

第4章 信道


第4章 信道

- 4.1 无线信道
- 4.2 有线信道
- 4.3 信道的数学模型
- 4.4 信道特性对信号传输的影响
- 4.5 信道中的噪声
- 4.6 信道容量

第4章 信道

- 4.1 无线信道
- 4.2 有线信道
- 4.3 信道的数学模型
- 4.4 信道特性对信号传输的影响
- 4.5 信道中的噪声
- 4.6 信道容量

4.1 无线信道

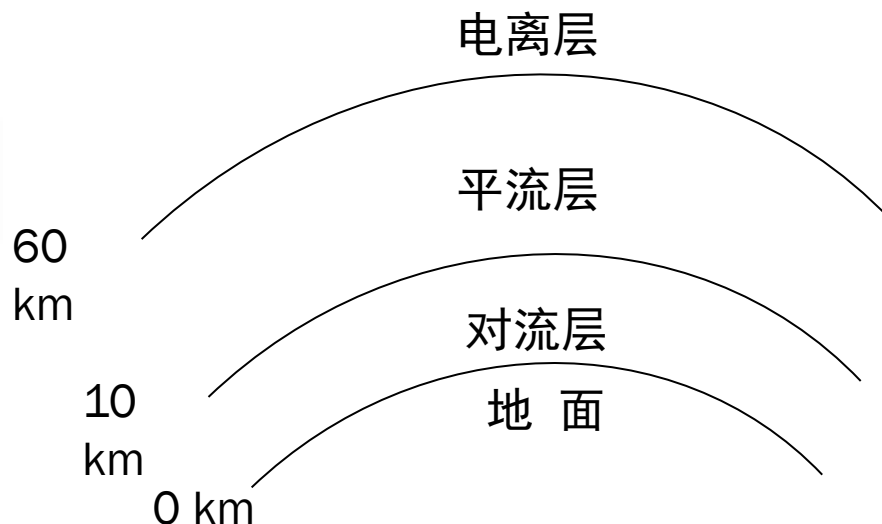
- 无线信道中，信号传输依赖**电磁波**在空间传播
- 问题：选择什么频率的电磁波呢？ ? 
- 回答：
- 无线信道电磁波的频率 - 受天线尺寸限制
- 有效发射和接收的要求：天线尺寸不小于电磁波波长的 $1/10$
- 通常，用于通信的电磁波频率都**比较高**

4.1 无线信道

- 除自由空间外，电磁波在空间的传输受到地面和大气层的影响。

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

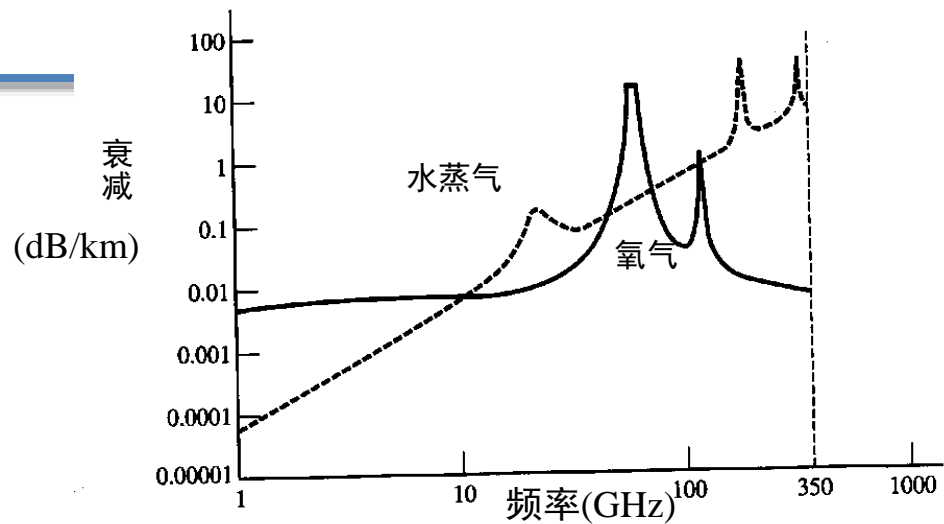


电离层对于传播的影响

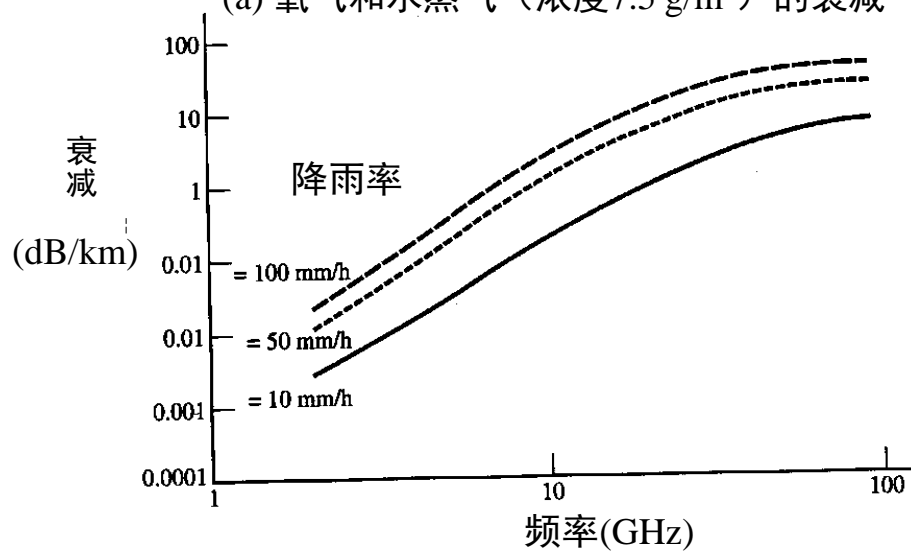
- 反射
- 散射

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

电磁波传播的分类：

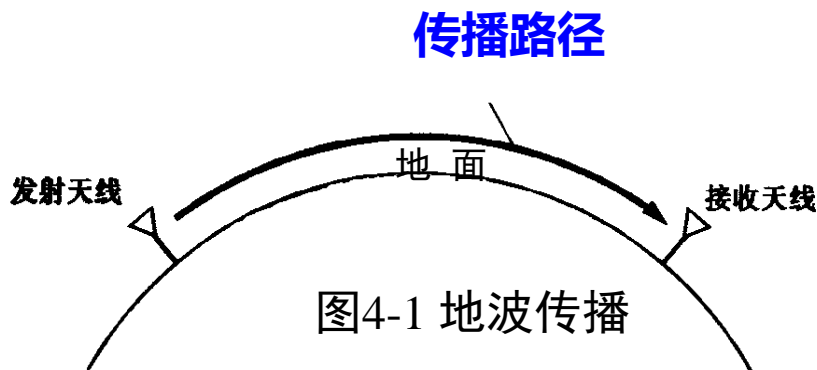
根据通信距离，频率和位置的不同，分为：

1. 地波传播
2. 天波传播
3. 视线传播

电磁波传播的分类：

1. 地波

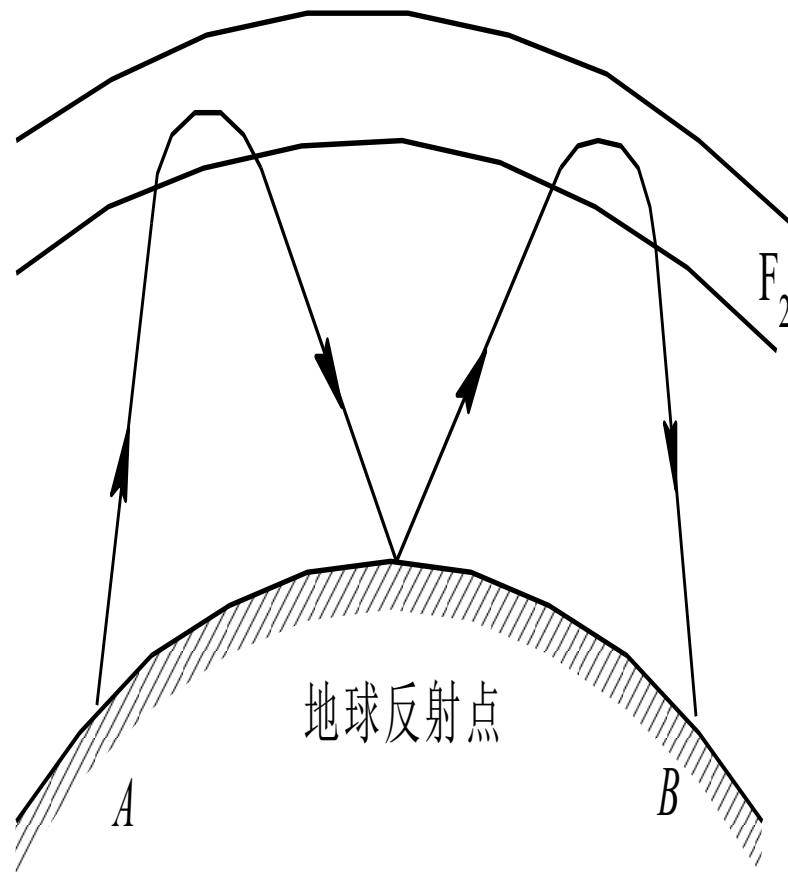
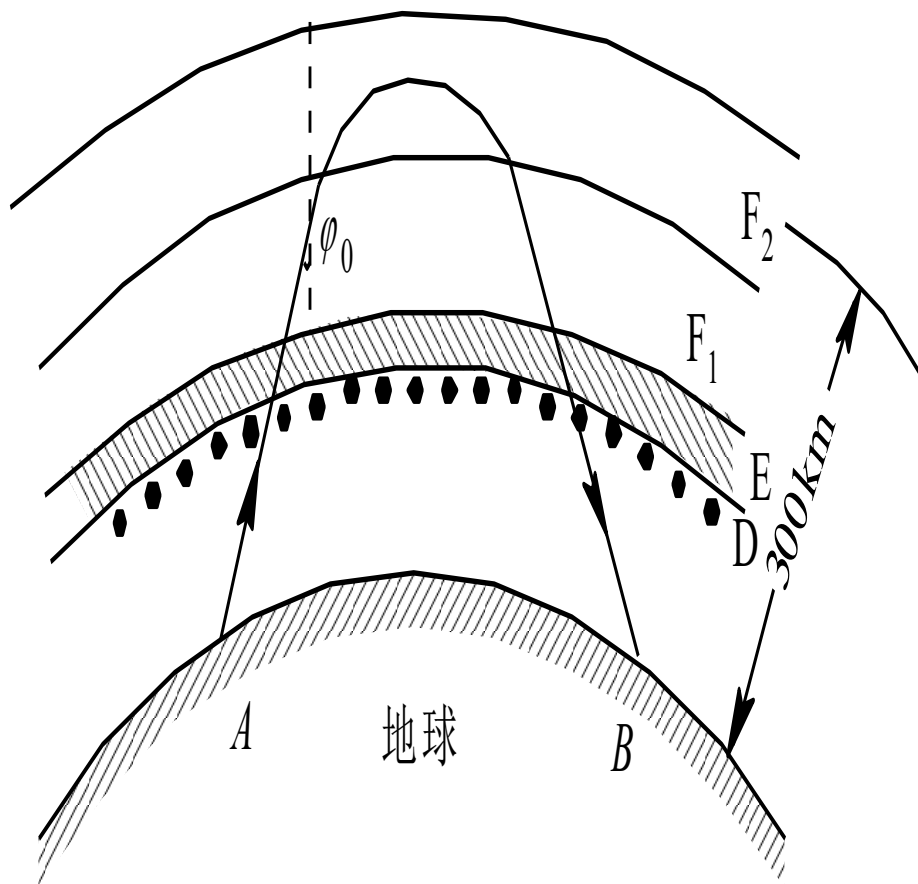
- **频率：** $< 2\text{ MHz}$ ，低频和甚低频段
- **传播特点：** 沿弯曲地球表面传播，有绕射能力
- **距离：** 超过数百千米或数千千米
- **特点：** 损耗小、受电离层扰动影响小、传输稳定、有穿透海水和土壤的能力。但是大气噪声电平高、工作频带窄



电磁波传播的分类：

2. 天波

- **频率：**2 ~ 30 MHz，高频电磁波
- **产生机理：**
 - 由于太阳辐射的紫外线和X射线，使离地面60~600 km的大气层成为电离层。电离层是由分子、原子、离子及自由电子组成。
 - 当频率范围为2~30 MHz (波长为10~100m)的短波(或称为高频)无线电波射入电离层时，由于折射现象会使电波发生反射，返回地面，从而形成**短波电离层反射信道** 被电离层**反射**
 - 电离层，从低到高分D，E，F1，F2多个层，白天和夜晚会发生变化，反射高频电磁波的主要是F层



电离层结构示意图

- **距离：**可以算出一次反射 $< 4000\text{ km}$
- **寂静区：**电离层反射波到达地面的区域可能不连续
- **特点：**损耗小、衰落现象严重、受电离层扰动影响大
- **应用：**中短波远距离广播、通信、海上移动通信、航空通信等

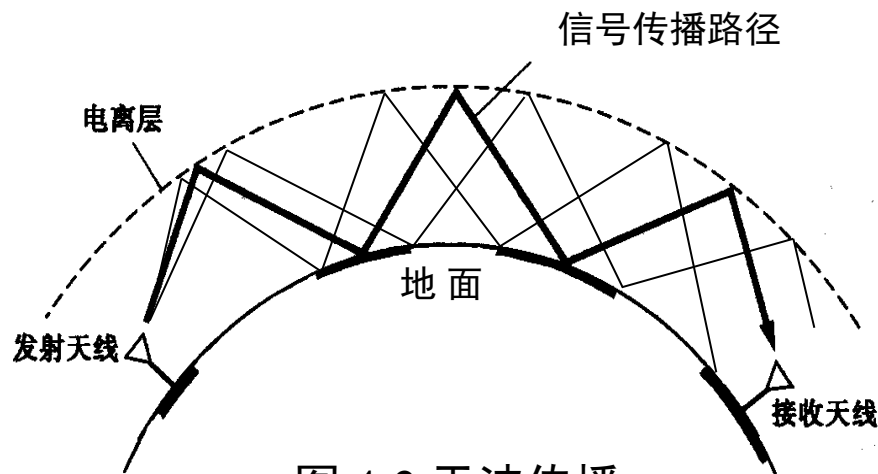


图 4-2 天波传播

3. 视线传播:

- 频率 > 30 MHz
- 特点:
 - 穿透电离层, 不能反射, 绕射能力也差
 - 只能像光波一样视线传播
- 距离: 和天线高度有关

- $$h = \frac{D^2}{8r} \approx \frac{D^2}{50} \text{ m} \quad (4.1-3)$$

- 式中, D – 收发天线间距离(km)。

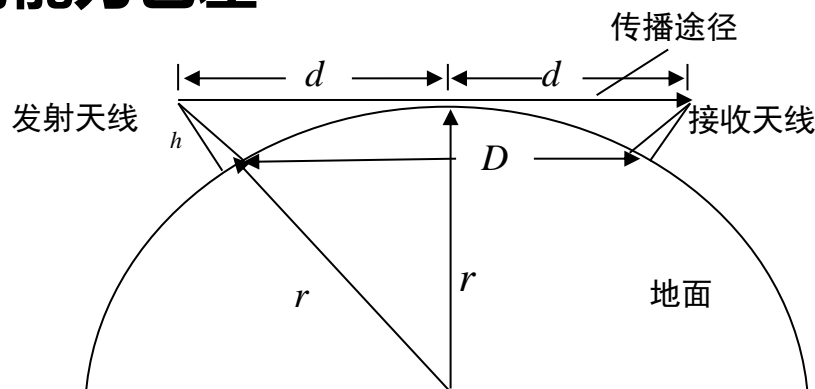


图 4-3 视线传播

例: 若要求 $D = 50 \text{ km}$
$$h = \frac{D^2}{8r} \approx \frac{D^2}{50} = \frac{50^2}{50} = 50 \text{ m}$$

无线电中继

- 显然，视距传输距离有限
- **无线电中继**：为达到远距离通信的目的

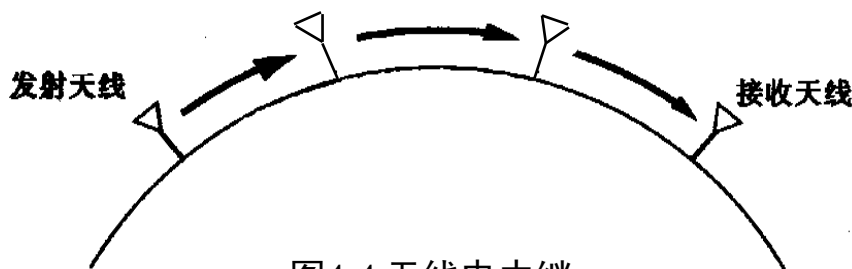


图4-4 无线电中继

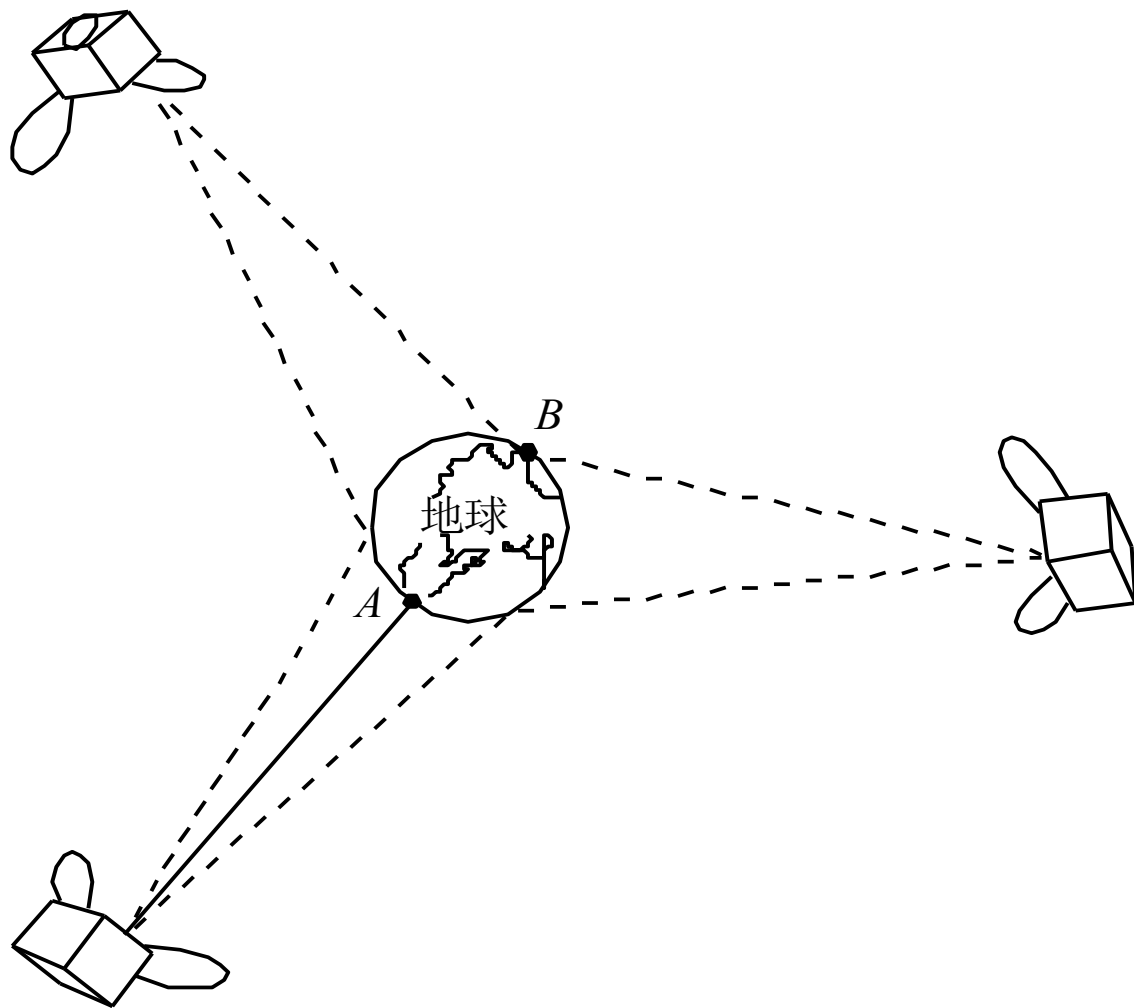
相邻中继站间距离一般为40 ~ 50km，当进行长距离通信时，需要在中间建立多个中继站

- 微波中继信道具有传输容量大、长途传输质量稳定、节约有色金属、投资少、维护方便等优点。广泛用于传输多路电话及电视等，现已经被光纤取代

• 卫星中继通信：

- 传输距离和天线高度有关，利用人造卫星作为中继站构成的通信信道
- 静止卫星
- 若以同步卫星作为中继站，采用三个相差 120° 的静止通信卫星就可以覆盖地球的绝大部分地域(两极盲区除外)
- 移动卫星
- 若采用中、低轨道移动卫星，则需要多颗卫星覆盖地球。所需卫星的个数与卫星轨道高度有关，轨道越低所需卫星数越多

同步卫星中继信道示意图



国际电信联盟的卫星广播业务频率分配

频率范围	使用区域	分区
620MHz~790MHz	全世界	1区：非洲、欧洲、前苏联、蒙古、伊朗
2.5GHz~2.69GHz	全世界	
11.7GHz~12.2GHz	2、3区	2区：南、北美
22.5GHz~23.0GHz	3区	
41GHz~43GHz	全世界	3区：亚洲、大洋洲
84GHz~86GHz	全世界	

- **卫星通信应用**
 - 广播电视:
 - 全球无线通信:
 - 导航:
 - 气象:
 - 资源:
 - 军事:
 - 科学:
- **平流层通信**: 平流层的高空平台电台代替卫星

散射传播

- **散射机理：**传播媒体的不均匀，电磁波的传播产生向许多方向折射
- **特点：**
 - 强方向性，集中于前方，前向散射
 - 接受点能量较弱
- **分类：**
 - 电离层散射
 - 对流层散射
 - 流星余迹散射

• 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
- **特点** - 与30M以下的反射信号比，强度小很多，但仍可通信，受电离层扰动影响小；损耗大、频带窄、衰落现象严重
- **应用** - 中短波远距离广播、通信、海上移动通信、航空通信等

• 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

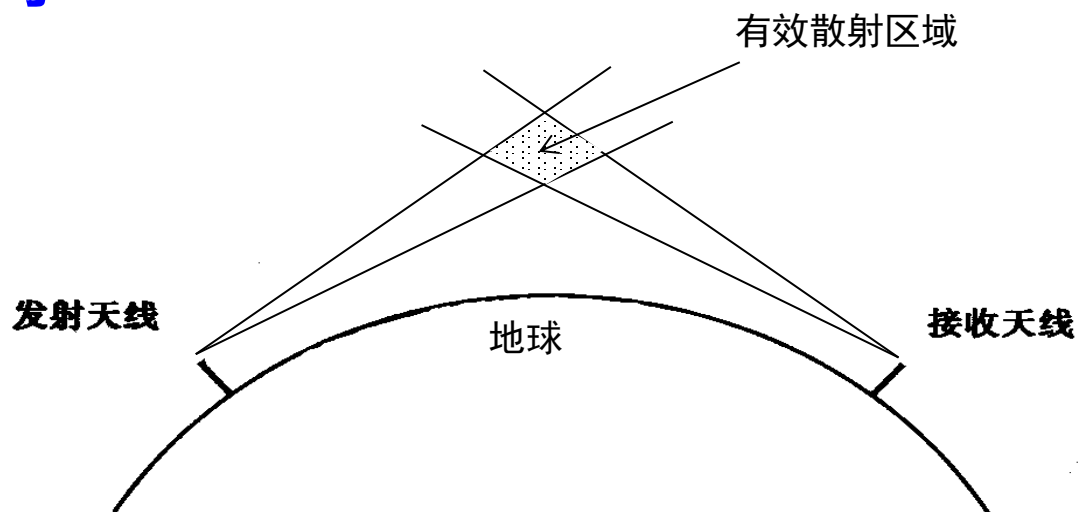


图4-7 对流层散射通信

• 流星余迹散射

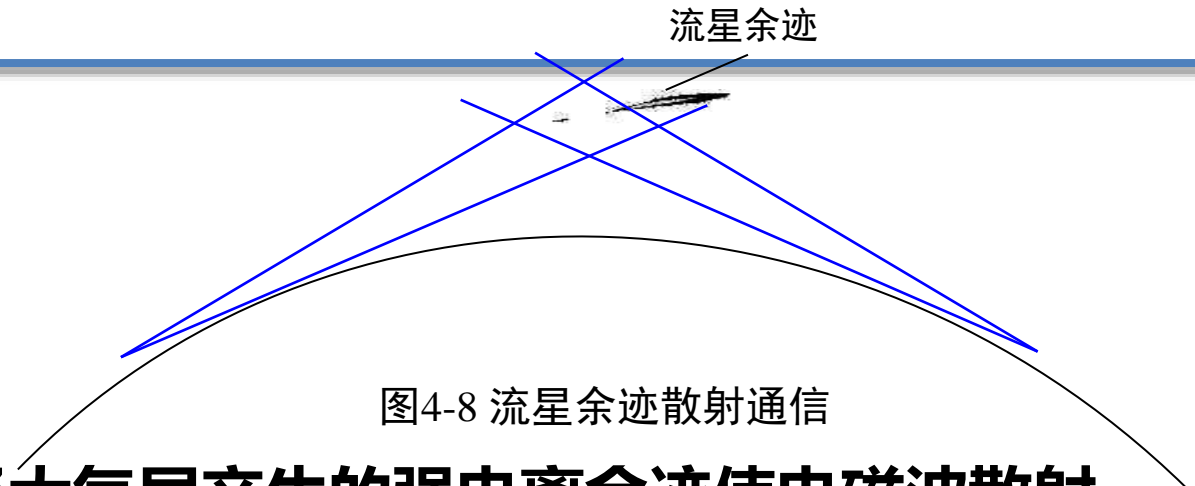


图4-8 流星余迹散射通信

- **机理：**流星经大气层产生的强电离余迹使电磁波散射
- **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
- **应用：** 军事上用以实现2000KM以内的瞬间通信

无线信道应用

- 民用无线通信中，应用最广的
 - 蜂窝网：特高频频段（UHF）
 - 卫星通信：特高频和超高频（SHF）

第4章 信道

- 4.1 无线信道
- 4.2 有线信道
- 4.3 信道的数学模型
- 4.4 信道特性对信号传输的影响
- 4.5 信道中的噪声
- 4.6 信道容量

4.2 有线信道

- 传输**电信号**的有线信道主要有：

- 明线
- 对称电缆
- 同轴电缆

- **明线**：平行架设在电线杆上的架空线路

- 受天气和环境影响，对噪声敏感
- 被电缆取代



电缆

- **对称电缆：**

- 由许多对双绞线组成
- 有线电话网中，用于用户接入电路

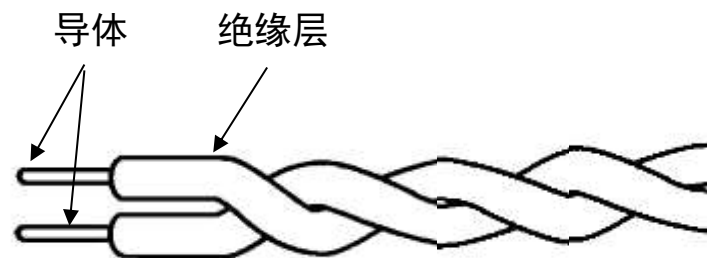


图4-9 双绞线

- **同轴电缆**

- 内外两根同心圆柱导体
- 有线电视广播网广泛应用
- 远距离传输的干线被光纤代替

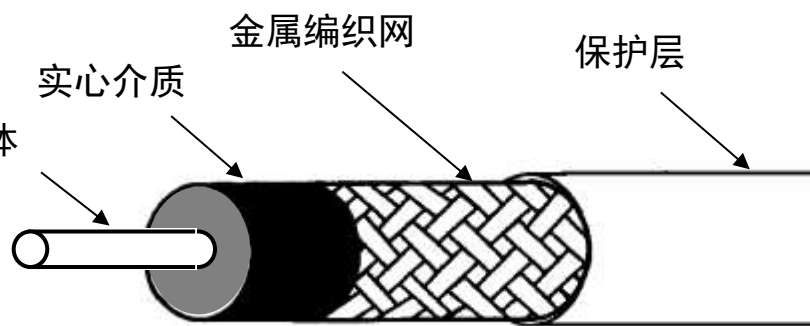


图4-10 同轴线

光纤 --- 传输光信号

- **结构:**

- 折射率不同的光介质:
纤芯VS包层

- **按折射率分类**

- 阶跃型
- 梯度型

- **按模式分类: 光线传
输路径**

- 多模光纤
- 单模光纤

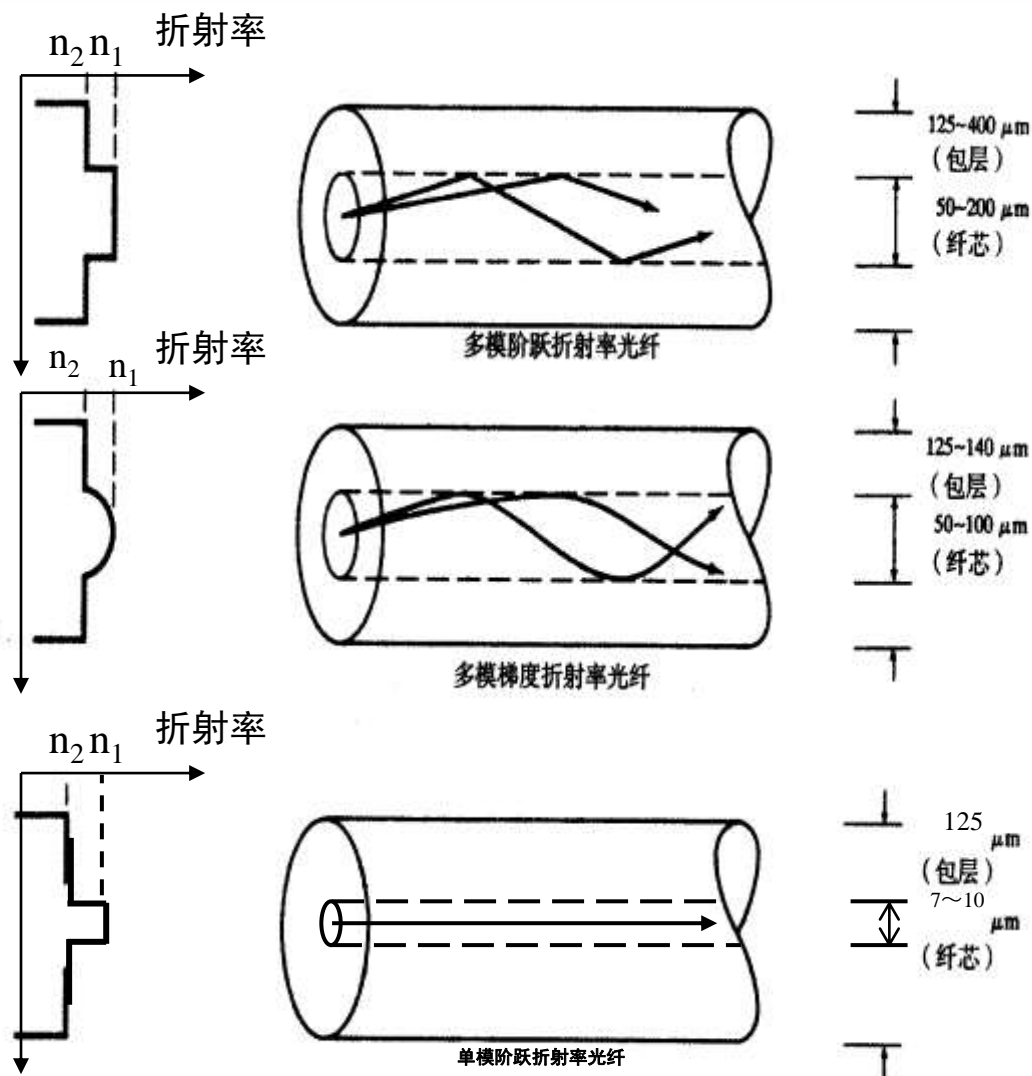


图4-11 光纤结构示意图

- **损耗与波长关系**

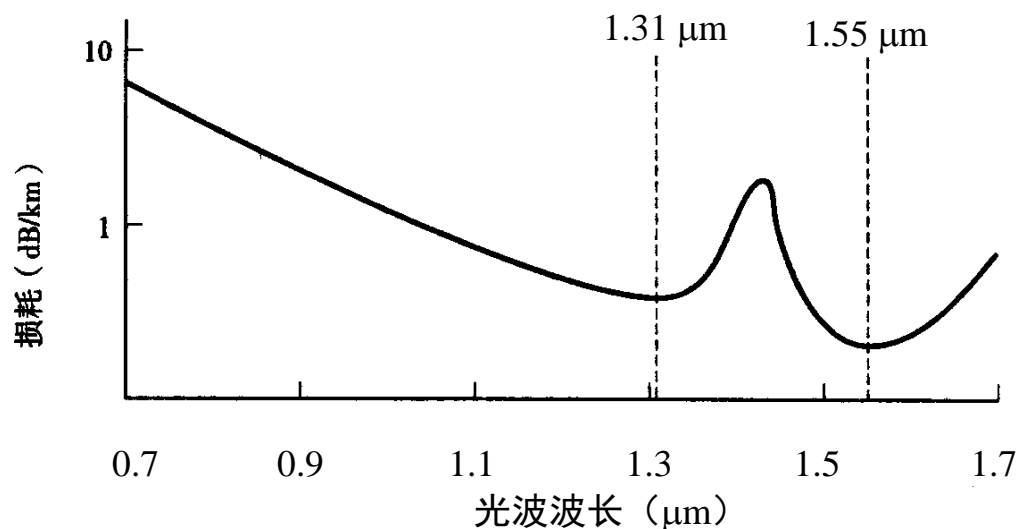


图4-12光纤损耗与波长的关系

- **传输损耗小，传输距离远**
- **波长损耗最小点：1.31与1.55 μm，应用最广的两个波长**

第4章 信道

- 4.1 无线信道
- 4.2 有线信道
- 4.3 信道的数学模型
- 4.4 信道特性对信号传输的影响
- 4.5 信道中的噪声
- 4.6 信道容量

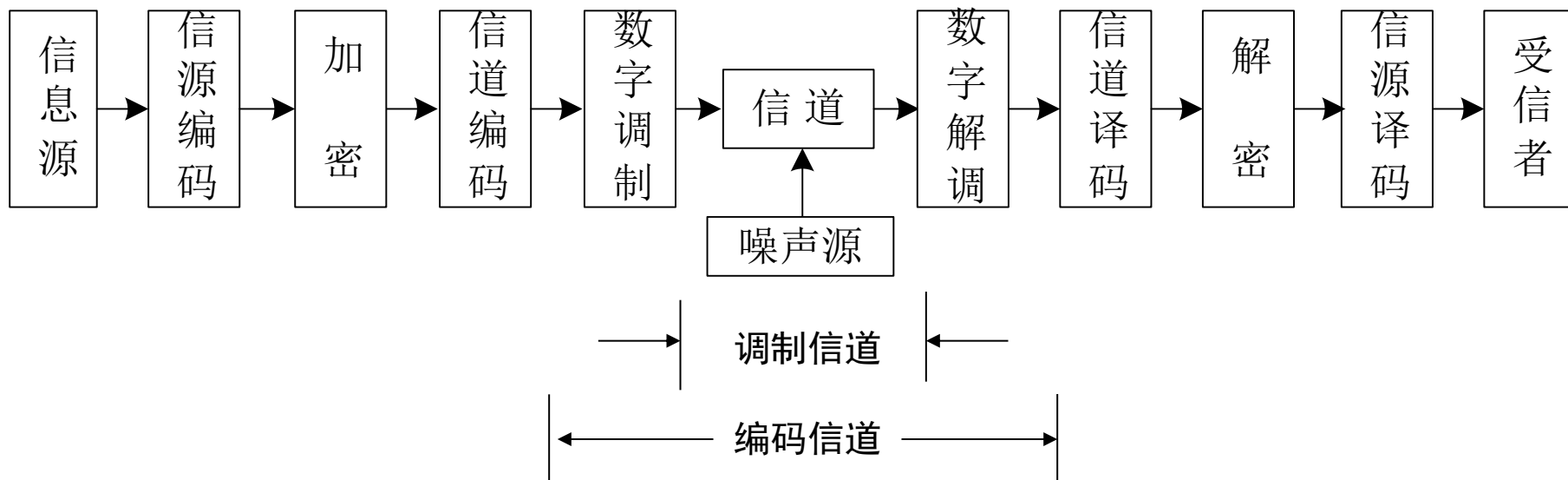
引言

- **定义：**信道是指以传输媒质为基础的信号通道
- **分类1：广义信道、狭义信道**
 - **狭义信道：**仅是指信号的**传输媒质**。
 - 分为有线信道和无线信道两类：有线信道：明线、对称电缆、同轴电缆及光纤等；无线信道：地波传播、短波电离层反射、超短波或微波视距中继、人造卫星中继、散射及移动无线电信道等
 - 狭义信道是广义信道十分重要的组成部分，通信效果的好坏，在很大程度上依赖于狭义信道的特性。因此，研究信道的一般特性时“传输媒质”仍是讨论的重点

- **广义信道：**
- 不仅是传输媒质，而且包括通信系统中的一些**转换装置**：发送设备、接收设备、馈线与天线、调制器、解调器等
- 广义信道按照功能，可以分为**调制信道**、**编码信道**等。还可以定义其他形式的广义信道
- **常把广义信道简称为信道**

调制信道和编码信道

- **调制信道**--用于研究调制与解调问题
- 编码信道**--用于研究编码与译码问题



下面，分别给出调制信道和编码信道的模型

4.3.1 调制信道模型

- **调制信道**：为研究调制、解调问题所建立一种广义信道
- **调制信道关注**：调制信道输入信号形式和已调信号通过调制信道后的最终结果。因此，调制信道可以用**具有一定输入、输出关系的方框**来表示。
- 调制信道具有如下共性：
 - (1) 有一对(或多对)**输入端**和一对(或多对)**输出端**
 - (2) 绝大多数的信道都是线性的，即满足**线性叠加原理**
 - (3) 信号通过信道有一定的**延迟**时间而且受到(固定的或时变的)**损耗**
 - (4) 即使没有信号输入，在信道的输出端仍可能有一定的功率输出(**噪声**)

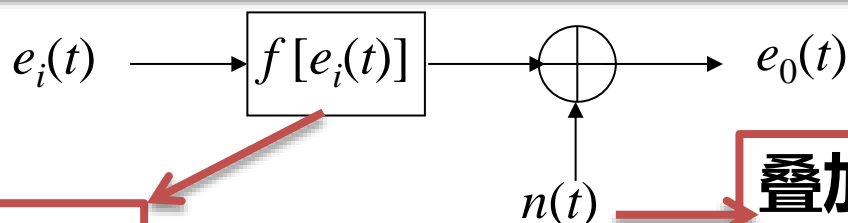
调制信道模型

- 根据以上几条性质，调制信道可以用一个**二端口(或多端口)线性时变网络**来表示，这个网络称为调制信道模型



- 二端为例分析

4.3.1 调制信道模型



输入和输出电压
间是函数关系

图4-13 调制信道数学模型

叠加在信号上，无论
有无信号，均存在
加性噪声/加性干扰

$$e_o(t) = f[e_i(t)] + n(t)$$

- 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: $f[e_i(t)] = k(t)e_i(t)$

- 上式变为: $e_o(t) = k(t)e_i(t) + n(t)$

信道数学模型

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

总结：信道对信号的影响可归结为两点：一是乘性干扰 $k(t)$ ，二是加性干扰 $n(t)$

对于信号来说，如果了解 $k(t)$ 与 $n(t)$ 的特性，就能知道信道对信号的具体影响

通常，信道特性 $k(t)$ 是一个复杂的函数，它可能包括各种线性失真、非线性失真、交调失真、衰落等

同时由于信道的迟延特性和损耗特性随时间作随机变化，故 $k(t)$ 往往只能用随机过程来描述

乘性干扰 $k(t)$

- 几点说明:

1. 若 $k(t)$ 随 t 变, 故信道称为**时变信道**。

2. 若 $k(t)$ 与 $e_i(t)$ 相乘, 故称其为**乘性干扰**。

乘性干扰特点: 当没有信号时, 没有乘性干扰。

如: 线性和非线性失真, 时延等

3. 若 $k(t)$ 作随机变化, 故又称信道为**随参信道**。

4. 若 $k(t)$ 变化很慢或很小, 则称信道为**恒参信道**。

4.3.2 编码信道模型

- **调制信道**：关注信道对信号产生的影响是加性或者乘性干扰，**波形**发生了什么样的失真
- **编码信道**：不同
 - 编码信道的输入输出均为数字序列，非波形
 - 信道对信号的影响：**数字序列**发生了什么样的变化，即序列中数字发生什么样的错误。
 - 故编码信道模型：**错误概率**来描述

• 二进制编码信道简单模型 - 无记忆信道模型

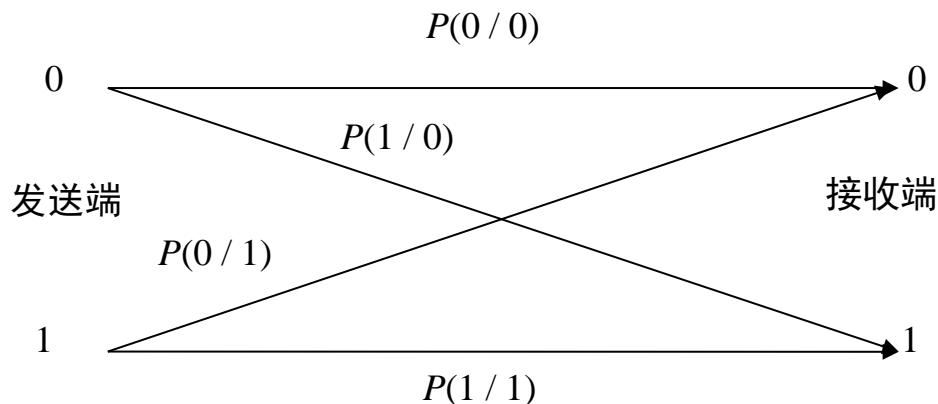
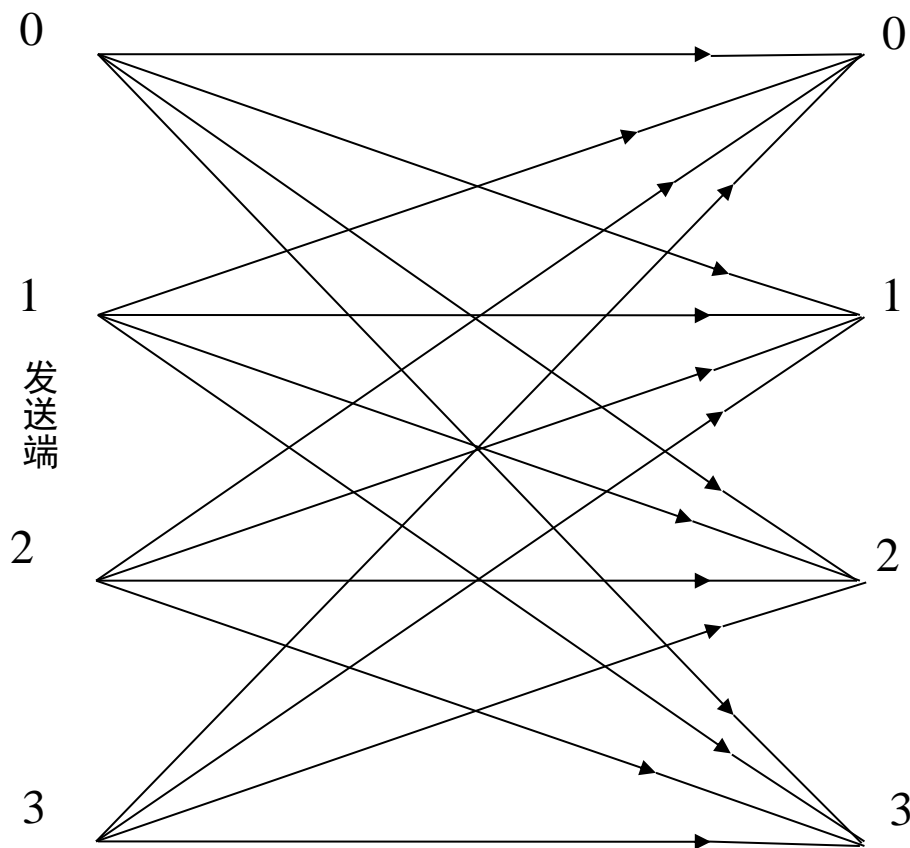


图4-13 二进制编码信道模型

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

- 四进制编码信道模型



接收端

编码信道产生错误的原因：调制信道不理想

第4章 信道

- 4.1 无线信道
- 4.2 有线信道
- 4.3 信道的数学模型
- 4.4 信道特性对信号传输的影响
 - 一、恒参信道
 - 二、变参信道
- 4.5 信道中的噪声
- 4.6 信道容量

一. 恒参信道的影响

- **恒参信道：**

- 信道特性变化很小，或者很慢，可视做恒定
- 举例：

各种有线信道：如架空明线、电缆、光纤等等

部分无线信道：中长波地波传播、超短波及微波视距传播、人造卫星中继、及光波视距传播等传输媒质构成的广义信道...

- **问题： 如何分析信号通过恒参信道时受到的影响？**

恒参信道的影响

- **问题：如何分析信号通过恒参信道时受到的影响？**
- **分析：**

恒参信道的实质 \Rightarrow 非时变线性网络

因此，分析恒参信道的方法：

1. **确定恒参信道对应的非时变线性网络参数：**
 - **振幅-频率特性**
 - **相位-频率特性**

对应信道的传输特性
2. **信号通过线性系统的分析方法。**

理想的信道传输特性？



- 理想恒参信道等效的线性网络传输特性:

- $$H(\omega) = K_0 e^{j\omega t_d}$$

- 振幅 ~ 频率特性:

- 为水平直线，即式中传输系数 K_0 为常数

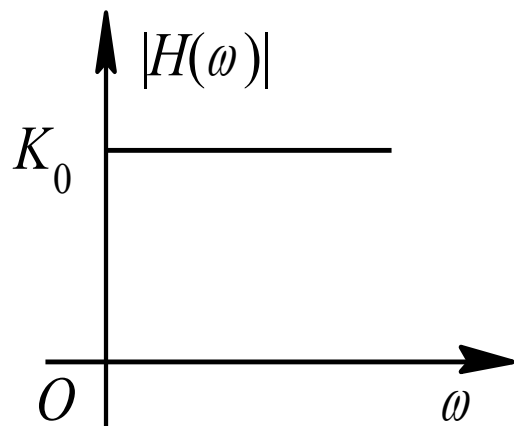
- 相位 ~ 频率特性:

- 为通过原点的直线，或者等效为群时延为常数

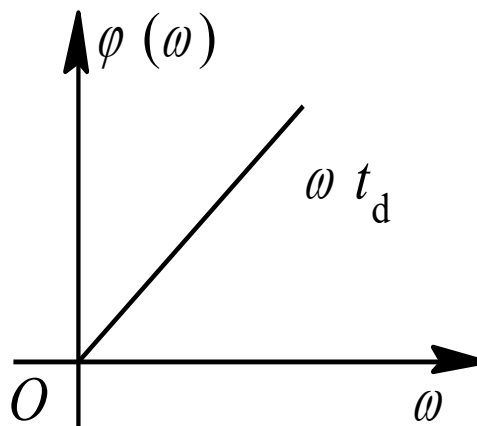
- 群时延:
$$\tau(\omega) = \frac{d\theta}{d\omega}$$

- 如上式中 t_d 为时间延迟，为常数

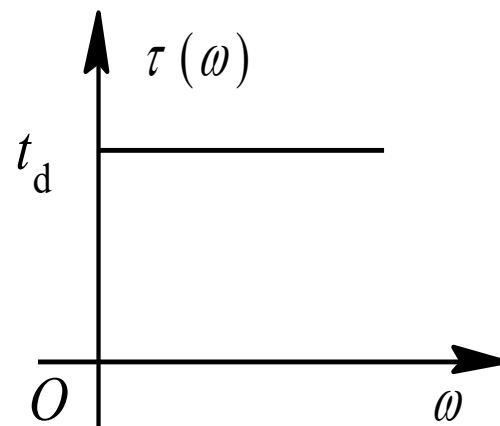
理想信道的幅频特性、相频特性和群延迟-频率特性



(a)



(b)



(c)

- 理想恒参信道的冲激响应为：

$$h(t) = K_0 \delta(t - t_d)$$

- 若输入信号为 $s(t)$ ，则理想恒参信道的输出为：

$$r(t) = K_0 s(t - t_d)$$

理想信道

- 理想恒参信道对信号传输的影响是：
- (1) 对信号在幅度上产生**固定的衰减**
- (2) 对信号在时间上产生**固定的迟延**
- 这种情况也称信号是**无失真传输**

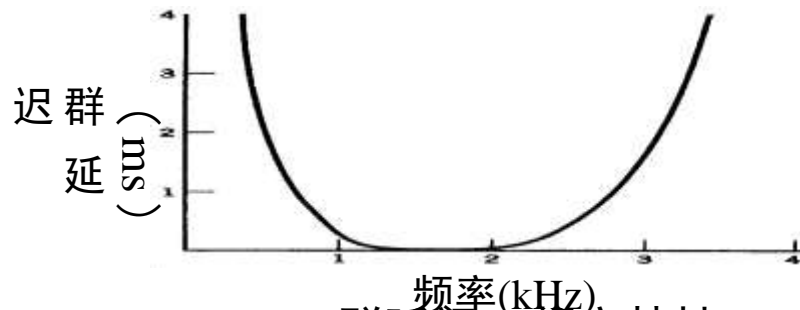
实际信道

- **实际的信道无法满足！**
- 如：电话信道



后果：必然产生失真！！！！

(a) 插入损耗～频率特性



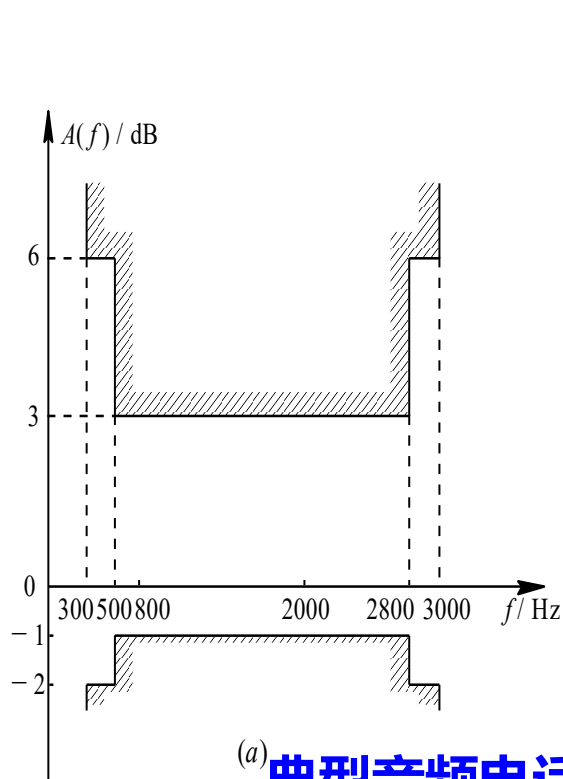
(b) 群延迟～频率特性

实际信道的失真

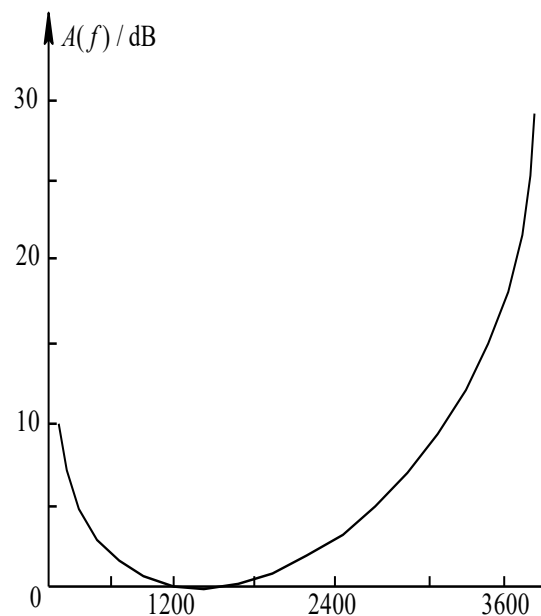
- 在实际中，如果信道传输特性偏离了理想信道特性，就会产生**失真**(或称为**畸变**)。
- 如果信道的幅度-频率特性在信号频带范围之内不是常数，则会使信号产生**幅度-频率失真**（**频率失真**）；
- 如果信道的相位-频率特性在信号频带范围之内不是 ω 的线性函数，则会使信号产生**相位-频率失真**（**相位失真**）

频率失真

- 频率失真：振幅 ~ 频率特性不良引起的



(a) 典型音频电话信道的幅度衰减特性



(b)

(a)为典型音频电话信道衰减特性，在300 ~ 3000Hz频率范围内较平坦；300Hz以下和3000Hz以上衰耗增加很快。
(b)为CCITT M.1020建议规定的衰减特性

产生畸变的原因：

实际信道中存在分布电容、电感以及各种滤波器等

频率失真

- **频率失真危害：**

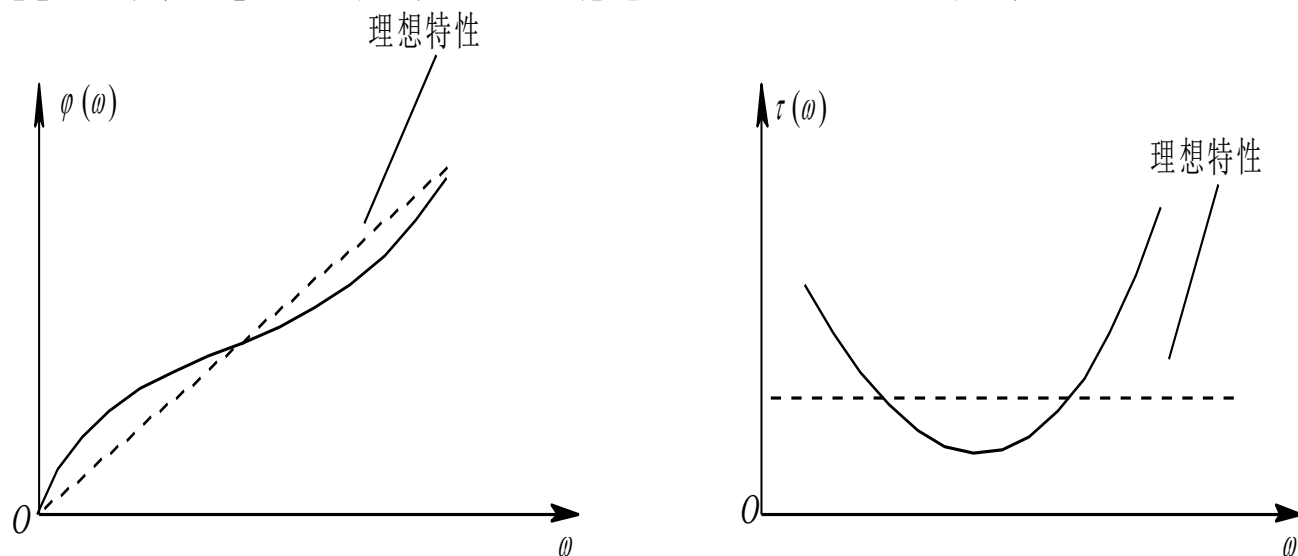
- 频率失真 \Rightarrow 信号通过信道后波形畸变
- 这样的信道传输数字信号，会导致**码间串扰**
- **码间串扰**：相邻码元波形之间，在时间上发生部分重叠，造成码间干扰

- **解决：**

- 改善信道滤波特性 - 减少容性、感性
- 采用**均衡**技术 - 因是**线性**失真，可通过**线性网络补偿**
- 预加重与去加重技术 - 微分电路、积分电路

相位失真

- 相位失真定义**：当信道的相位-频率特性偏离线性关系时，使通过信道的信号产生相位-频率失真，相位-频率失真也是属于**线性失真**



显然，相频特性和群延迟频率特性都偏离了理想特性的要求，因此会使信号产生严重的**相位失真**或**群延迟失真**

相位失真

- **产生原因：**

- 实际信道中存在分布电容、电感以及各种滤波器等

- **相位失真危害：**

- 对语音影响不大（人耳对波形的相位失真不敏感），对数字信号影响大（也会码间串扰）

- **解决方法：**

- 由于相频失真也是线性失真，因此同样可以采用**均衡器**对相频特性进行补偿，移相网络、全通滤波器

其他失真

- **非线性失真：**

- 非线性：信道输入和输出的振幅关系不是直线。
- 后果：产生新的谐波
- 原因：信道中器件特性不理想

- **频率偏移：**

- 信号频谱经信道后产生平移
- 原因：振荡器的频率不稳定

- **相位抖动**

- 振荡器的频率不稳定

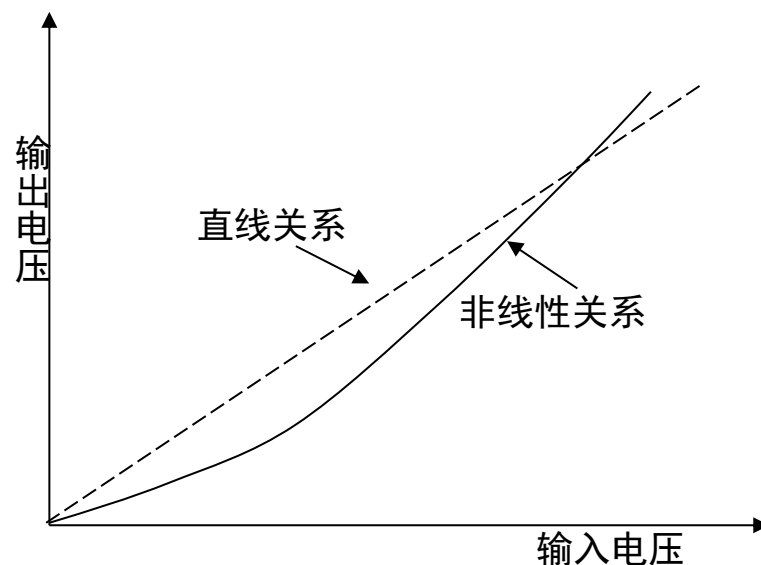


图4-16 非线性特性

二. 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：**

1. **天波传播：短波电离层反射信道**

由于太阳辐射的变化，电离层的密度和厚度也随时间随机变化，因此短波电离层反射信道也是随参信道。

- **问题：为什么白天短波效果比晚上差？**
- **分析：**
- 电离层厚度有数百千米，可分为D、E、F1和F2四层，特点是：

- (1) D、E层电子密度小，不能形成反射条件，主要是吸收电波，使其能量损耗；F层是反射层
- (2) 白天太阳辐射强，D、E、F1和F2四层都存在
- (3) 夜晚太阳辐射减弱，D层和F1层几乎完全消失，因此只有E层和F2层存在
- **回答：**
 - 白天太阳辐射较强，距地面较近的大气也被电离，它对短波有吸收作用。而夜间地面附近的电离层消失，高空中的电离层对短波吸收较少，把短波反射到很远的地方，所以在夜间短波收的较多

变参信道的影响

- **对流层散射传播**：大气层随气候和天气的变化

- **视距传播**：

移动通信中，移动台在运动，收发两点间的传输路径在变化，信道参量随之变化

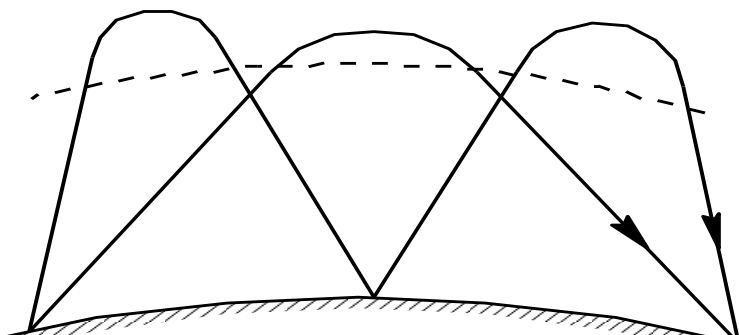
- **变参信道的特性**：

- 1. 信号的传输衰减随时间变化
- 2. 信号的传输时延随时间变化
- 3. **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。

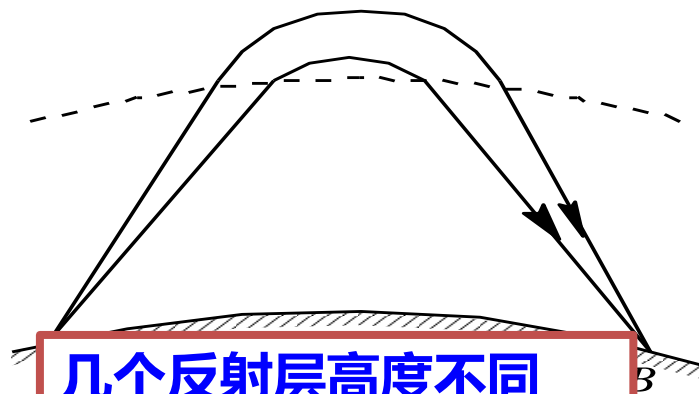
- 下面重点分析**多径效应**，对信号传输质量的影响很大

多径传播

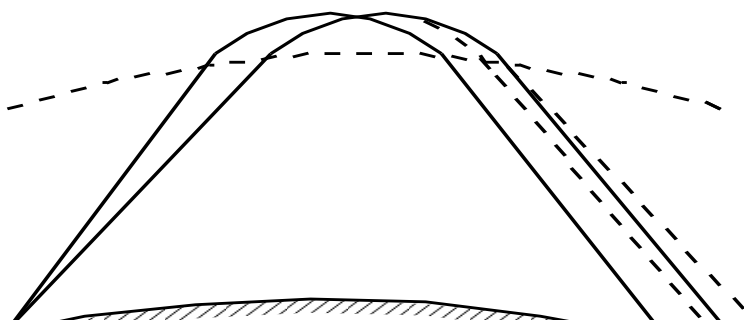
- **定义：** 电磁波经过多条路径到达接收点的过程
- **产生的原因：**



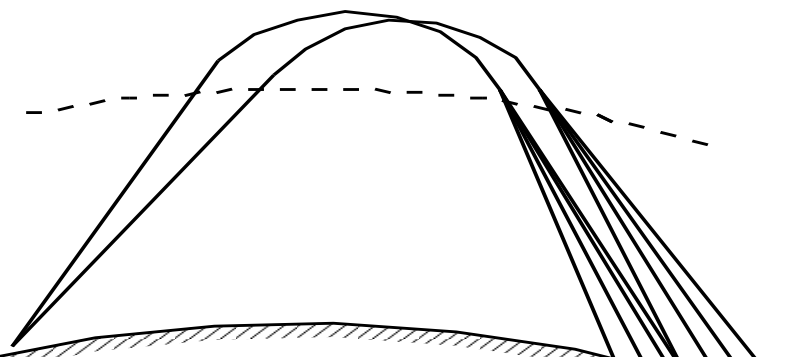
电波经电离层的一次反射和多次反射



几个反射层高度不同



地球磁场引起的电磁波束分裂成寻常波和非寻常波



电离层不均匀性引起的漫射现象

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;

- 上式中的 $\varphi_i(t) = -\omega_0 \tau_i(t)$

- $\mu_i(t)$, $\tau_i(t)$, $\varphi_i(t)$ 都是**随机**变化的。

说明：多径传播的随参信道中，就每条路径的信号而言，它的衰减和时延都是随机变化的。因此，多径传播后的接收信号将是衰减和时延都将随时间变化的各路径的合成

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

• 应用三角公式改写:

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

缓慢随机
变化振幅

$$R(t) = X_c(t) \cos \omega_0 t$$

—

$$X_s(t) \sin \omega_0 t$$

缓慢随机变
化振幅

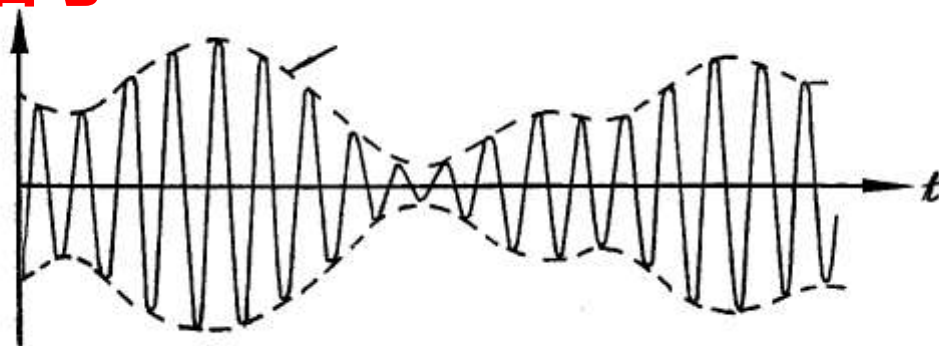
$$= V(t) \cos [\omega_0 t + \varphi(t)]$$

- 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

- $V(t) = \sqrt{X_c^2(t) + X_s^2(t)}$ - 接收信号的包络
- $\varphi(t) = \tan^{-1} \frac{X_s(t)}{X_c(t)}$ - 接收信号的相位

- 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：
 - **发射信号**：振幅恒定，单一频率
 - **接收信号**：包络有起伏，频率非单频，而是有了扩展

衰落

- **衰落定义：**

- 信号包络因传播有了起伏的现象。

- **衰落分类：**

- **快衰落：**

多径传播使信号包络产生的起伏虽然比信号的周期缓慢，但仍是秒或秒以下的数量级，衰落周期和码元周期可以相比。

- **慢衰落：**

起伏周期可能较长，甚至若干天或若干小时

由传播条件引起的，即便仅一条路径，路径上季节，日夜天气的变化造成。

多径效应分析

- **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 - 第一条路径时延， τ - 两路径时延差。
- **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 $F(\omega)$ ：

$$f(t) \Leftrightarrow F(\omega)$$

$$A f(t - \tau_0) \Leftrightarrow A F(\omega) e^{-j\omega\tau_0}$$

$$A f(t - \tau_0 - \tau) \Leftrightarrow A F(\omega) e^{-j\omega(\tau_0 + \tau)}$$

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

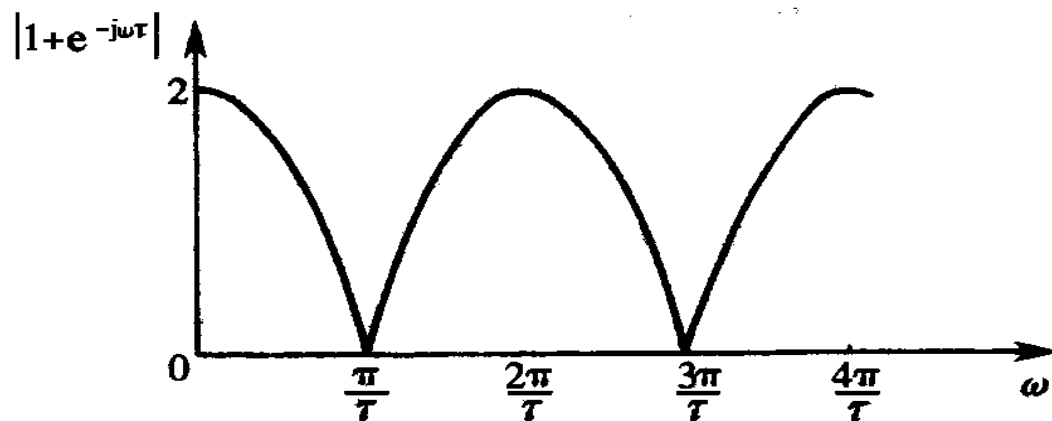
$$H(\omega) = \frac{AF(\omega)e^{-j\omega\tau_0}(1 + e^{-j\omega\tau})}{F(\omega)} = Ae^{-j\omega\tau_0}(1 + e^{-j\omega\tau})$$

- 其中，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

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

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

- 按照上式画出的模与角频率 ω 关系曲线：



- 说明：**
- 曲线最大和最小值位置决定于两路径的**相对时延差 τ** 。
- τ 随时间变化，所以对于给定频率信号，信号强度随时间而变，这种现象称为**衰落现象**。
- 这种衰落和频率有关，故常称其为**频率选择性衰落**。

相关带宽

- **定义：** **相关带宽** = $1/\tau$
- **说明：** 若信号带宽 $>$ 相关带宽 $1/\tau$, 则信号中不同频率分量的幅度之间必然出现强烈的差异。
- **实际情况：有多条路径时**
 - 对于一般多径传播，信道传输特性将比两条路径信道传输特性复杂得多，但**同样存在频率选择性衰落**现象：虽不会出现零点，但接收信号包络也会出现随机起伏
 - 设 τ_m - 多径中最大的相对时延差，则定义多径传播信道的相关带宽为：
相关带宽 = $1/\tau_m$

多径效应的影响

- **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。

- **经过信道后的接收信号的分类**
 - **确知信号**：接收端能够准确知道其码元波形的信号，是理想情况。
 - **随相信号**：接收码元的相位随机变化，传输时延的不确定性导致。即便经过恒参信道传输，大多数也属于这种情况
 - **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

变参信道对信号传输影响总结

- (1) 从波形上看
 - 使确定的载波信号变成了包络和相位受到调制的窄带信号--衰落信号
- (2) 从频谱上看
 - 引起频率弥散，即有单个频率变成一个窄带频谱
- (3) 造成频率选择性衰落
 - 信号频谱中某些分量出现衰落的一种衰落现象。不同频率不同路径传播的结果有不同的衰落

第4章 信道

- 4.1 无线信道
- 4.2 有线信道
- 4.3 信道的数学模型
- 4.4 信道特性对信号传输的影响
- 4.5 信道中的噪声
- 4.6 信道容量

4.5 信道中的噪声

- **噪声：**
 - 信道中存在的不需要的电信号：电子系统中所传输的信号以外一切规则和不规则的、可懂和不可懂的干扰，统称噪声。
- **加性噪声：**
 - 分散在通信系统的各处噪声的集中表示。加性噪声与信号**相互独立**，并且**始终存在**。
 - 实际中只能采取措施减小加性噪声的影响，而不能彻底消除加性噪声

噪声分类—按来源分类

- **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**
 - **热噪声**：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**

按噪声性质分类

- **脉冲噪声：**
 - 突发性地产生的，幅度很大，持续时间比间隔时间短得多，其频谱较宽。如：电火花、电气开关、雷电等。可以通过选择合适的工作频率、远离脉冲源等措施减小和避免脉冲噪声的干扰
- **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。
 - 如：外台(已调正弦波，但是幅度、频率和相位都不能事先预知。但在频率轴上可以实测)
- **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。

通信系统中的噪声

- **起伏噪声**，无论在时间上或频域内总是普遍存在的，不可避免的，是影响通信质量的主要因素。
- 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。
- **热噪声**：本身是白色的，频谱很宽
- **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

噪声等效带宽

- 带通型噪声的频谱具有一定的宽度，噪声的带宽可以用不同的定义来描述。
- 为了使得分析噪声功率相对容易，通常用**噪声等效带宽**来描述。
- 设带通型噪声的功率谱密度为 $P_n(f)$ ，则噪声等效带宽定义为：

$$B_n = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} P_n(f) df}{2P_n(f_0)} = \frac{\int_0^{\infty} P_n(f) df}{P_n(f_0)}$$

- 式中 $P_n(f_0)$ - 原噪声功率谱密度曲线的最大值

等效带宽物理概念

$$B_n = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} P_n(f) df}{2P_n(f_0)} = \frac{\int_0^{\infty} P_n(f) df}{P_n(f_0)}$$

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。

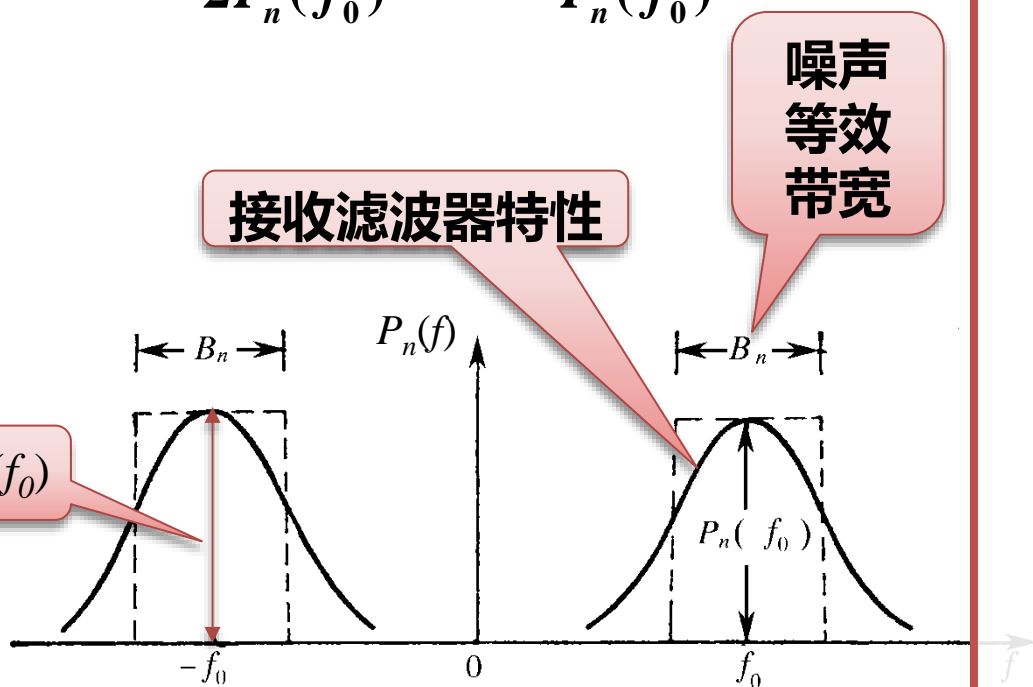
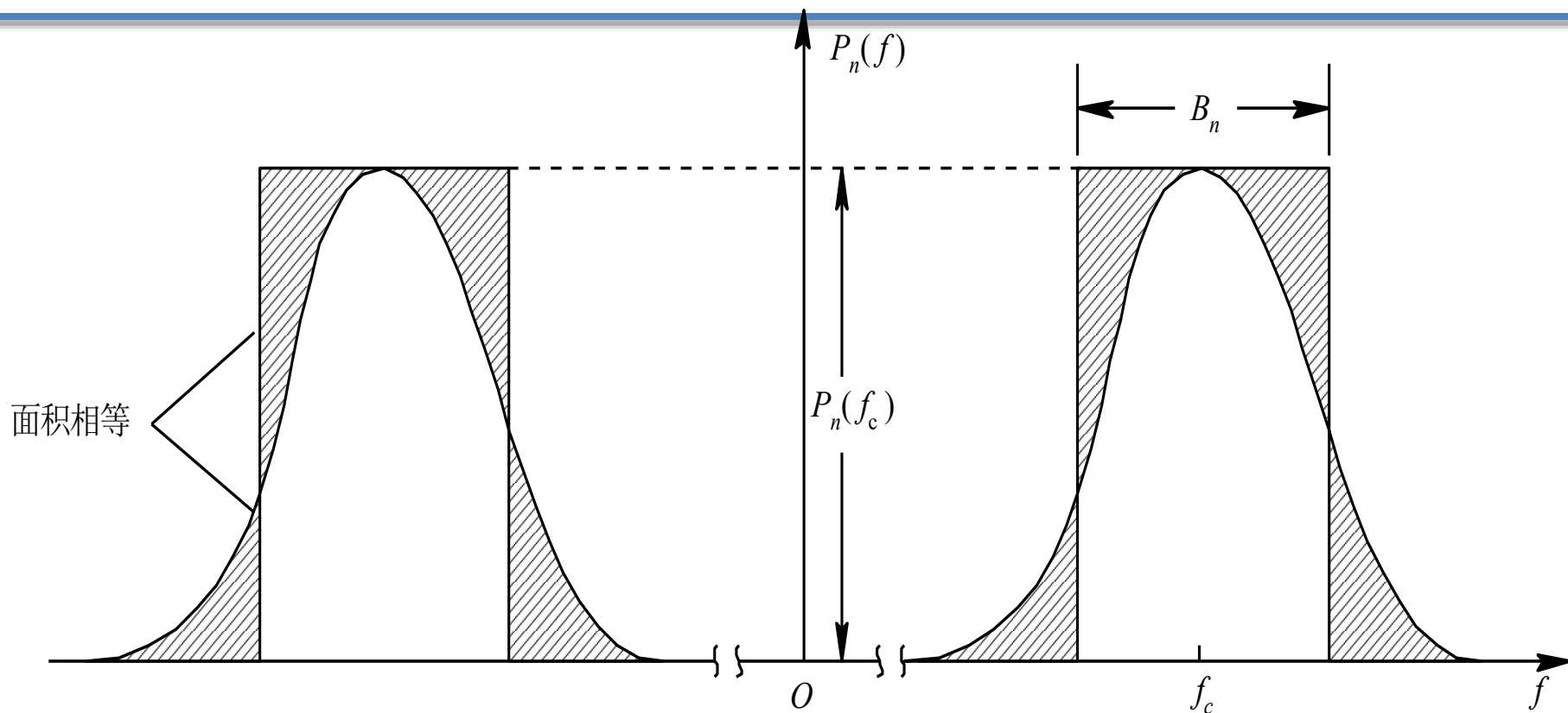


图4-19 噪声功率谱特性

带通型噪声的功率谱密度



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。

第4章 信道

- 4.1 无线信道
- 4.2 有线信道
- 4.3 信道的数学模型
- 4.4 信道特性对信号传输的影响
- 4.5 信道中的噪声
- 4.6 信道容量

信道容量

- **信道容量** - 指信道能够传输的最大平均信息速率。
- **调制信道**：是一种连续信道，用**连续信道的信道容量**来表征
- **编码信道**：是一种离散信道，用**离散信道的信道容量**来表征

4.6.1 离散信道容量

- **信道容量** - 指信道能够传输的最大平均**信息速率**。
- **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

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,

先验概率: 表示 x_i 的不确定性 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

$P(x_i/y_j)$ 为后验概率: 表示收到 y_j 后 x_i 的不确定性

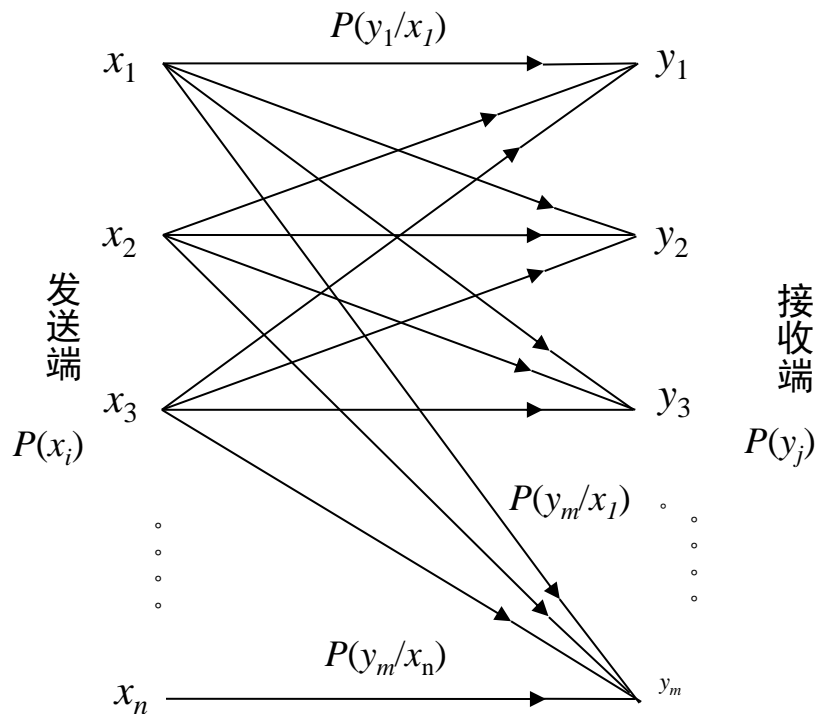


图4-20 信道模型

收到一个符号获得的平均信息量？

- 计算收到一个符号时获得的平均信息量

- 由信息量概念：发送 x_i 时收到 y_j 所获得的信息量

- = 发送 x_i **前**接收端对 x_i 的不确定程度（即 x_i 的信息量）

- 收到 y_j **后**接收端对 x_i 的不确定程度。

- 发 x_i 收 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**，得收到一个符号获得的平均信息量：平均信息量 / 符号 =

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

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

- **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。
- 上式说明：收到一个符号的平均信息量为 $[H(x) - H(x/y)]$ ，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。

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。

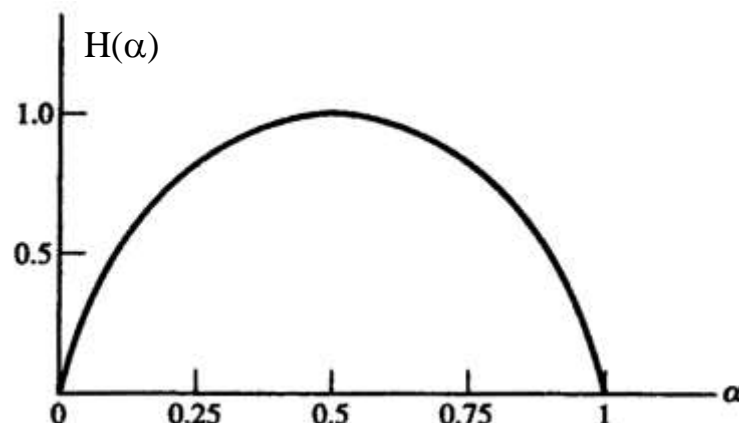


图4-21 二进制信源的熵

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 $P(x_i / y_j) = 0$;
 $H(\mathbf{x}/\mathbf{y}) = 0$ 。

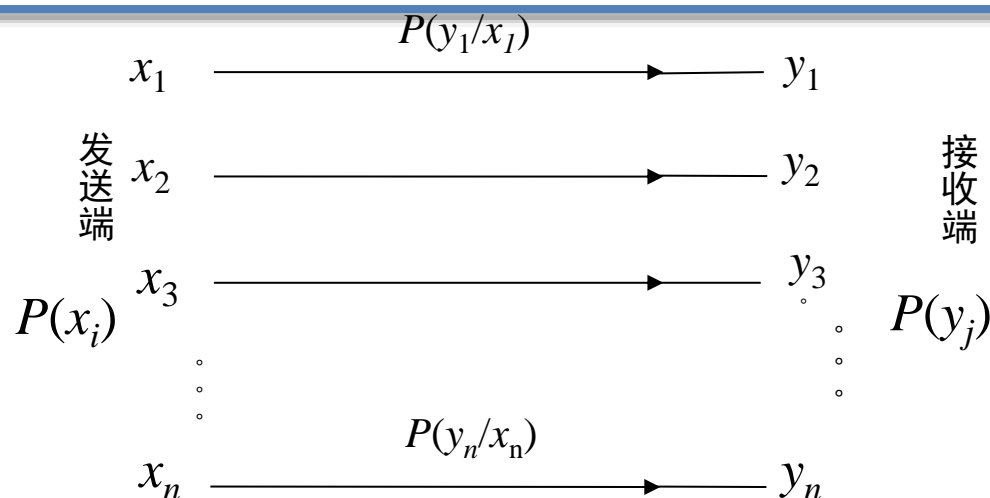


图4-22 无噪声信道模型

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

容量C的定义

- **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

【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：

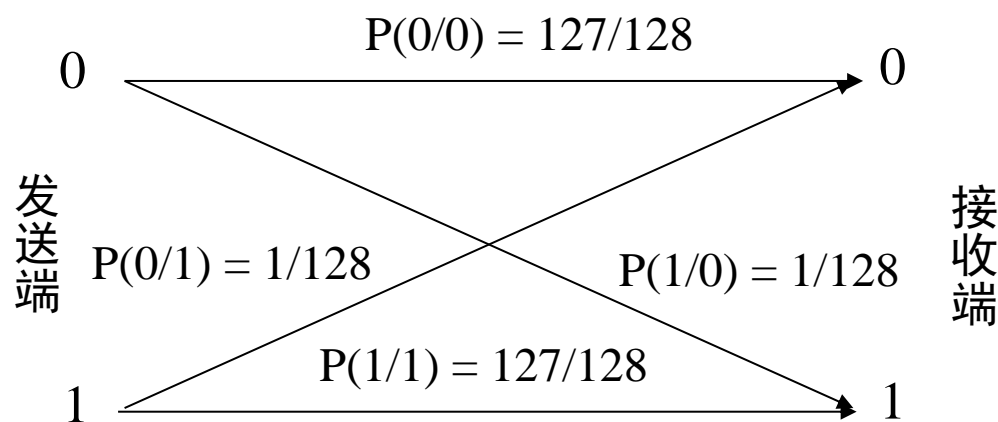


图4-23 对称信道模型

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

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

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：

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

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。

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

讨论：

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

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

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

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：

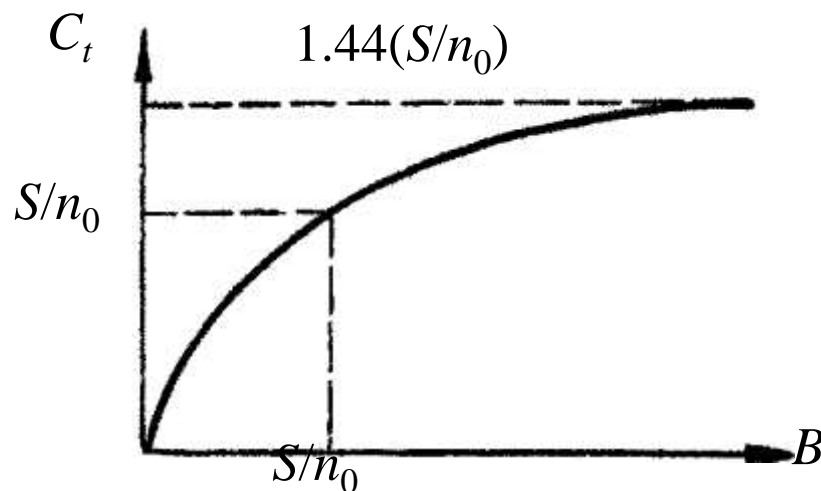


图4-24 信道容量和带宽关系

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

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。

- **【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

- $I_p = -\log_2(1/8) = 3 \quad (\text{b/pix}) \quad (4.6-18)$

- **并且每帧图像的信息量为**

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

- 因为每秒传输25帧图像，所以要求传输速率为

- $R_b = 900,000 \times 25 = 22,500,000 = 22.5 \times 10^6 \text{ (b/s)}$
(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
- 作业
- 第四章 4,7