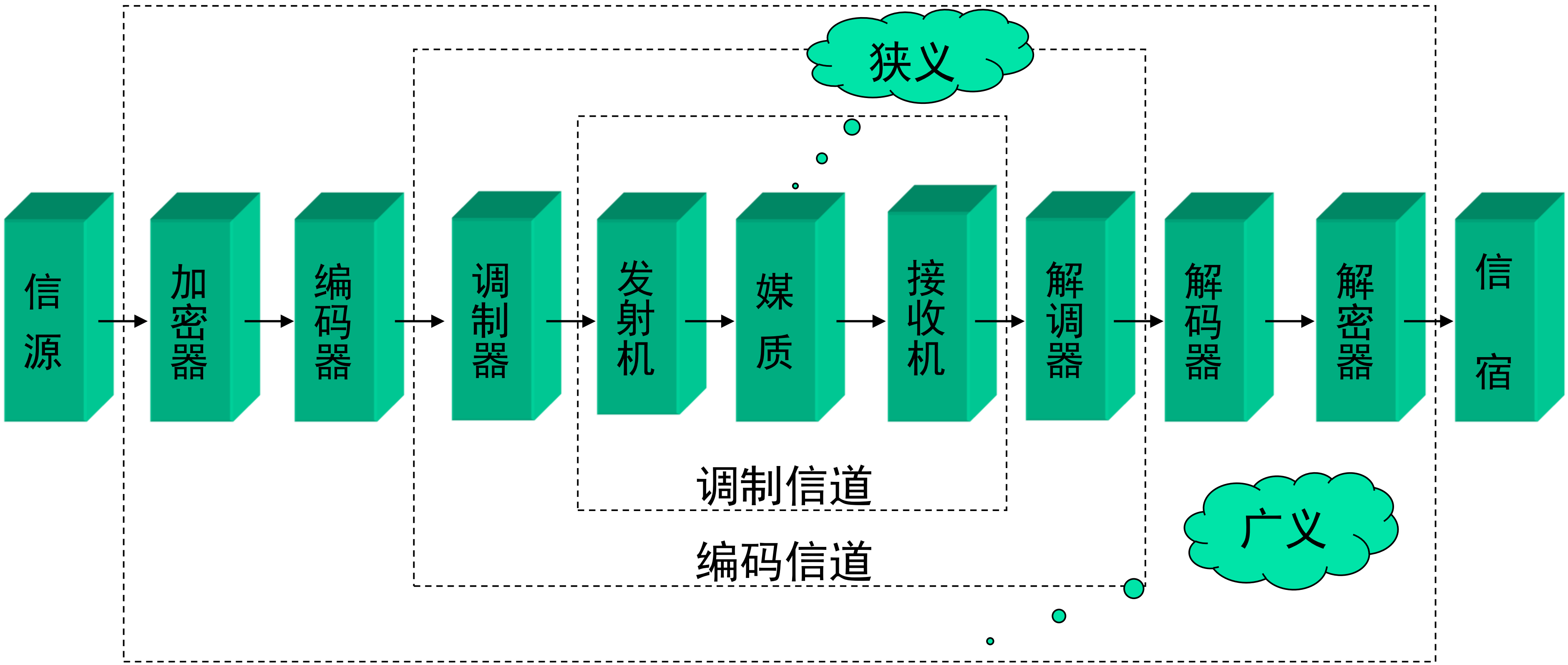
第8章 信道

信息与通信工程学院
无线信号处理与网络实验室
孙卓
zhuosun@bupt.edu.cn
6228 3385

8.2 信道的定义及分类

- 通信系统模型。



信道的分类

- 狭义信道：收、发两端之间传输媒质的总称。
  - 按传输媒质的不同，分为
    - 有线信道
    - 无线信道
- 广义信道：除传输媒质外，还包括有关的变换装置(如发送设备、接收设备、馈线与天线、调制器、解调器等)。
  - 调制信道：调制器输出端到解调器输入端的部分。从调制解调的角度来看，调制器、解调器之间的装置及传输媒质，都只是对已调信号进行某种变换。
  - 编码信道：针对编/译码，编码器输出端到译码器输入端的部分。

信道的分类（Cont’d）

- 信道
  - 广义信道
    - 调制信道
      - 恒参信道
      - 随参信道
    - 编码信道
      - 有记忆信道
      - 无记忆信道
  - 狭义信道
    - 无线信道
    - 有线信道

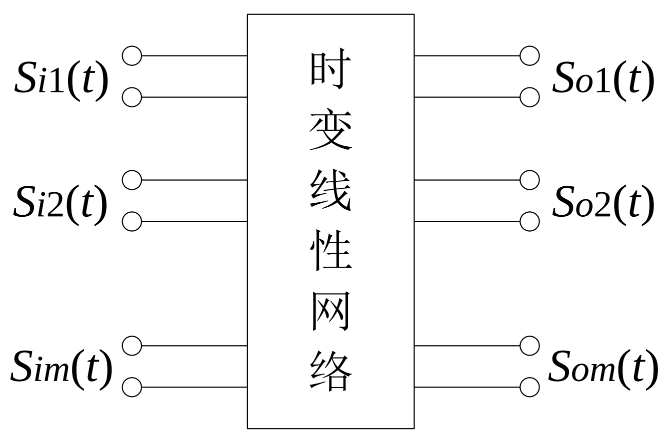
信道分类（Cont’d）

- 离散/数字信道：输入输出为离散/数字信号
  - 数字通信中的编码信道
- 连续/模拟信道：输入输出为连续/模拟信号
  - 调制信道
    - 恒参信道：信道性质不随时间变化或变化很缓慢
      - 所有有线信道：明线、电缆、光纤；
      - 部分无线信道：微波中继、卫星中继
    - 随参信道：信道性质随时间而随机变化
      - 无线信道：电离层反射、对流层散射、移动通信多径信道

8.4 信道的数学模型

- 连续信道（调制信道）
  - 有一对(或多对)输入端和输出端
  - 绝大多数的信道都是线性的，即满足叠加原理
  - 信号通过信道有一定的时延，而且还会受到(固定\时变)损耗
  - 即使没有信号输入，在信道的输出端仍有一定的功率输出(噪声)

二对端网络



多对端网络

调制信道的数学模型

- 对于二对端的信道模型，其输出与输入关系

$$s_o(t) = f\left[s_i(t)\right] + n(t)$$

其中，

$n(t)$：加性噪声/干扰，且与 $s_i(t)$ 相互独立

$f\left[s_i(t)\right]$：已调信号通过网络所发生的时变/时不变线性变换

- 若设 $f\left[s_i(t)\right] = k(t)s_i(t)$，则有

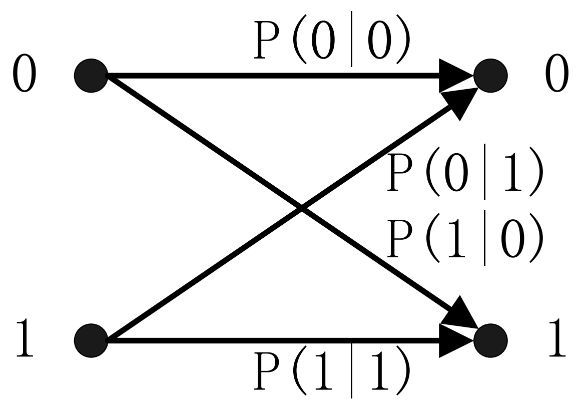
$$s_o(t) = k(t)s_i(t) + n(t)$$

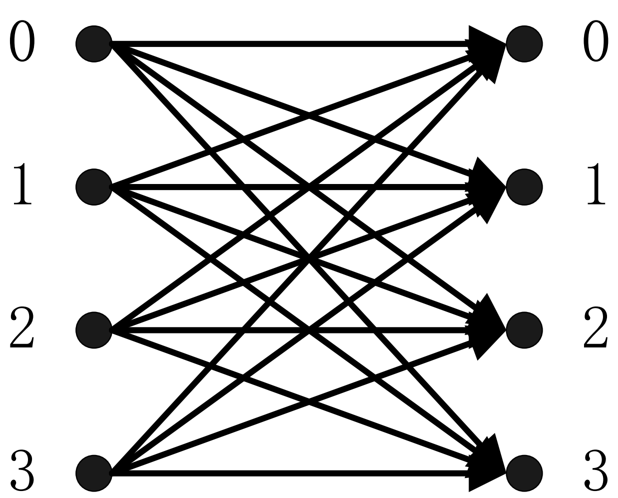
调制信道中的干扰

- 加性干扰
  - 窄带干扰：单频干扰，时间上连续变化，频率集中与某载波附近的窄带内。e.g:交流电对医用仪器的低频干扰
  - 脉冲干扰：时间突发性，具有较宽的频带
  - 起伏干扰：时间上连续变化，非常宽的带宽，高斯白噪声（热噪声）
- 乘性干扰
  - 通常乘性干扰是一个复杂的函数，包括各种线性\非线性畸变，同时由于信道的迟延特性和损耗特性随时间随机变化，往往用随机过程表述
  - 据乘性干扰时间变化特性，信道可分为
    - 恒参信道：不随时间变化或基本不变
    - 随参信道：随时间快变

离散信道（编码信道）

- 对信号的影响是一种数字序列的变换
  - 编码信道模型可以用数字的转移概率来描述
  - 可分为有记忆编码信道和无记忆编码信道





离散信道的数学模型

- 信道模型
  - 对称编码信道

    $$P(1|0)=P(0|1) \qquad \left(\text{二进制编码信道}\right)$$

  - 有/无记忆编码信道
    - 编码信道中当前码元的转移概率与前后码元的取值有关/无关
  - 二进制无记忆对称编码信道是最简单的编码信道

8.5 恒参信道特性

- 恒参信道可看作一时不变线性网络，可用单位冲激响应/传递函数表征。输出与输入信号关系为

$$y(t)=x(t)*h(t) \qquad \text{时域}$$

$$Y(\omega)=X(\omega)H(\omega) \qquad \text{频域}$$

- 网络的传递函数为 $H(\omega)=A(\omega)e^{-j\varphi(\omega)}$

  其中，$A(\omega)$是幅频特性，$\varphi(\omega)$为相频特性

信号经恒参信道不失真的条件

- 接收信号不失真
  - 幅度的整体缩放
  - 幅度的整体搬迁

$$y(t) = kx(t - t_0)$$

$$\Leftrightarrow Y(\omega) = X(\omega) k e^{-j\omega t_0}$$

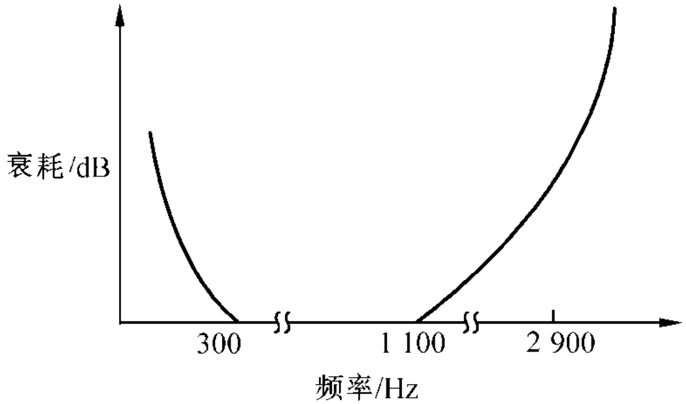
$$h(t) = k\delta(t - t_0) \Rightarrow y(t) = x(t) * k\delta(t - t_0) = kx(t - t_0)$$

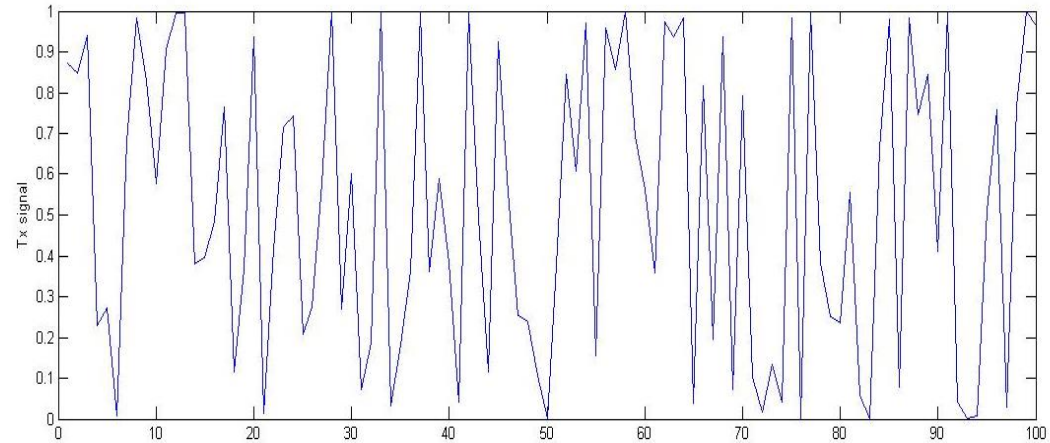
$$H(\omega) = ke^{-j\omega t_0} \Rightarrow Y(\omega) = X(\omega)H(\omega) = X(\omega)ke^{-j\omega t_0}$$

- 不失真条件
  - 幅频特性为常数
  - 相频特性为过原点直线

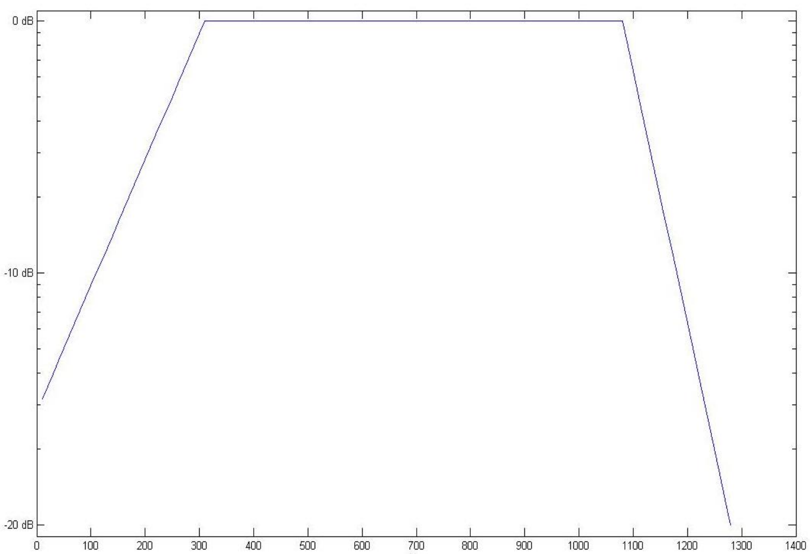
$$\begin{cases} |H(\omega)| = k \\ \varphi(\omega) = -\omega t_0 \end{cases}$$

典型音频电话信道的幅频特性

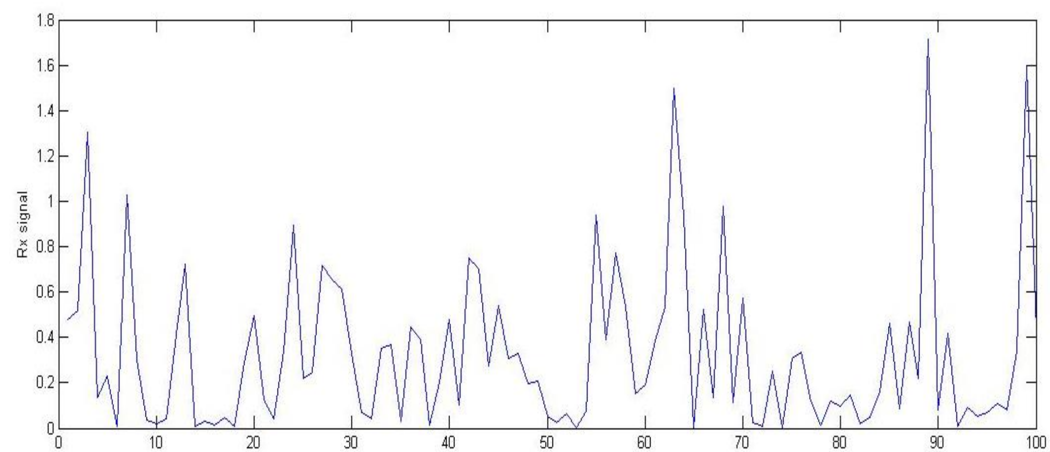




发送的信号波形



电话线信道的幅频响应



接收的信号波形

典型音频电话信道对信号传输的影响

- 影响
  - 不均匀衰耗使传输信号的幅度随频率发生畸变，引起信号波形的失真
  - 传输数字信号，还会引起相邻码元波形在时间上的相互重叠，造成码间串扰
- 抑制措施
  - 为了减小幅度—频率畸变，在设计总的电话信道传输特性时，一般都要求把幅度—频率畸变控制在一个允许的范围内；
  - 线性补偿网络，使衰耗特性曲线变得平坦，这一措施通常称之为均衡
  - 在载波电话信道上传输数字信号时，通常要采取均衡措施

恒参信道特性

- 信道的时延特性

$\cos 2\pi ft$ 经过信道为:

$$\left|H(f)\right|\cos\left[2\pi ft+\varphi(f)\right]=\left|H(f)\right|\cos\left[2\pi f(t-\tau)\right]$$

$$\therefore \varphi(f)=-2\pi f\tau$$

$$\Rightarrow \tau(f)=-\frac{\varphi(f)}{2\pi f}=-\frac{\varphi(\omega)}{\omega}$$

- 信道的群时延特性

$$\tau_G(\omega)=\frac{-d\varphi(\omega)}{d\omega}$$

恒参信道特性

- 时延特性
  - 不同频率的正弦信号通过信道后的时延与频率的关系
  - 时延特性为常数：波形不失真
- 群时延特性
  - 群时延特性为常数：波形的包络不失真
  - 与时延特性的差别：一个常数项

恒参信道下信号包络不失真条件

- 信号包络不失真的条件：
  在信号频带内满足下式成立

$$\left.\begin{cases} |H(\omega)| = k\left(\text{幅频特性为常数}\right) \\ \varphi(\omega) = -(\omega-\omega_c)t_0 - \varphi_0\left(\omega>0\right) \\ \varphi(\omega) = -(\omega+\omega_c)t_0 + \varphi_0\left(\omega<0\right) \end{cases}\right\} \Rightarrow \tau_G(\omega) = t_0$$

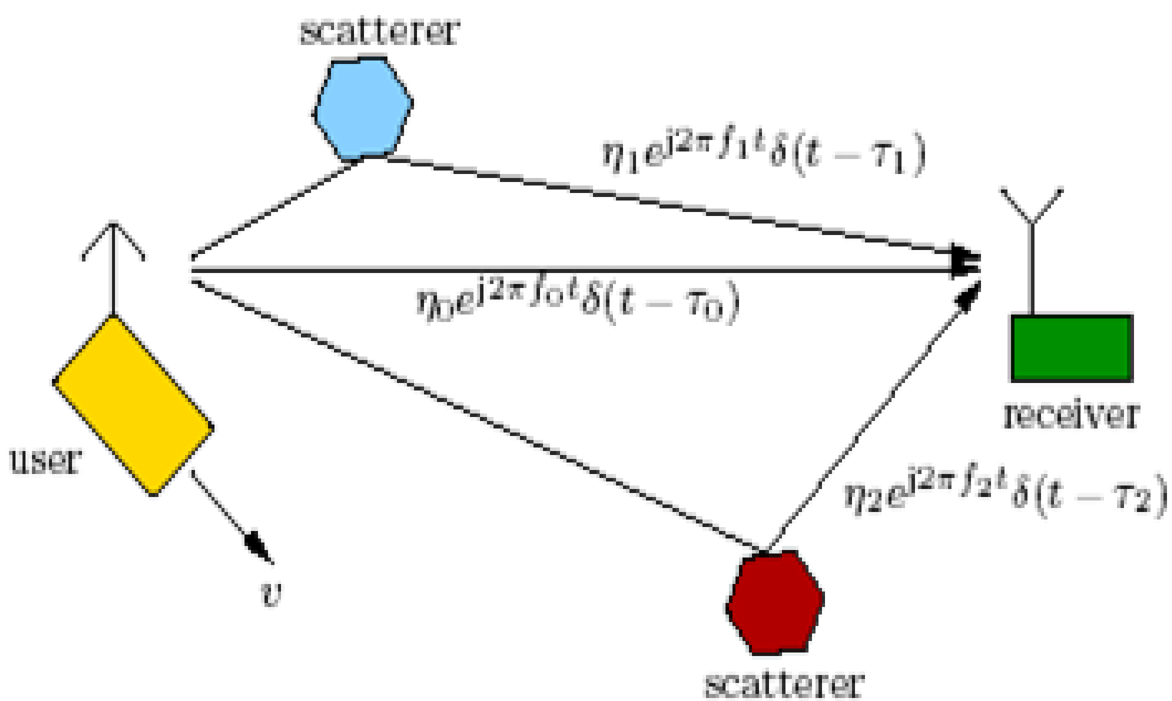
包络不失真条件：群时延特性为常数

8.6 随参信道特性及其对信号传输的影响

- 无线信道基本传播方式
  - **反射**：电磁波入射到一个尺寸比波长大得多的物体，电磁波会发生反射；主要来自地表面，建筑物和墙壁
  - **绕射**：电磁波被一个明显不规则边缘的表面阻塞，阻塞表面引起的二次波能够绕过障碍物传播
  - **散射**：电磁波遇到一些尺寸与波长可比拟的障碍物时会发生散射。它由粗糙表面，小目标物或信道的不规则性产生。

随参信道特性

- 损耗随时间随机变化
- 时延随时间随机变化
- 多径传播：发射信号经多个路径传播叠加而成



多径传播示意

随参信道下信号的表达式

发送信号： $s(t)=A\sum_{n=-\infty}^{\infty}a_n g(t-nT)\cos\omega_c t$

$$= Ab(t)\cos\omega_c t \quad \text{其中} b(t) \triangleq \sum_{n=-\infty}^{\infty}a_n g(t-nT)$$

接收信号(多径传播)：

$$r(t)=A\sum_{i=1}^{L}\mu_i(t)b\left[t-\tau_i(t)\right]\cos\omega_c\left[t-\tau_i(t)\right]$$

$$= A\sum_{i=1}^{L}\mu_i(t)b\left[t-\tau_i(t)\right]\cos\left[\omega_c t+\varphi_i(t)\right] \quad \left\{\text{其中}\varphi_i(t)=-\omega_c\tau_i(t)\right\}$$

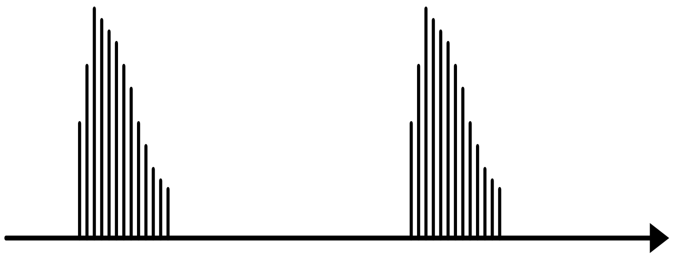
$$= A\sum_{i=1}^{L}\mu_i(t)\cos\varphi_i(t)b\left[t-\tau_i(t)\right]\cos\omega_c t - A\sum_{i=1}^{L}\mu_i(t)\sin\varphi_i(t)b\left[t-\tau_i(t)\right]\sin\omega_c t$$

其中，$\mu_i(t)$是第i径的衰落，$\tau_i(t)$ 是第i径的时延；

通常 $\mu_i(t)$ 与 $\tau_i(t)$ 与载波 $\cos\omega_c t$ 相比，变化缓慢，故 $r(t)$ 可看作窄带随机过程。

时延与相干带宽

- 最大时延扩展 $\tau_{\max}$
  - 最后一径相对于第一径的时延
- 均方根时延扩展 $\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2}$



可解析径 vs. 不可解析径

- 相干带宽
  - 最大时延扩展的倒数：$\Delta f \approx 1/\tau_{\max}$
  - 信号带宽 vs. 信道相干带宽时
    - 平坦衰落：BW<<ΔB
      - 接收端只有一条可辨析径
      - 信号的各个频率分量经历相同的衰落
    - 频选衰落：BW>=ΔB
      - 多条可辨析径
      - 信号的各个频率分量经历不同的衰落

平坦衰落

$$r(t)=A\sum_{i=1}^{L}\mu_i(t)b\left(t-\tau_i(t)\right)\cos\left[\omega_c t+\varphi_i(t)\right]$$

$$\approx Ab\left(t-\overline{\tau(t)}\right)\sum_{i=1}^{L}\mu_i(t)\cos\left[\omega_c t+\varphi_i(t)\right] \quad \Leftarrow \tau_{\max} \ll T_s$$

$$=Ab\left(t-\overline{\tau(t)}\right)\left\{\sum_{i=1}^{L}\mu_i(t)\cos\varphi_i(t)\cos\omega_c t-\sum_{i=1}^{L}\mu_i(t)\sin\varphi_i(t)\sin\omega_c t\right\}$$

$$=Ab\left(t-\overline{\tau(t)}\right)\left\{x_c(t)\cos\omega_c t-x_s(t)\sin\omega_c t\right\} \quad \Leftarrow \left\{\begin{aligned} x_c(t)&=\sum_{i=1}^{L}\mu_i(t)\cos\varphi_i(t)\\ x_s(t)&=\sum_{i=1}^{L}\mu_i(t)\sin\varphi_i(t)\end{aligned}\right.$$

$$=Ab\left(t-\overline{\tau(t)}\right)v(t)\cos\left(\omega_c t+\varphi(t)\right)$$

$$=\mathrm{Re}\left\{Ab\left(t-\overline{\tau(t)}\right)v(t)e^{j\varphi(t)}e^{j\omega_c t}\right\}$$

平坦衰落

- 接收信号

$$r(t)=\mathrm{Re}\left\{Ab\left(t-\overline{\tau(t)}\right)v(t)e^{j\varphi(t)}e^{j\omega_c t}\right\}$$

$$\begin{cases} v(t)=\sqrt{x_c^2(t)+x_s^2(t)} & : x(t)\text{的随机包络} \\ \varphi(t)=\arctan\dfrac{x_s(t)}{x_c(t)} & : x(t)\text{的随机相位} \end{cases}$$

- 不可分多径中没有哪一径的功率占支配地位：信号包络$v(t)$服从瑞利分布，相位$\varphi(t)$为均匀分布，相应的平坦性衰落称为瑞利衰落。
- 不可分多径中有一径的功率占支配地位：信号包络$v(t)$服从莱斯（广义瑞利）分布。相应的平坦性衰落称为莱斯衰落

频率选择性衰落

- 信号带宽大于信道相干带宽（或与之相当），信号各频率分量幅频特性相差很大

$$B \square \left(\geq\right) \Delta f，\ T \square \left(\leq\right) \tau_{\max}$$

  - 有多条可分径（每一可分径都由很多不可分多径组成）
  - 每一条可分径都受到平坦衰落（瑞利衰落或莱斯衰落）的影响，即每一径中码元波形不产生大的失真；但多个径的信号综合起来会产生频率选择性衰落，即波形失真严重

频选衰落信道对信号的影响

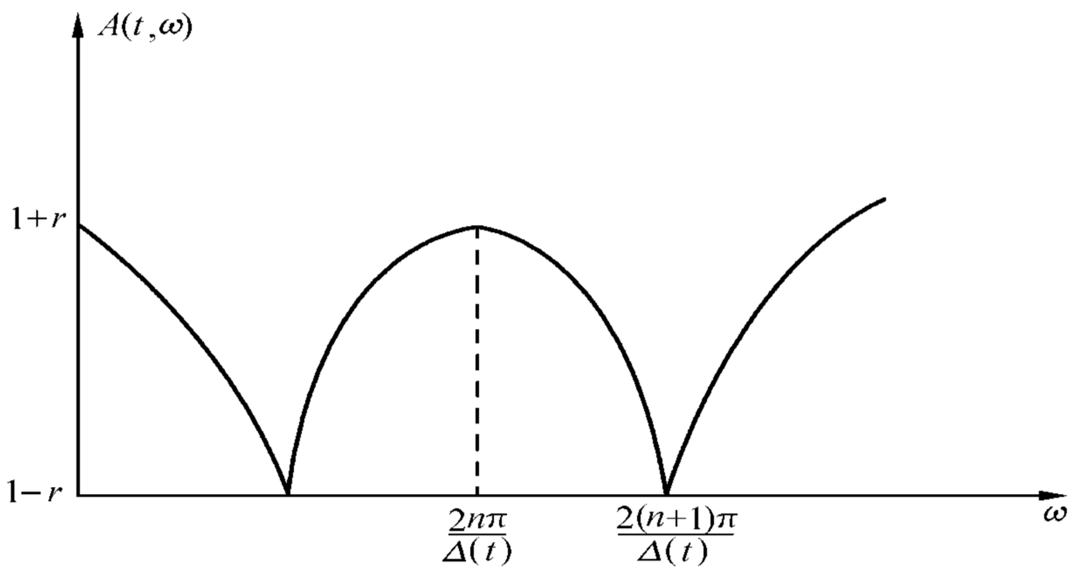
- 以二径信道为例

发送信号： $s(t) = A\cos\omega_c t$

接收信号： $r(t) = A\cos\omega_c t + A\cos\omega_c(t-\tau)$

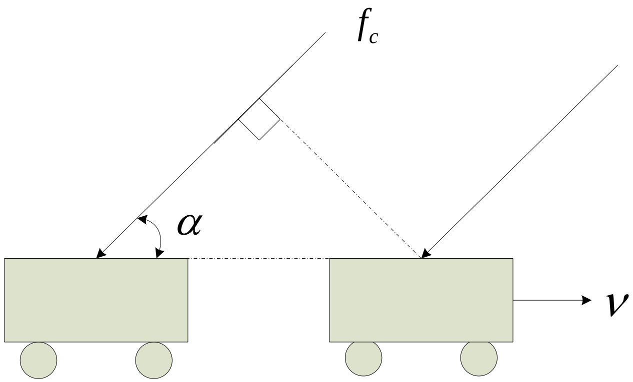
信道冲击响应： $h(t) = \delta(t) + \delta(t-\tau) \Leftrightarrow H(\omega) = 1 + e^{-j\omega\tau}$

信道的幅频特性： $\left|H(\omega)\right| = 2\left|\cos\dfrac{\omega\tau}{2}\right|$



多普勒频率扩展产生的衰落

- 多普勒频移 $f_d = f_m \cos\alpha = \dfrac{v f_c}{c}\cos\alpha$
  - 收发信机的相对运动产生的频率迁移
- 多普勒频率扩展
  - 移动信道中散射体在各方向中均有分布，接收机接收到各方向的信号，频率偏移为$(-f_m \sim +f_m)$
- 相干时间T_c
  - 最大多普勒频移的倒数：$T_c \approx 1/f_m$
  - 信道冲激响应幅度的时变特性。



时间性衰落：快衰落和慢衰落

- 快衰落：符号间隔大于相干时间（或与之相当），则一个符号间隔内冲激响应变化很大，信号发生严重失真。

$$T > (\geq) T_c，\ B < (\leq) f_m$$

- 慢衰落：符号间隔远小于相干时间，则一个符号间隔内冲激响应基本不变，信号波形变化很小（失真可以忽略）

$$T \ll T_c，\ B \gg f_m$$

快衰落和慢衰落

- 多普勒频率扩展产生的衰落对信号幅度的影响

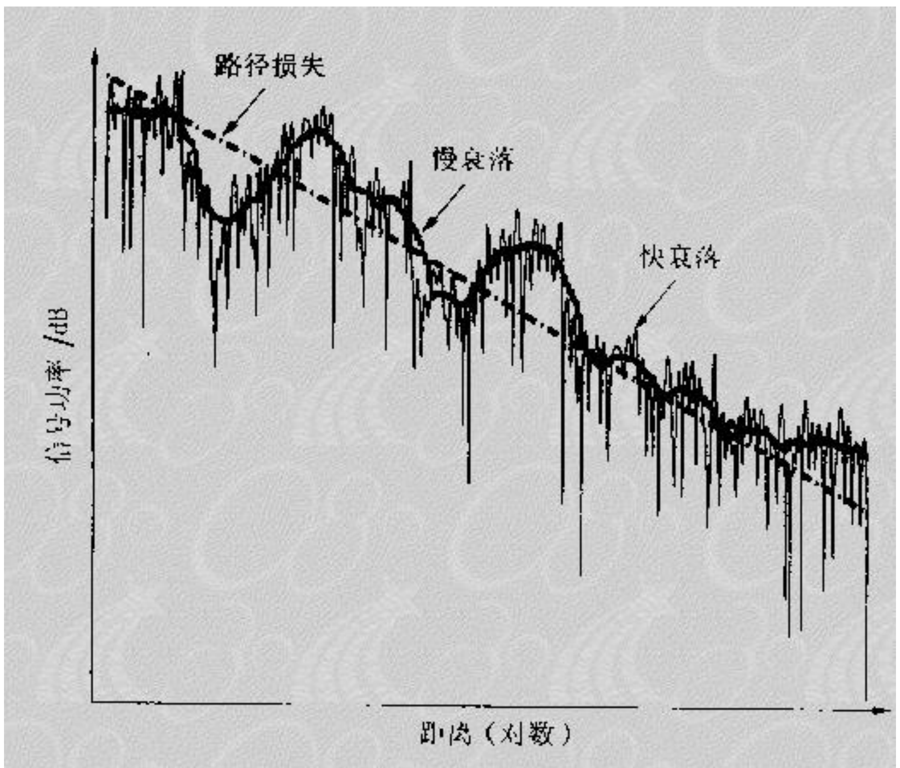
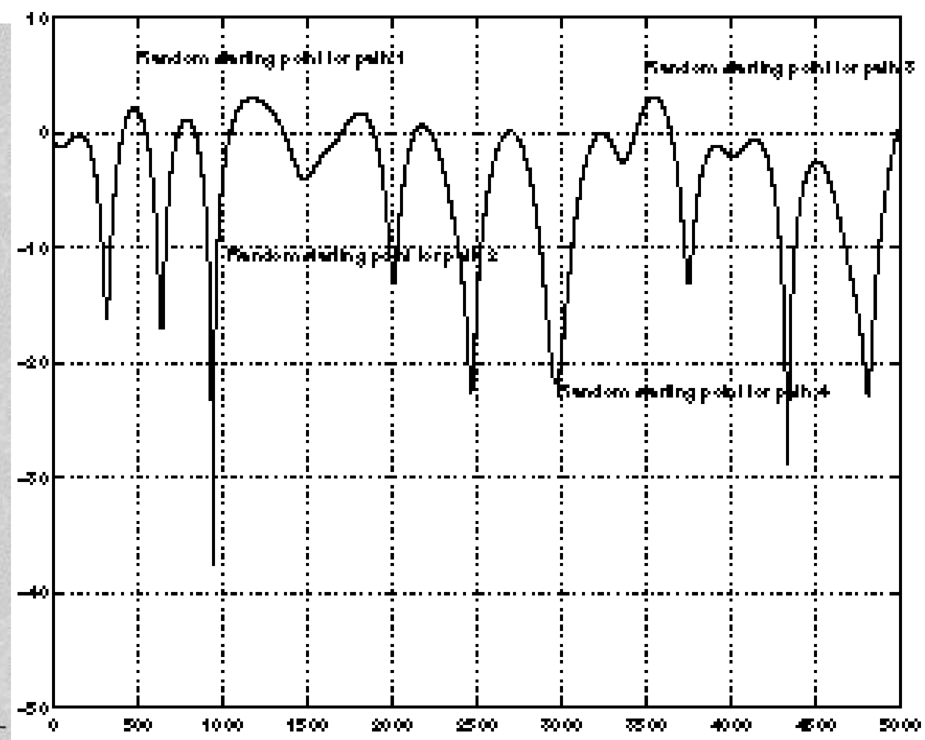


图 3.1.1 一衰落信号的路径损失、慢衰落与快衰落 [274]



衰落类型

- 相干时间vs. 符号周期
  - 相对多普勒频移（归一化多普勒频移）
  - 快衰落，慢衰落
- 相干带宽vs. 信号带宽
  - 最大时延扩展
  - 频率选择性衰落，非频率选择性（平坦）衰落
  - 多径，单径

	非时选	时选
非频选	时不变平坦（单径）衰落信道	时变平坦（单径）衰落信道
频选	时不变频选（多径）衰落信道	时变频选（多径）衰落信道

衰落信道的时频衰落特性

抗衰落措施

- 衰落的影响
  - 使信噪比下降
  - 衰落严重时通信中断
- 抗衰落的措施
  - 分集技术
    - 时间分集
    - 频率分集
    - 空间分集
    - 。。。
  - 纠错编码，交织技术
  - 信道均衡

8.7 分集接收

- 原理：用两个以上衰落相互独立（或不相关）的信号传送同一信息，在接收端将这多个信号合并（分集合并）后解出信息。分集接收可有效抵抗衰落
  - 两信号相互独立（不相关）的作用

两信号同分布： $P\left[v_1(t)<u_0\right]=P\left[v_2(t)<u_0\right]=10^{-3}$

若两信号独立： $P\left[v_1(t)<u_0, v_2(t)<u_0\right]=\left(10^{-3}\right)^2=10^{-6} \ll 10^{-3}$

若两信号完全相关： $P\left[v_1(t)<u_0, v_2(t)<u_0\right]=10^{-3}$

分集接收

- 获取不相关之路信号的方法：
  - 空间分集：用多天线发送（发送分集）或多天线接收（接收分集）。天线间距大于10倍载波波长
  - 频率分集：在多个载波上发送同一信息。载波频率差大于信道相干带宽
  - 角度分集：用智能天线获得不同指向的信号
  - 极化分集：接收水平极化和垂直极化信号
  - 多径分集接收（Rake接收）：扩频通信中，获取不同延时的多径信号
  - 时间分集：不同时间发送同一信息

分集接收

- 合并支路信号的方法

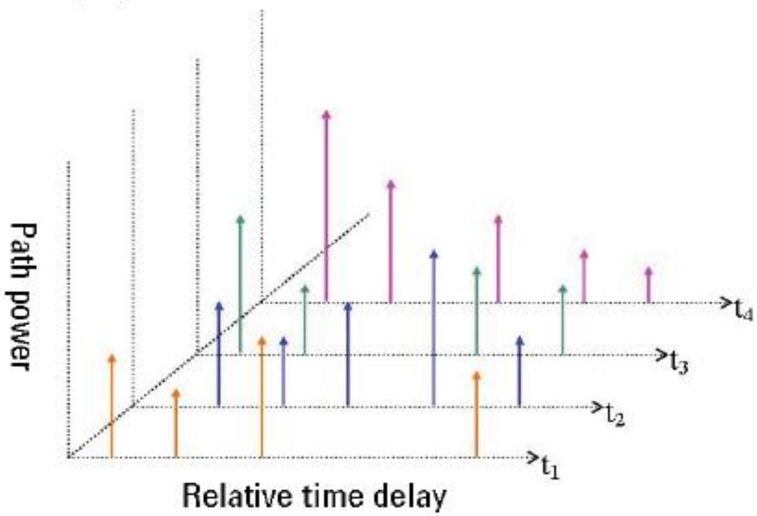
$$r(t)=\sum_{i=1}^{N} q_i r_i(t)$$

  - 最佳选择合并：选择信噪比最大的支路信号作为接收信号
  - 等增益合并：将各支路信号用相同加权系数加权后相加
  - 最大比合并：以各支路信噪比为加权系数对其加权后相加

上节回顾-无线信道衰落特性

- 抗衰落措施-分集技术
  - 时间分集
  - 频率分集
  - 空间分集
  - 多径接收分集
    - 等增益合并
    - 最大比合并
    - 选择合并

$$h(t,\tau)=\sum_k \gamma_k(t)\delta(\tau-\tau_k)$$



- 相干时间vs. 符号周期
  - 相对多普勒频移（归一化多普勒频移）: $f_d T_s$
  - 快衰落，慢衰落 or 时间选择/非时间选择性衰落
- 相干带宽vs. 信号带宽
  - 最大时延扩展-- $BW \cdot \tau_{max}$
  - 频率选择性衰落，非频率选择性（平坦）衰落
  - 多径，单径
  - Rayleigh/Rice衰落

	非时选	时选
非频选	非时选平坦（单径）衰落信道	时选平坦（单径）衰落信道
频选	非时选频选（多径）衰落信道	时-频选（多径）衰落信道

衰落信道的时频衰落特性

8.8 信道容量

- 定义：信道能够传送的最大信息量，它等于信道输入和输出的互信息的最大可能值。
  - 在离散信道中这个值由信道本身的性质所决定；在连续信道中还与信号功率大小有关
- 离散信道的信道容量
  - 互信息

$$I(X,Y)=H(X)-H(X|Y)=H(Y)-H(Y|X)$$

    - 互信息与信道特性（X,Y 间的转移概率）有关，还与输入 X 或输出 Y 的概率分布有关

离散信道容量定义

- 定义1：经过信道的每个符号平均能够传送的最大信息量

$$C=\max_{P(x_i)} I(X,Y)$$

- 定义2：单位时间通过信道能传送的最大信息量

$$C_0=V_B C=V_B \max_{P(x_i)} I(X,Y)$$

离散信道容量

设信道转移概率为：

$$P(1|0)=P(0|1)=\mu, P(0|0)=P(1|1)=1-\mu$$

条件熵为：

$$H(Y|X)=-\mu\log\mu-(1-\mu)\log(1-\mu) \Box H(\mu)$$

则信道容量为：

$$C=\max_{P(x_i)}\left[H(Y)-H(Y|X)\right]$$

$$=\max_{P(x_i)}\left[H(Y)\right]+\mu\log\mu+(1-\mu)\log(1-\mu)$$

$$=1+\mu\log\mu+(1-\mu)\log(1-\mu) \quad \Leftarrow P(Y=0)=P(Y=1)=1/2$$

$$C_0=V_B C=V_B\left[1+\mu\log\mu+(1-\mu)\log(1-\mu)\right]$$

连续时间AWGN信道的容量—微分熵

- 对于离散随机变量，熵是对数概率的数学期望；
- 对于连续随机变量，对应的概念叫微分熵，定义为对数概率密度的数学期望

$$
\begin{aligned}
\mathrm{h}[Y] &= \mathrm{E}\left[-\log_2 p_Y(y)\right] \\
&= -\int_{-\infty}^{\infty} p_Y(y)\log_2 p_Y(y)\,\mathrm{d}y
\end{aligned}
$$

连续时间AWGN信道的容量—高斯随机变量熵最大

- 可以证明：给定方差为σ^2，则在所有可能的概率密度函数$p(y)$中，能使微分熵最大的是高斯分布，其微分熵为

$$\mathrm{h}[Y]=\mathrm{E}\left[-\log_2\left(\frac{\mathrm{e}^{-\frac{y^2}{\sigma^2}}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}}\right)\right]=\frac{1}{\ln 2}\mathrm{E}\left[-\ln\left(\frac{\mathrm{e}^{-\frac{y^2}{\sigma^2}}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}}\right)\right]$$

$$=\frac{1}{\ln 2}\mathrm{E}\left[\ln\sqrt{2\pi\sigma^2}+\frac{y^2}{\sigma^2}\right]=\frac{\ln\sqrt{2\pi\sigma^2}+1}{\ln 2}$$

$$=\log_2\sqrt{2\pi\mathrm{e}\sigma^2}$$

连续时间AWGN信道的容量

- 信道是：

$$Y = X + Z$$

  - 其中X是发送信号，功率为S，Z是高斯噪声，功率为N

- 信道互信息是

$$\mathrm{I}[X;Y] = \mathrm{h}[Y] - \mathrm{h}[Y \mid X]$$

单符号AWGN信道容量

- 给定*X*时，*Y*是均值为*X*的高斯。微分熵与均值无关，故

$$\mathrm{h}[Y\mid X]=\log_2\sqrt{2\pi \mathrm{e}N}$$

- 互信息成为

$$\mathrm{I}[X;Y]=\mathrm{h}[Y]-\log_2\sqrt{2\pi \mathrm{e}N}$$

- 欲使其最大，必须**h[*Y*]**最大，因此*Y*必须是高斯。另外：*Y*的功率是*S*+*N*，故

$$\begin{aligned}\mathrm{C}&=\max\left\{\mathrm{h}[Y]-\log_2\sqrt{2\pi \mathrm{e}N}\right\}\\&=\log_2\sqrt{2\pi \mathrm{e}(S+N)}-\log_2\sqrt{2\pi \mathrm{e}N}\\&=\frac{1}{2}\log_2\left(1+\frac{S}{N}\right)\qquad \text{bit/symbol}\end{aligned}$$

限带限功率AWGN信道的容量：基带

- 若基带信道的带宽是B，信噪比是S/N，其中$S=\mathrm{E}[X^2(t)]$，$N=N_0B$
- 按照奈奎斯特极限每秒可传输$2B$个符号
- 按照香农极限每符号可携带$0.5\log_2(1+S/N)$比特
- 因此该信道的最大传输速率为

$$C = B\log_2\left(1+\frac{S}{N}\right) \qquad \text{bits/second}$$

限带限功率AWGN信道的容量：频带

- 若频带信道的带宽是B，信噪比是S/N，其中$S=E[X^2(t)]$，$N=N_0B$
- 频带信道有两个信道：I信道与Q信道，每个信道各占一半信号功率和一半噪声功率，因此信噪比同为S/N
- I/Q信道等效到基带是带宽为$B/2$的实基带信道
- 因此该信道的最大传输速率为

$$C = 2\times\frac{B}{2}\log_2\left(1+\frac{S}{N}\right) = B\log_2\left(1+\frac{S}{N}\right) \quad \text{bits/second}$$

信道编码定理

- 如信源信息速率小于信道容量，则存在一种编码方式可保证通过该信道的信源信息差错率任意小；如信源信息速率大于信道容量，则不可能存在这种编码，信息错误率将很大
  - 只证明了编码存在性，没有指出实现方法
  - 信道容量是信息传输速率的理论上限