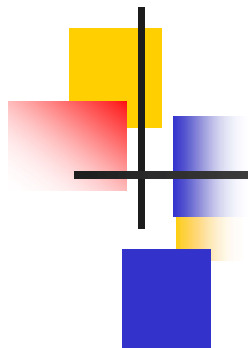


通信原理



通信原理

第4章 信道



第4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

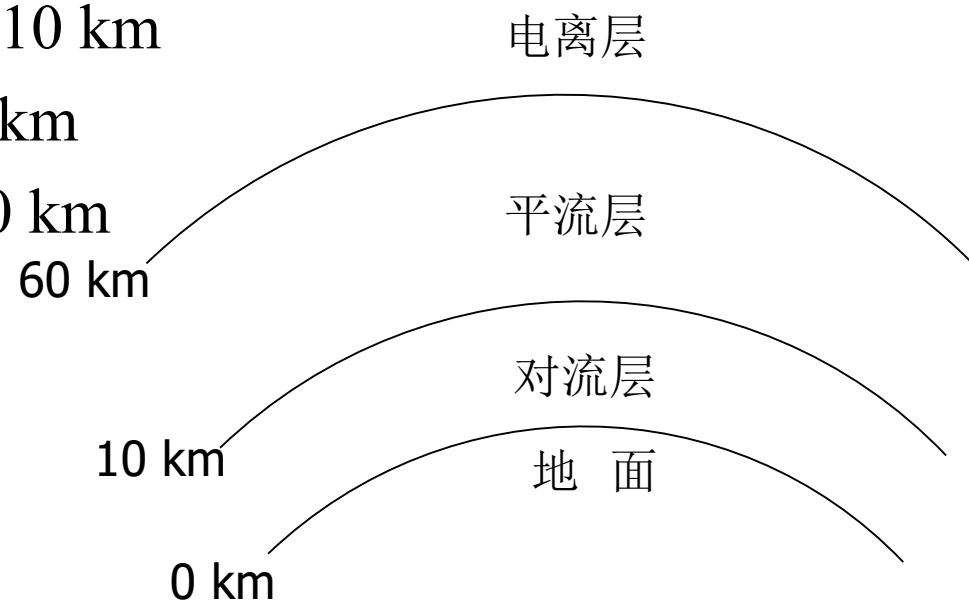
- **本章重点：**

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4章 信道

4.1 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



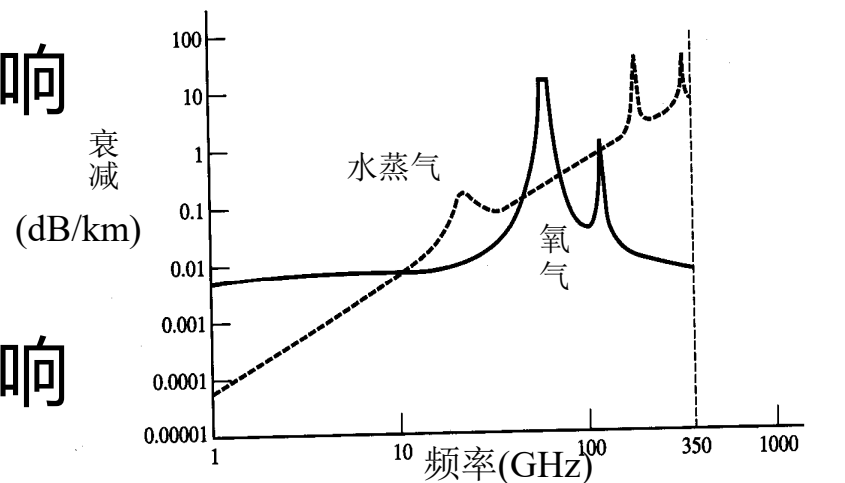
第4章 信道

■ 电离层对于传播的影响

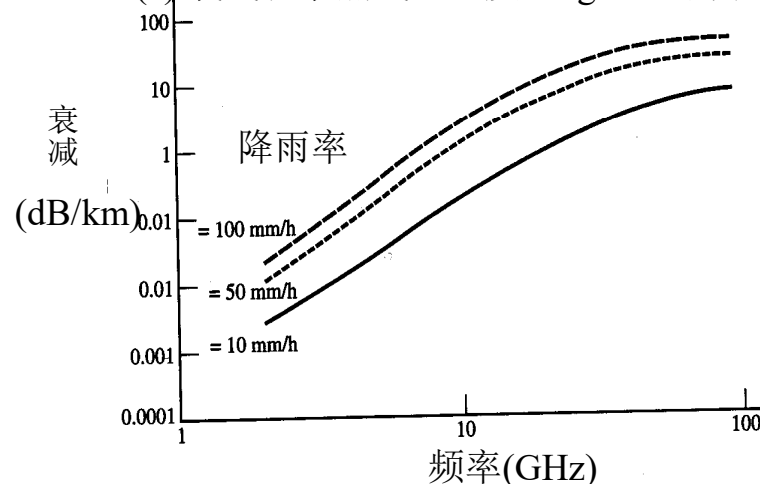
- ◆ 反射
- ◆ 散射

■ 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 g/m^3 ）的衰减



(b) 降雨的衰减

图4-6 大气衰减

第4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

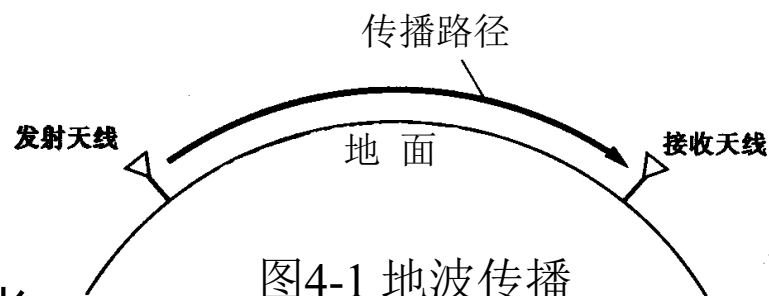


图4-1 地波传播

◆ 天波

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

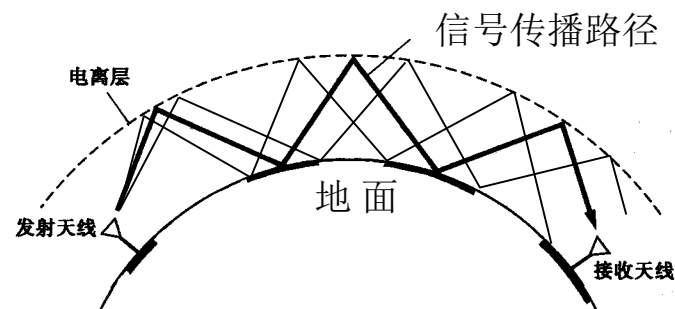


图 4-2 天波传播

第4章 信道

◆ 视线传播:

- 频率 > 30 MHz
- 距离: 和天线高度有关

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

(4.1-3)

式中, D – 收发天线间距离(km)。

[例] 若要求 $D = 50 \text{ km}$, 则由式(4.1-3)

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

- 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
- 平流层通信:

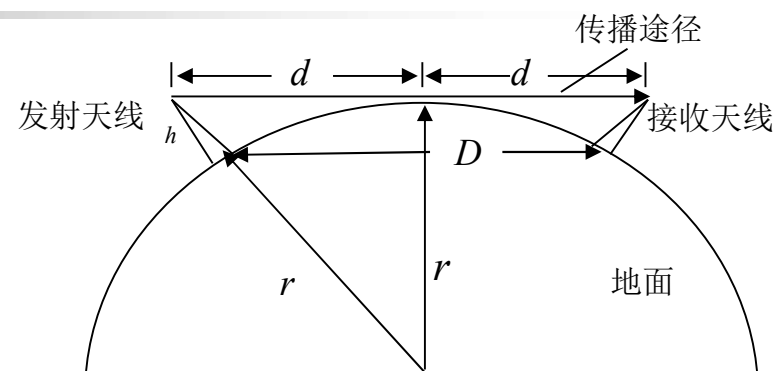


图 4-3 视线传播

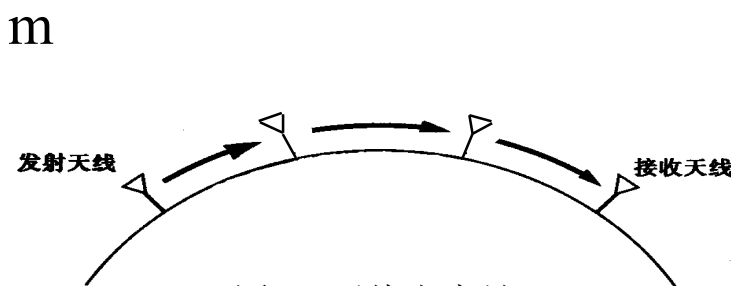


图4-4 无线电中继

第4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

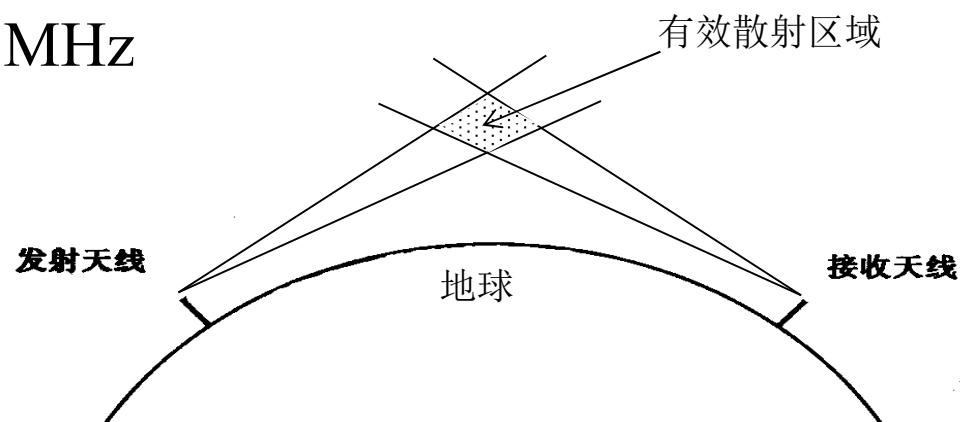


图4-7 对流层散射通信

第4章 信道

□ 流星流星余迹散射

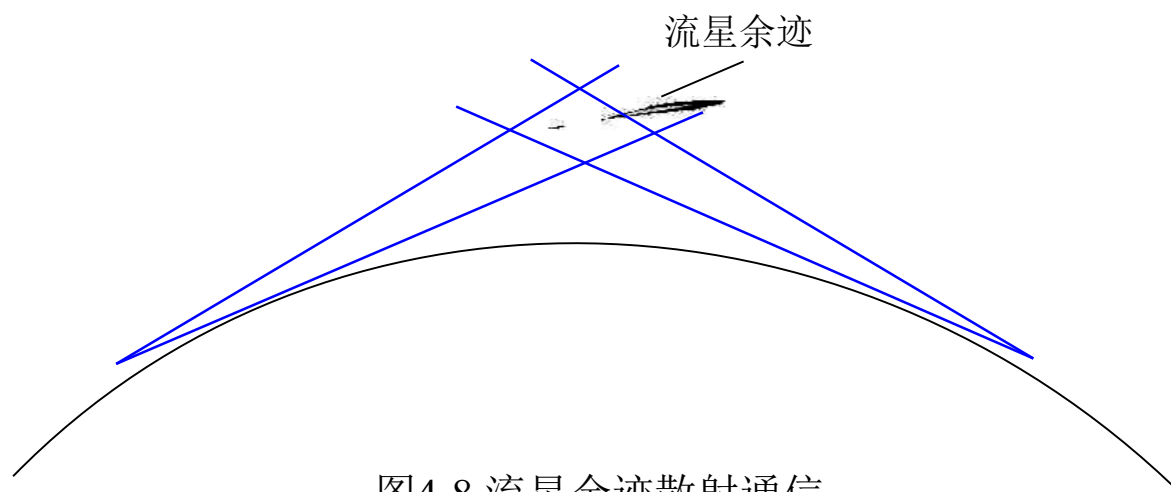


图4-8 流星余迹散射通信

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

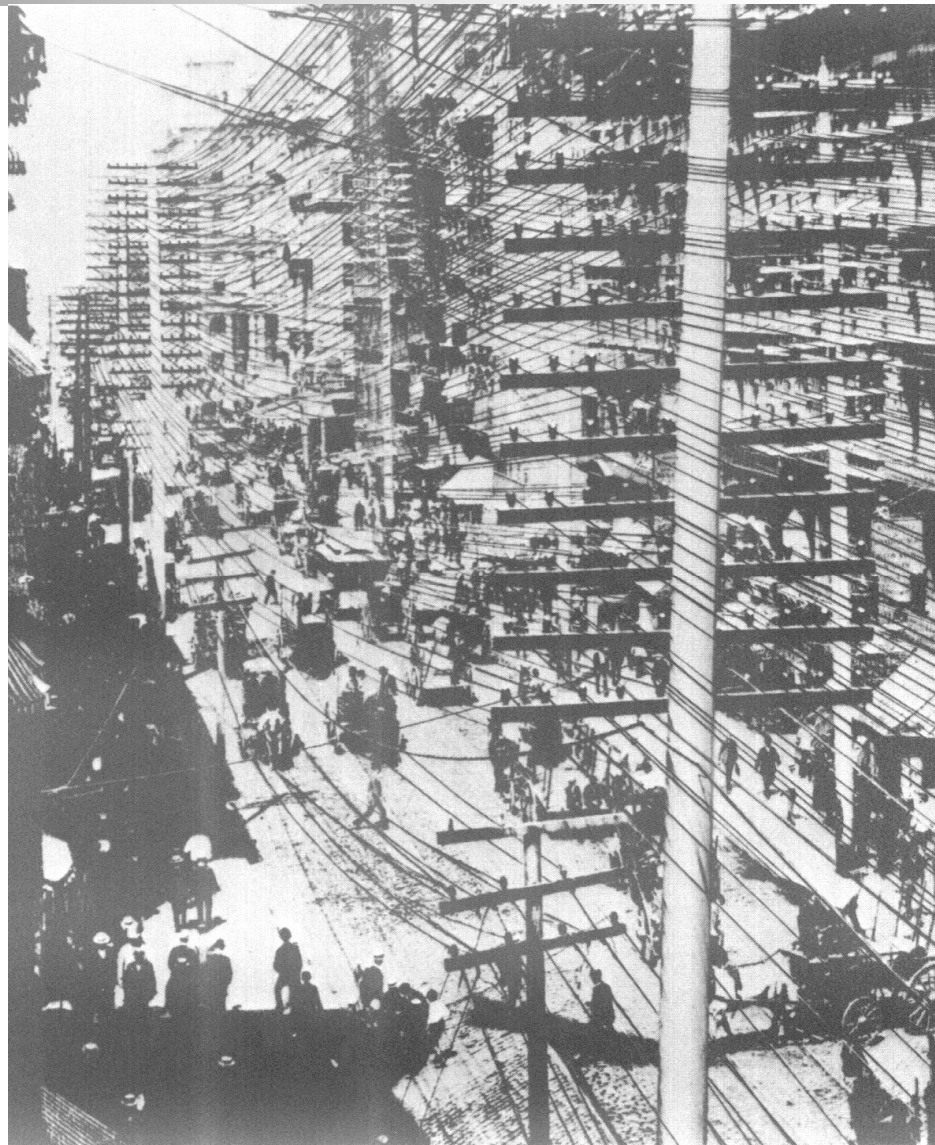
频率 - 30 ~ 100 MHz

距离 - 1000 km以上

特点 - 低速存储、高速突发、断续传输

第4章 信道

- 4.2 有线信道
 - 明线



第4章 信道

- 对称电缆：由许多对双绞线组成

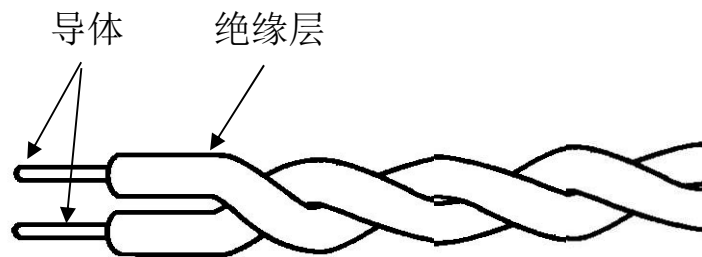


图4-9 双绞线

- 同轴电缆

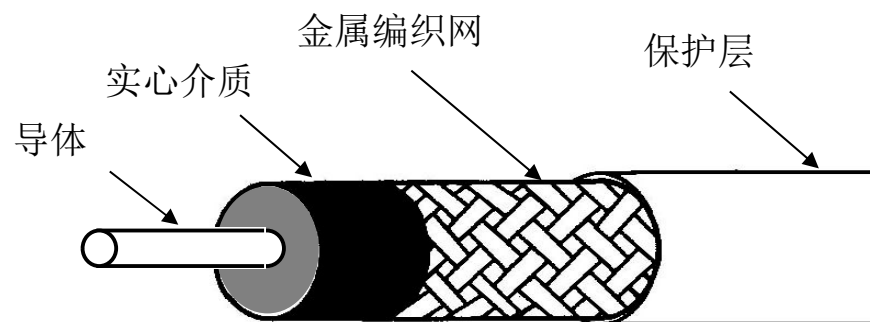


图4-10 同轴线

第4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

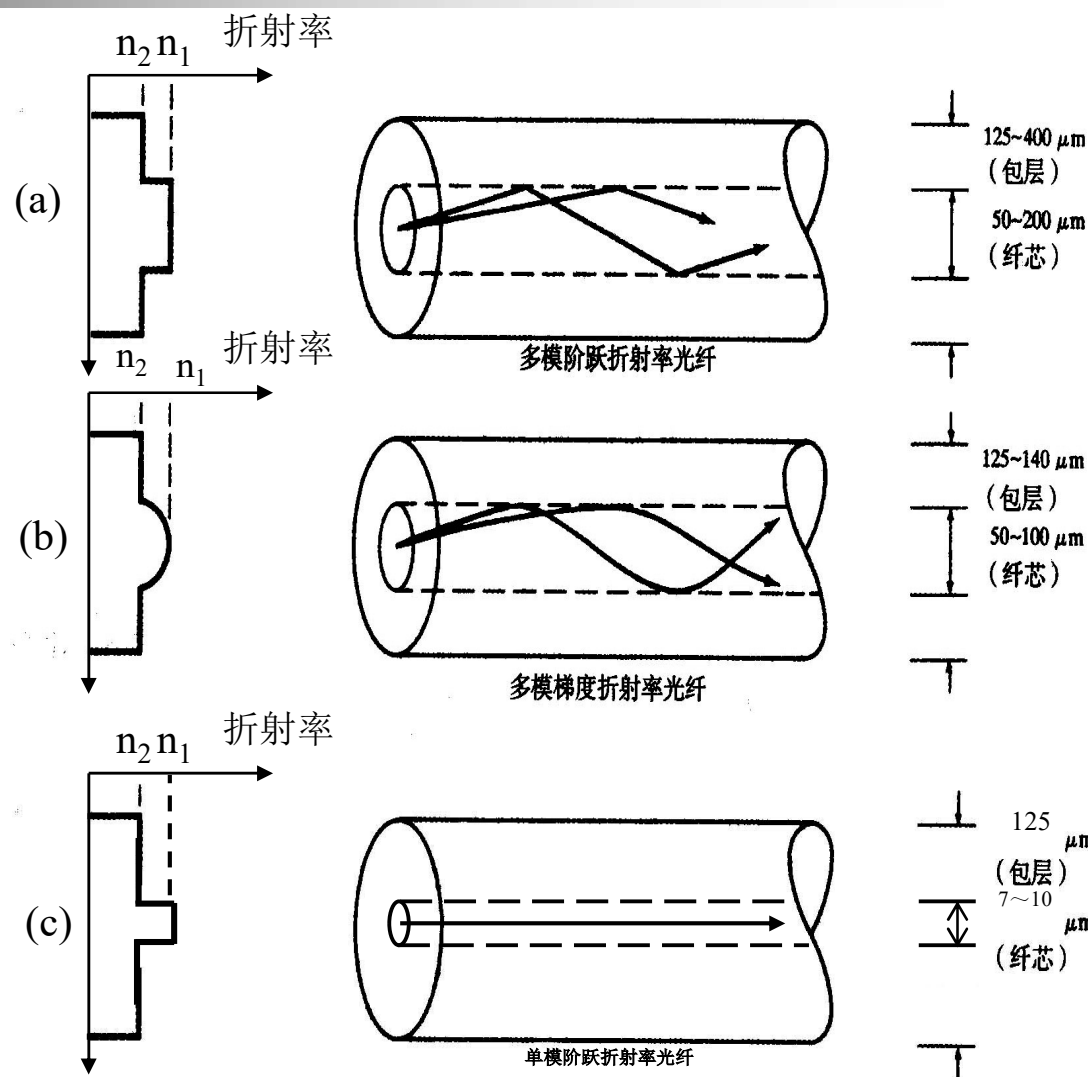


图4-11 光纤结构示意图

第4章 信道

◆ 损耗与波长关系

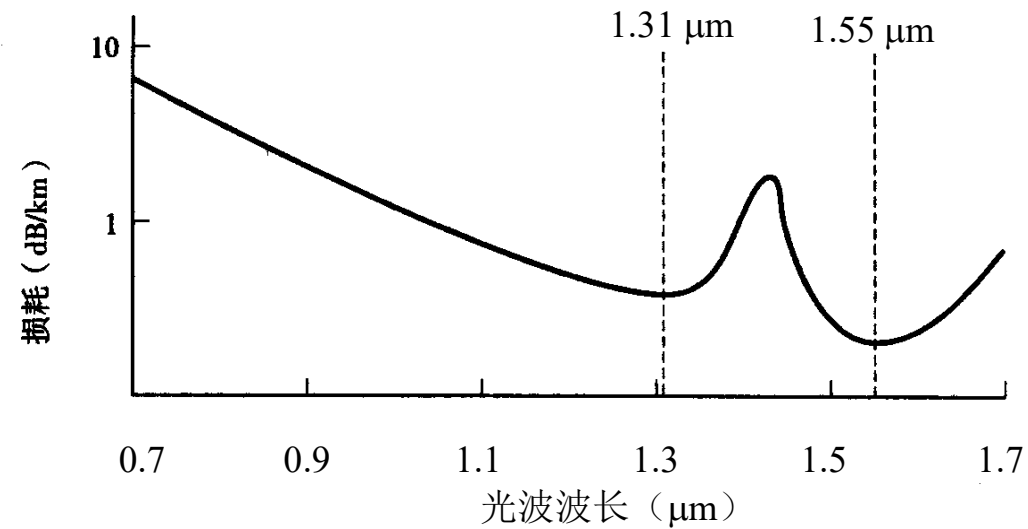


图4-12光纤损耗与波长的关系

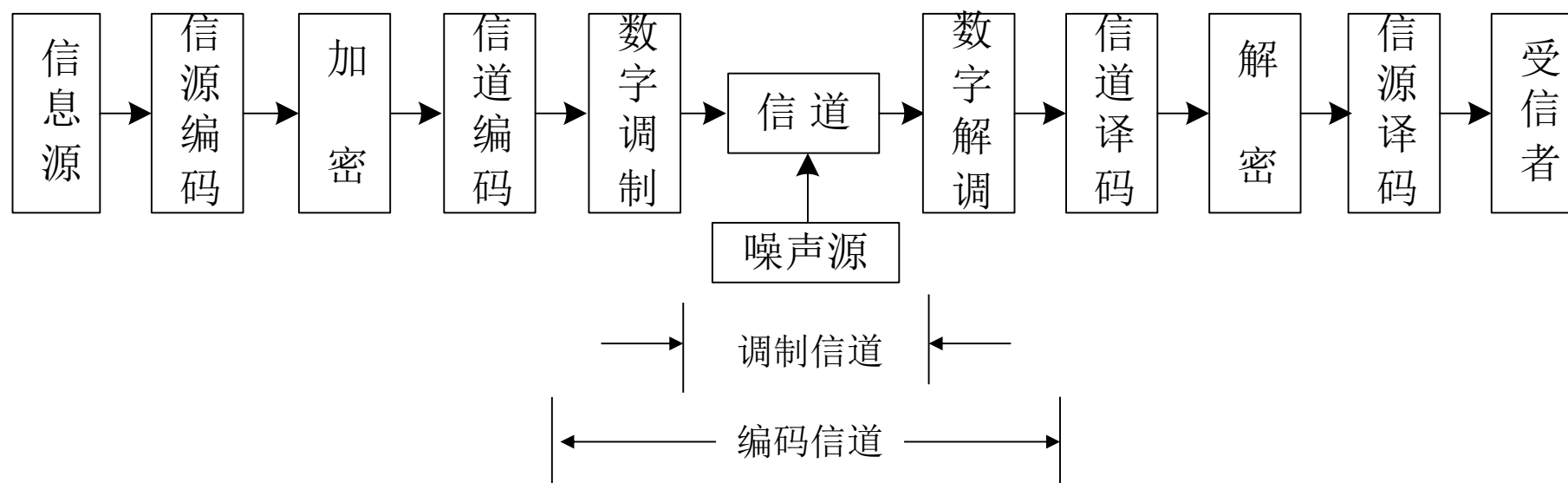
□ 损耗最小点: 1.31与1.55 μm

第4章 信道

4.3 信道的数学模型

■ 信道模型的分类：

- ◆ 调制信道
- ◆ 编码信道



第4章 信道

■ 4.3.1 调制信道模型

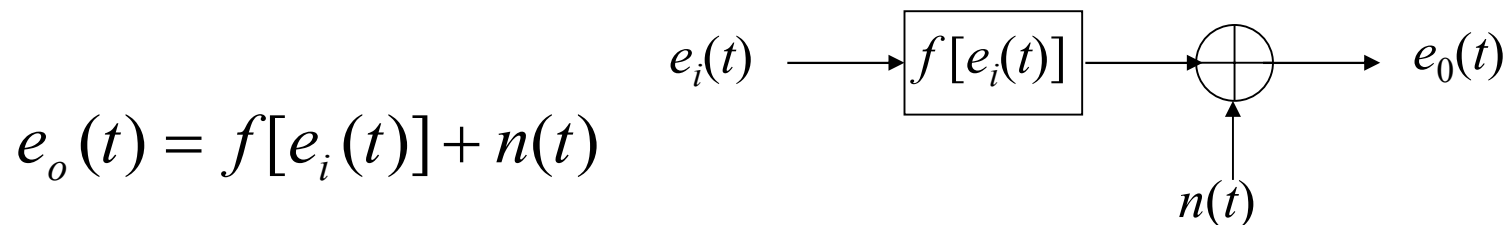


图4-13 调制信道数学模型

式中

$e_i(t)$ - 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4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4章 信道

4.3.2 编码信道模型

◆ 二进制编码信道简单模型 - 无记忆信道模型

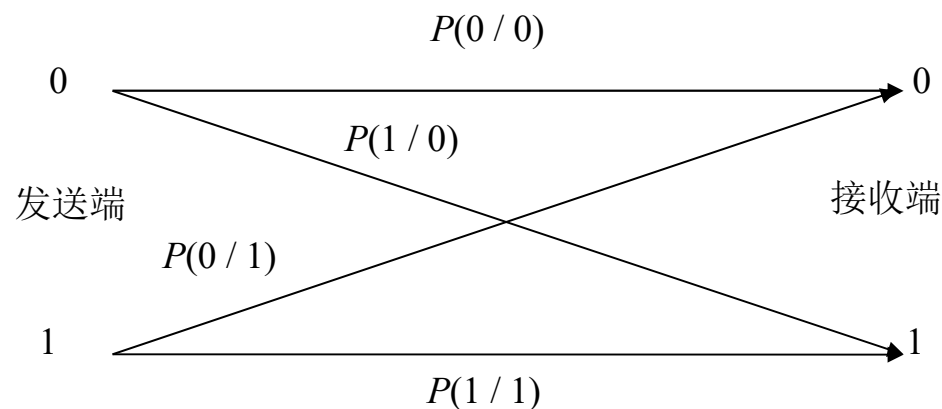
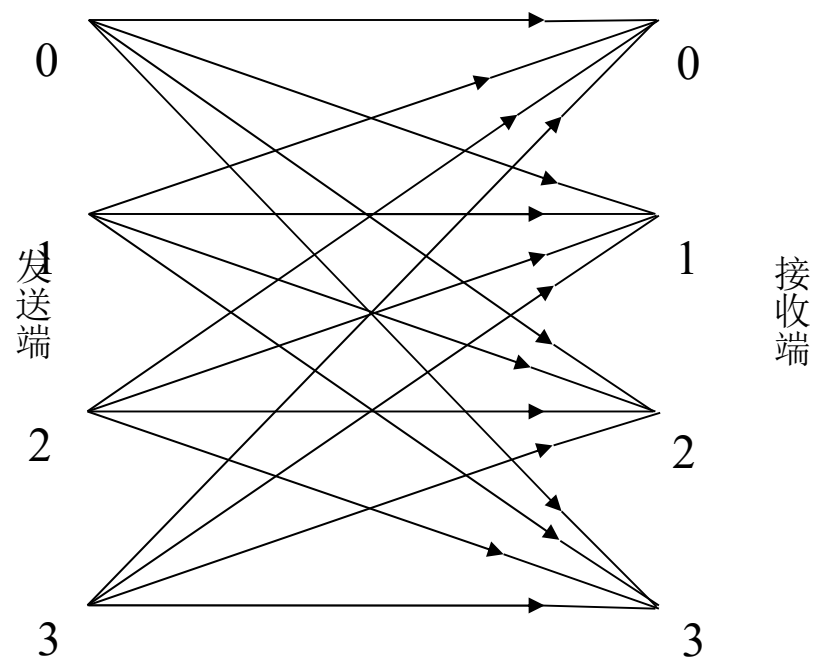


图4-13 二进制编码信道模型

- $P(0 / 0)$ 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4章 信道

◆ 四进制编码信道模型

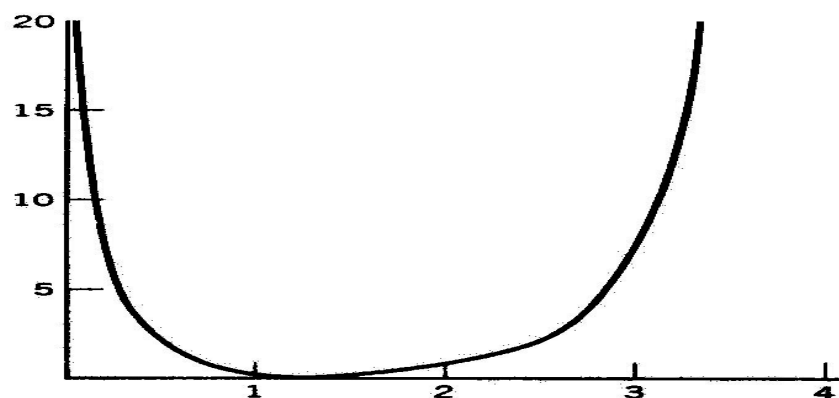


第4章 信道

4.4 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~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

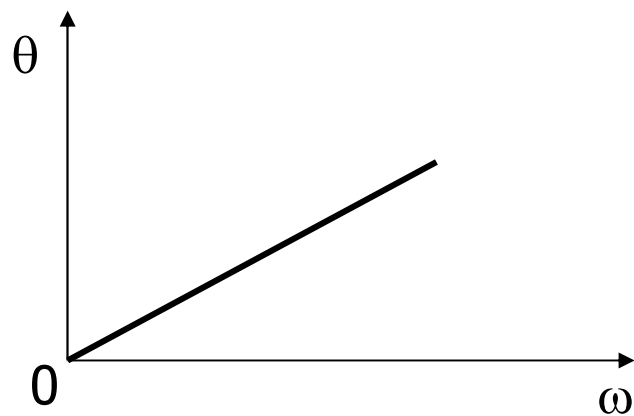
(a) 插入损耗~频率特性

第4章 信道

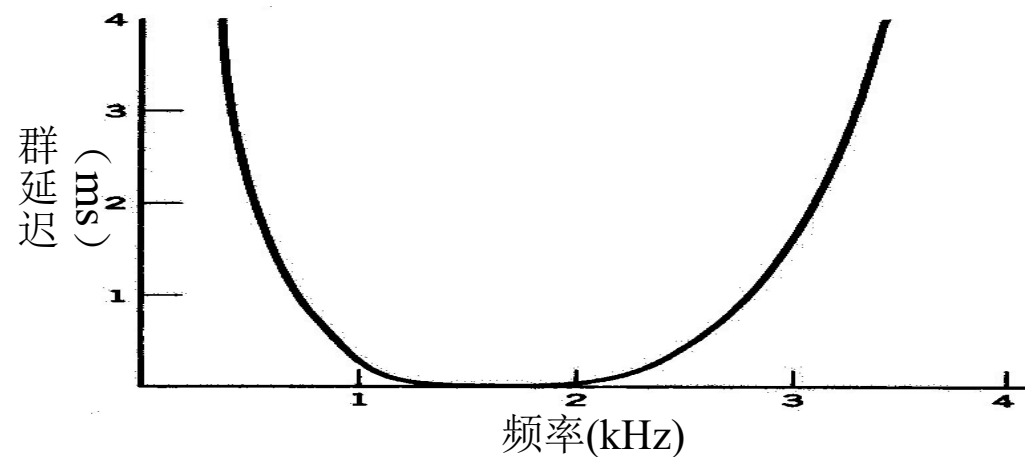
- 相位~频率特性：要求其为通过原点的直线，即群时延为常数时无失真

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4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...

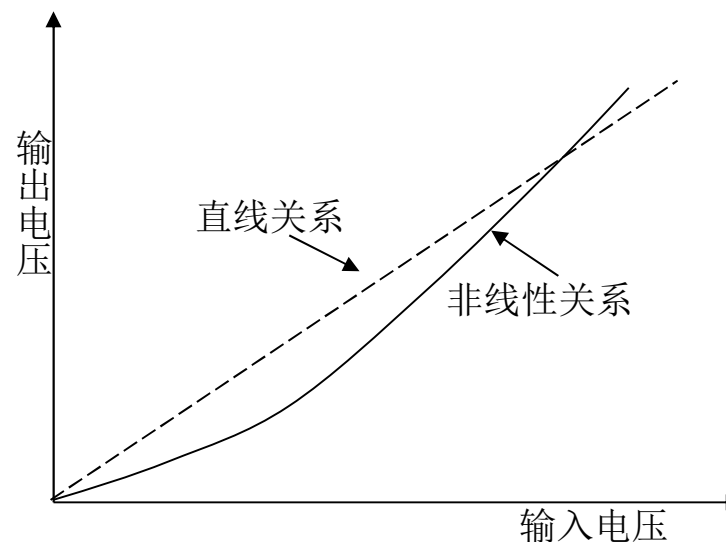


图4-16 非线性特性



第4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4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

$$R(t) = \sum_{i=1}^n \mu_i(t) \cos \omega_0 [t - \tau_i(t)] = \sum_{i=1}^n \mu_i(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_i(t)] \quad (4.4-1)$$

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4章 信道

应用三角公式可以将式(4.4-1)

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

改写成:

$$R(t) = \underbrace{\sum_{i=1}^n \mu_i(t) \cos \varphi_i(t)}_{X_c(t)} \cos \omega_0 t - \underbrace{\sum_{i=1}^n \mu_i(t) \sin \varphi_i(t)}_{X_s(t)} \sin \omega_0 t \quad (4.4-2)$$

$$R(t) = X_c(t) \cos \omega_0 t - X_s(t) \sin \omega_0 t$$

缓慢随机变化振幅

$$= V(t) \cos [\omega_0 t + \varphi(t)]$$

缓慢随机变化振幅

上式中的 $R(t)$ 可以看成是由互相正交的两个分量组成的。这两个分量的振幅分别是缓慢随机变化的。

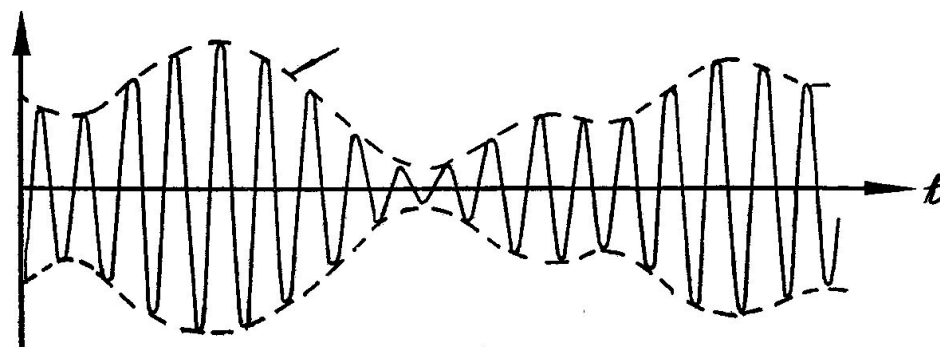
式中

$$V(t) = \sqrt{X_c^2(t) + X_s^2(t)} \quad - \text{接收信号的包络}$$

$$\varphi(t) = \tan^{-1} \frac{X_s(t)}{X_c(t)} \quad - \text{接收信号的相位}$$

第4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4章 信道

- ◆ 多径效应简化分析：设
发射信号为： $f(t)$
仅有两条路径，路径衰减相同，时延不同
两条路径的接收信号为： $A f(t - \tau_0)$ 和 $A f(t - \tau_0 - \tau)$
其中： A - 传播衰减，
 τ_0 - 第一条路径的时延，
 τ - 两条路径的时延差。
求：此多径信道的传输函数
设 $f(t)$ 的傅里叶变换（即其频谱）为 $F(\omega)$ ：
$$f(t) \Leftrightarrow F(\omega)$$

第4章 信道

$$f(t) \Leftrightarrow F(\omega) \quad (4.4-8)$$

则有

$$Af(t - \tau_0) \Leftrightarrow AF(\omega)e^{-j\omega\tau_0}$$

$$Af(t - \tau_0 - \tau) \Leftrightarrow AF(\omega)e^{-j\omega(\tau_0 + \tau)}$$

$$Af(t - \tau_0) + Af(t - \tau_0 - \tau) \Leftrightarrow AF(\omega)e^{-j\omega\tau_0}(1 + e^{-j\omega\tau})$$

上式两端分别是接收信号的时间函数和频谱函数，
故得出此多径信道的传输函数为

$$H(\omega) = \frac{AF(\omega)e^{-j\omega\tau_0}(1 + e^{-j\omega\tau})}{F(\omega)} = Ae^{-j\omega\tau_0}(1 + e^{-j\omega\tau})$$

上式右端中， A - 常数衰减因子，

$e^{-j\omega\tau_0}$ - 确定的传输时延，

$(1 + e^{-j\omega\tau})$ - 和信号频率 ω 有关的复因子，其模为

$$|1 + e^{-j\omega\tau}| = |1 + \cos \omega\tau - j \sin \omega\tau| = \left| \sqrt{(1 + \cos \omega\tau)^2 + \sin^2 \omega\tau} \right| = 2 \left| \cos \frac{\omega\tau}{2} \right|$$

第4章 信道

$$|1 + e^{-j\omega\tau}| = |1 + \cos \omega\tau - j \sin \omega\tau| = \sqrt{(1 + \cos \omega\tau)^2 + \sin^2 \omega\tau} = 2 \left| \cos \frac{\omega\tau}{2} \right|$$

按照上式画出的模与角频率 ω 关系曲线：

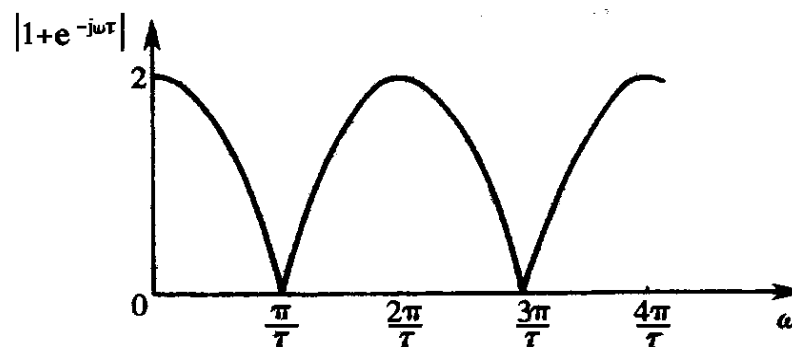


图4-18 多径效应

曲线的最大和最小值位置决定于两条路径的相对时延差 τ 。而 τ 是随时间变化的，所以对于给定频率的信号，信号的强度随时间而变，这种现象称为**衰落**现象。由于这种衰落和频率有关，故常称其为**频率选择性衰落**。

第4章 信道

定义：相关带宽 = $1/\tau$

实际情况：有多条路径。

设 τ_m - 多径中最大的相对时延差

定义：相关带宽 = $1/\tau_m$

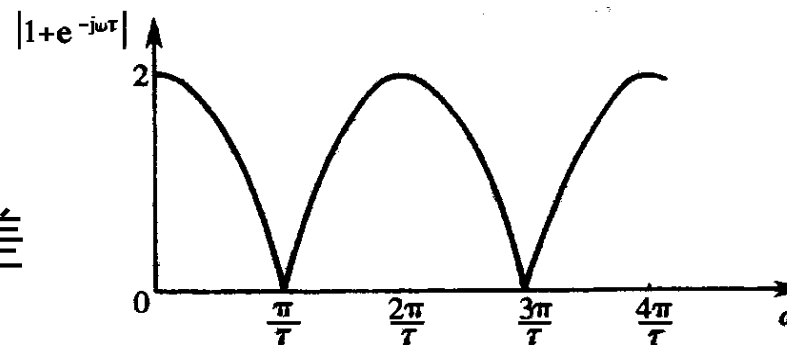
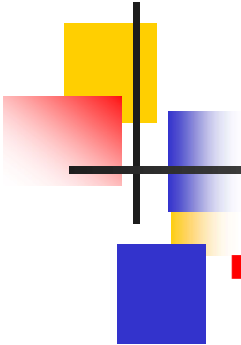


图4-18 多径效应

多径效应的影响：

多径效应会使数字信号的码间串扰增大。为了减小码间串扰的影响，通常要降低码元传输速率。因为，若码元速率降低，则信号带宽也将随之减小，多径效应的影响也随之减轻。



第4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4章 信道

• 4.5 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 - 例：开关火花、电台辐射
- ◆ 自然噪声 - 例：闪电、大气噪声、宇宙噪声、**热噪声**

第4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 (Ω) ;

B - 带宽 (Hz) 。

- ◆ 性质：高斯白噪声



第4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4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

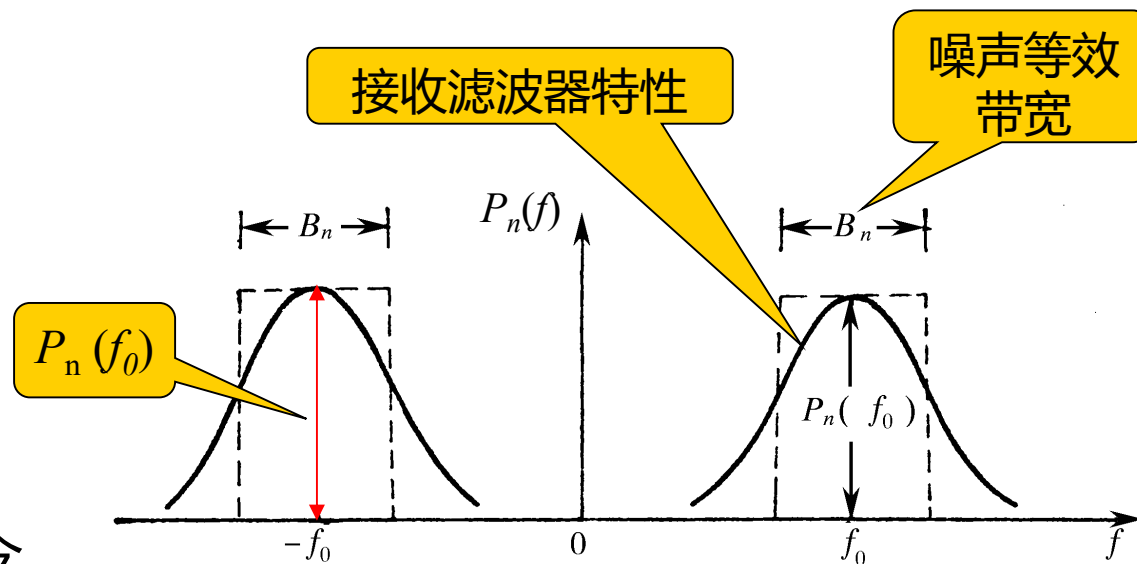
第4章 信道

◆ 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

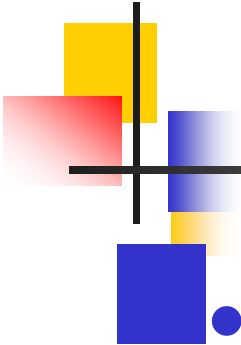
噪声等效带宽的物理概念:

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4-19 噪声功率谱特性



第4章 信道

● 4.6 信道容量

信道容量 - 指信道能够传输的最大平均信息速率。

■ 4.6.1 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4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

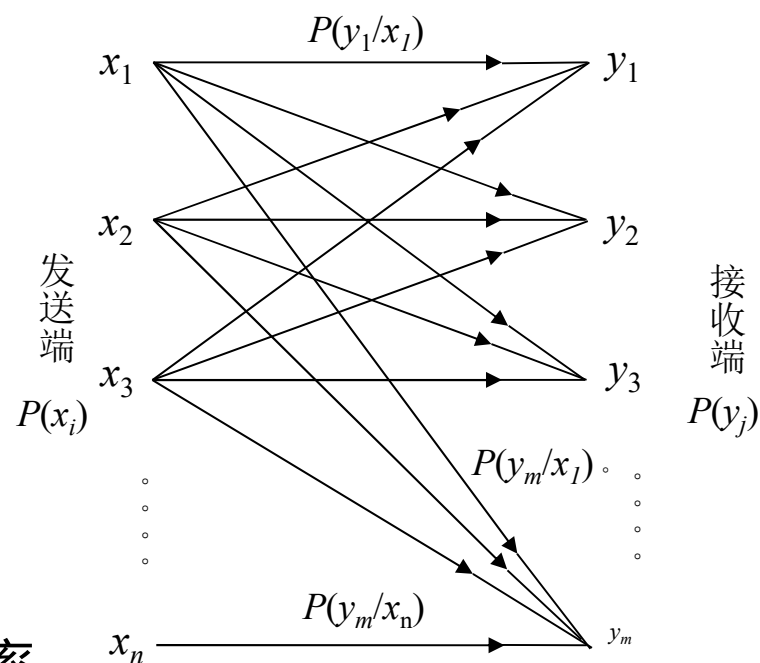


图4-20 信道模型

第4章 信道

◆ 计算收到一个符号时获得的平均信息量

- 从信息量的概念得知：发送 x_i 时收到 y_j 所获得的信息量等于发送 x_i 前接收端对 x_i 的不确定程度（即 x_i 的信息量）减去收到 y_j 后接收端对 x_i 的不确定程度。
- 发送 x_i 时收到 y_j 所获得的信息量 = $-\log_2 P(x_i) - [-\log_2 P(x_i / y_j)]$
- 对所有的 x_i 和 y_j 取统计平均值，得出收到一个符号时获得的平均信息量：

平均信息量 / 符号 =

$$-\sum_{i=1}^n P(x_i) \log_2 P(x_i) - \left[-\sum_{j=1}^m P(y_j) \sum_{i=1}^n P(x_i / y_j) \log_2 P(x_i / y_j) \right] = H(x) - H(x / y)$$

第4章 信道

平均信息量 / 符号 =

$$-\sum_{i=1}^n P(x_i) \log_2 P(x_i) - [-\sum_{j=1}^m P(y_j) \sum_{i=1}^n P(x_i / y_j) \log_2 P(x_i / y_j)] = H(x) - H(x / y)$$

式中

$$H(x) = -\sum_{i=1}^n P(x_i) \log_2 P(x_i)$$

- 为每个发送符号 x_i 的平均信息量，称为信源的熵。

$$H(x / y) = -\sum_{j=1}^m P(y_j) \sum_{i=1}^n P(x_i / y_j) \log_2 P(x_i / y_j)$$

- 为接收 y_j 符号已知后，发送符号 x_i 的平均信息量。

由上式可见，收到一个符号的平均信息量只有 $[H(x) - H(x/y)]$ ，而发送符号的信息量原为 $H(x)$ ，少了的部分 $H(x/y)$ 就是传输错误率引起的损失。

第4章 信道

◆ 二进制信源的熵

□ 设发送“1”的概率 $P(1) = \alpha$,

则发送“0”的概率 $P(0) = 1 - \alpha$

当 α 从0变到1时, 信源的熵 $H(\alpha)$ 可以写成:

$$H(\alpha) = -\alpha \log_2 \alpha - (1 - \alpha) \log_2 (1 - \alpha)$$

□ 按照上式画出的曲线:

□ 由此图可见, 当 $\alpha = 1/2$ 时,

此信源的熵达到最大值。

这时两个符号的出现概率相等

其不确定性最大。

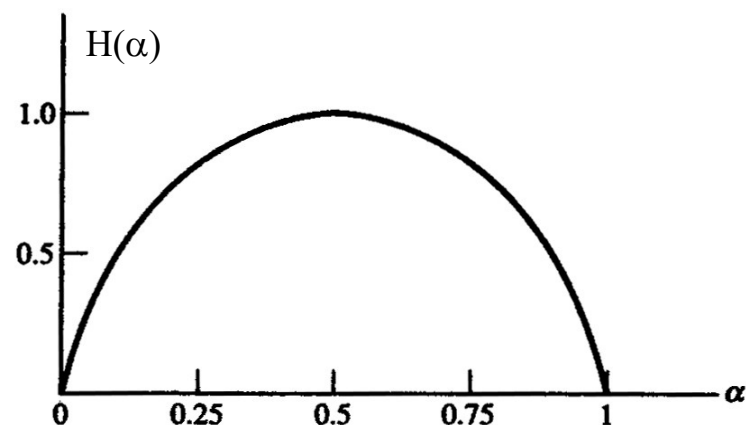


图4-21 二进制信源的熵

第4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 $P(x_i/y_j) = 0$; (误)
 $H(x/y) = 0$ 。

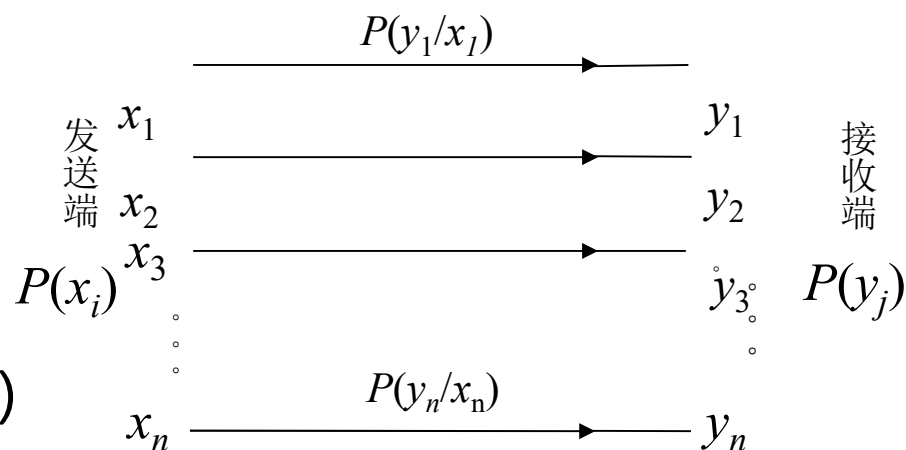


图4-22 无噪声信道模型

- 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4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4章 信道

- ◆ 【例4.6.1】 设信源由两种符号“0”和“1”组成，符号传输速率为1000符号/秒，且这两种符号的出现概率相等，均等于1/2。信道为对称信道，其传输的符号错误概率为1/128。试画出此信道模型，并求此信道的容量 C 和 C_t 。

【解】 此信道模型画出如下：

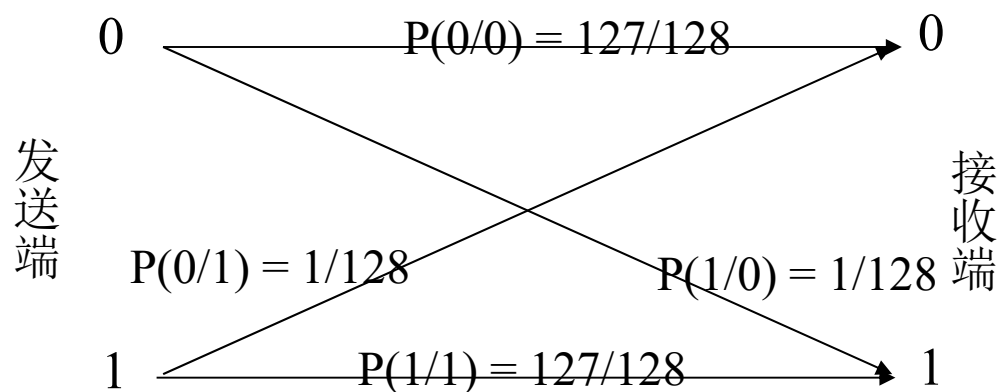


图4-23 对称信道模型

第4章 信道

此信源的平均信息量（熵）等于：

$$H(x) = -\sum_{i=1}^n P(x_i) \log_2 P(x_i) = -\left[\frac{1}{2} \log_2 \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \log_2 \frac{1}{2} \right] = 1 \quad (\text{比特/符号})$$

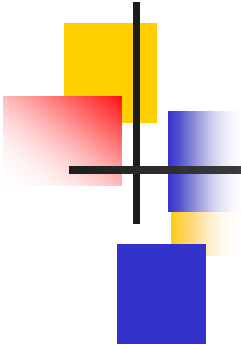
而条件信息量可以写为

$$\begin{aligned} H(x/y) &= -\sum_{j=1}^m P(y_j) \sum_{i=1}^n P(x_i / y_j) \log_2 P(x_i / y_j) \\ &= -\{P(y_1)[P(x_1 / y_1) \log_2 P(x_1 / y_1) + P(x_2 / y_1) \log_2 P(x_2 / y_1)] \\ &\quad + P(y_2)[P(x_1 / y_2) \log_2 P(x_1 / y_2) + P(x_2 / y_2) \log_2 P(x_2 / y_2)]\} \end{aligned}$$

现在 $P(x_1 / y_1) = P(x_2 / y_2) = 127/128$,

$$P(x_1 / y_2) = P(x_2 / y_1) = 1/128,$$

并且考虑到 $P(y_1) + P(y_2) = 1$, 所以上式可以改写为



第4章 信道

$$\begin{aligned} H(x/y) &= -[P(x_1/y_1)\log_2 P(x_1/y_1) + P(x_2/y_1)\log_2 P(x_2/y_1)] \\ &= -[(127/128)\log_2 (127/128) + (1/128)\log_2 (1/128)] \\ &= -[(127/128) \times 0.01 + (1/128) \times (-7)] \approx -[0.01 - 0.055] = 0.045 \end{aligned}$$

平均信息量 / 符号 = $H(x) - H(x/y) = 1 - 0.045 = 0.955$
(比特 / 符号)

因传输错误每个符号损失的信息量为

$$H(x/y) = 0.045 \text{ (比特/符号)}$$

信道的容量 C 等于:

$$C = \max_{P(x)} [H(x) - H(x/y)] = 0.955 \quad (\text{比特 / 符号})$$

信道容量 C_t 等于:

$$C_t = \max_{P(x)} \{r[H(x) - H(x/y)]\} = 1000 \times 0.955 = 955 \quad (b/s)$$

第4章 信道

■ 4.6.2 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4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4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：

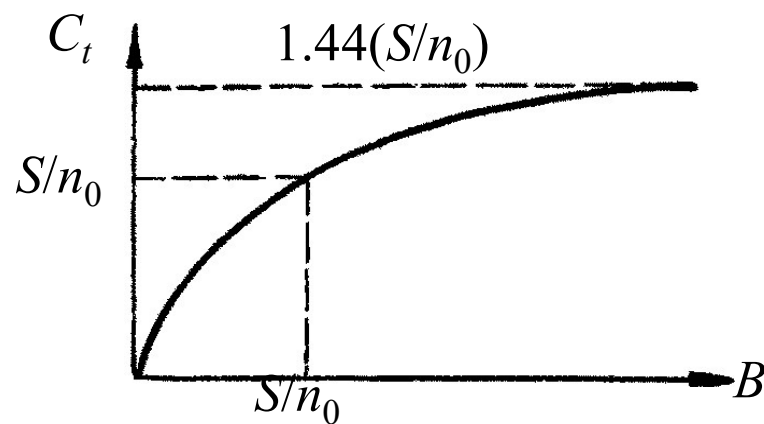


图4-24 信道容量和带宽关系

第4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。

第4章 信道

- ◆ 【例4.6.2】已知黑白电视图像信号每帧有30万个像素；每个像素有8个亮度电平；各电平独立地以等概率出现；图像每秒发送25帧。若要求接收图像信噪比达到30dB，试求所需传输带宽。

【解】因为每个像素独立地以等概率取8个亮度电平，故每个像素

的信息量为 $I_p = -\log_2(1/8) = 3$ (b/pix) (4.6-18)

并且每帧图像的信息量为

$$I_F = 300,000 \times 3 = 900,000 \text{ (b/F)} \quad (4.6-19)$$

因为每秒传输25帧图像，所以要求传输速率为

$$R_b = 900,000 \times 25 = 22,500,000 = 22.5 \times 10^6 \text{ (b/s)} \quad (4.6-20)$$

信道的容量 C_t 必须不小于此 R_b 值。将上述数值代入式：

$$C_t = B \log_2(1 + S/N)$$

得到 $22.5 \times 10^6 = B \log_2(1 + 1000) \approx 9.97 B$

最后得出所需带宽

$$B = (22.5 \times 10^6) / 9.97 \approx 2.26 \text{ (MHz)}$$



第4章 信道

• 4.7 小结