滚降程度。它定义为

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



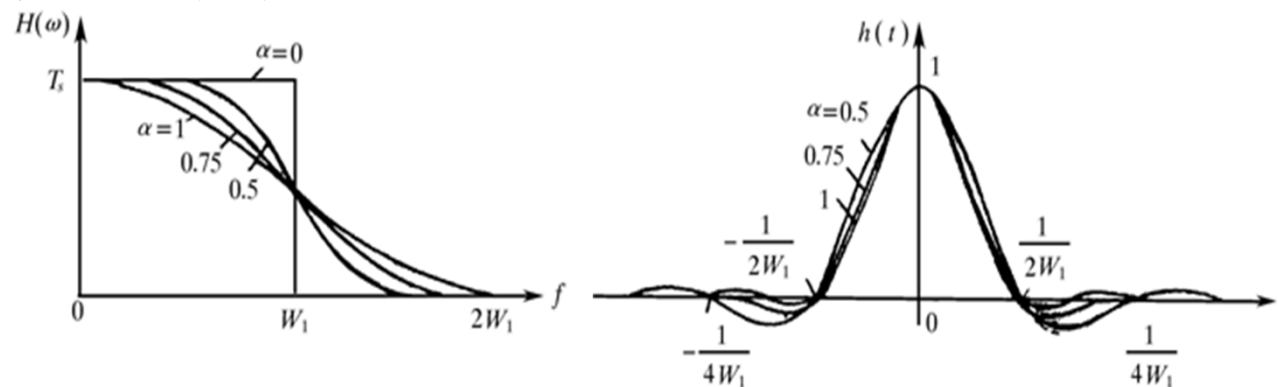
## 第4章 数字基带传输系统

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

其中,  $f_N$  — 奈奎斯特带宽,

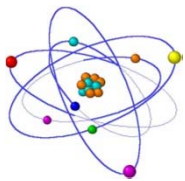
$f_{\Delta}$  — 超出奈奎斯特带宽的扩展量

### □ 几种滚降特性和冲激响应曲线

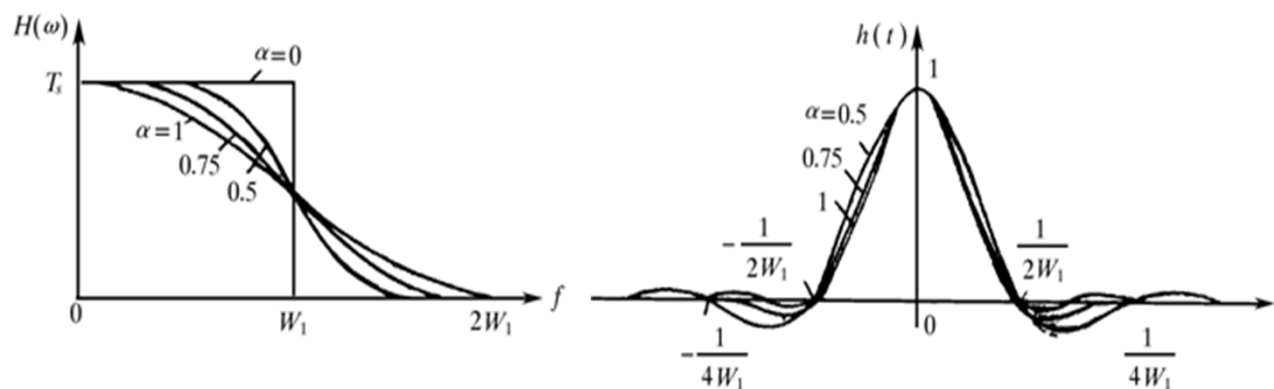


- 滚降系数 $\alpha$ 越大,  $h(t)$ 的拖尾衰减越快
- 滚降使带宽增大为  $B = f_N + f_{\Delta} = (1 + \alpha)f_N$
- 余弦滚降系统的最高频带利用率为

$$\eta = \frac{R_B}{B} = \frac{2f_N}{(1 + \alpha)f_N} = \frac{2}{(1 + \alpha)} \quad \text{Bd / Hz}$$



## 第4章 数字基带传输系统

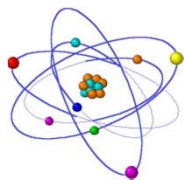


- 当 $\alpha=0$ 时，即为前面所述的理想低通系统；
- 当 $\alpha=1$ 时，即为升余弦频谱特性，这时 $H(\omega)$ 可表示为

$$H(\omega) = \begin{cases} \frac{T_s}{2} (1 + \cos \frac{\omega T_s}{2}), & |\omega| \leq \frac{2\pi}{T_s} \\ 0, & |\omega| > \frac{2\pi}{T_s} \end{cases}$$

其单位冲激响应为

$$h(t) = \frac{\sin \pi t / T_s}{\pi t / T_s} \bullet \frac{\cos \pi t / T_s}{1 - 4t^2 / T_s^2}$$

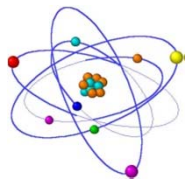


## 第4章 数字基带传输系统

$$h(t) = \frac{\sin \pi t/T_s}{\pi t/T_s} \bullet \frac{\cos \pi t/T_s}{1 - 4t^2/T_s^2}$$

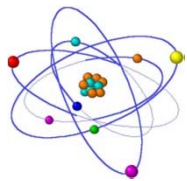
由上式可知， $\alpha=1$ 的升余弦滚降特性的 $h(t)$ 满足抽样值上无串扰的传输条件，且各抽样值之间又增加了一个零点，而且它的尾部衰减较快(与 $t^2$ 成反比)，这有利于减小码间串扰和位定时误差的影响。但这种系统所占频带最宽，是理想低通系统的2倍，因而频带利用率为1波特/赫，是二进制基带系统最高利用率的一半。

应当指出，在以上讨论中并没有涉及 $H(\omega)$ 的相移特性。实际上它的相移特性一般不为零，故需要加以考虑。然而，在推导奈奎斯特第一准则公式的过程中，我们并没有指定 $H(\omega)$ 是实函数，所以，该公式对于一般特性的 $H(\omega)$ 均适用。



## 第4章 数字基带传输系统

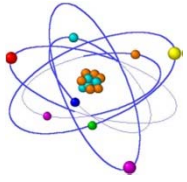
- 4.5 基带传输系统的抗噪声性能(选学)



# 第4章 数字基带传输系统

- 4.6 眼图(选学)





# 第4章 数字基带传输系统

- 4.7 部分响应和时域均衡(选学)