

## 第7章 通信信道与无线链路

### 主要内容

- 信道模型与信道容量
- 线性滤波信道
- 多径衰落信道
- 无线通信链路分析

### 7.1 信道模型与信道容量

#### 7.1.1 信道的划分和定义

数字通信系统的构成：

**发送端：**  $A_1$  信息源—产生待传输数据流；  $A_2$  码型变换—将数据流变换成便于在信道中传输的码型；  $A_3$  信道纠错编码—增加冗余信息，形成传输符号序列；  $A_4$  基带符号矢量形成—将符号序列变换为矢量序列；  $A_5$  基带调制—将符号矢量序列映射为连续波形信号；  $A_6$  载波调制—在需要以带通信号形式传输时进行载波调制；然后送到传输媒质信道传输。

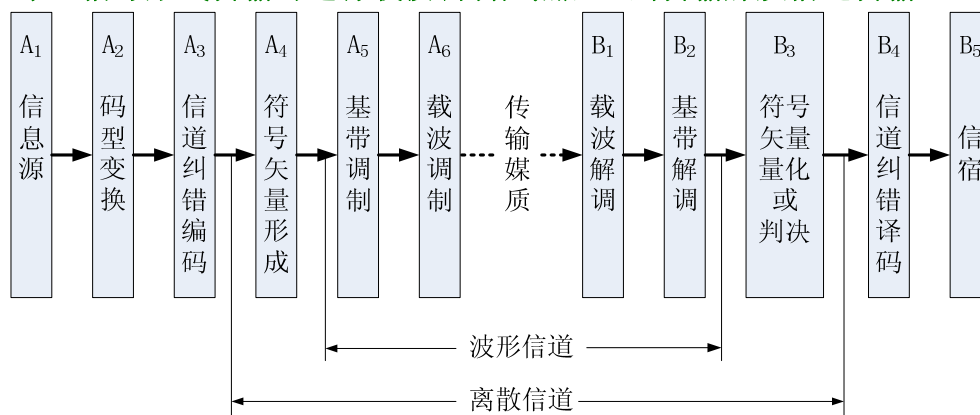


图 7-1-1 数字通信系统及其信道的结构

**接收端：**  $B_1$  载波解调—当采用载波调制的带通信号形式传输时，先进行载波解调，得到基带复包络信号；  $B_2$  基带解调—将基带复包络信号映射为符号矢量序列；  $B_3$  符号矢量量化或符号判决—将符号矢量序列进行量化，以便用于软判决译码，或直接进行符号判决，以便用于硬判决译码；  $B_4$  纠错译码—进行硬判决译码或软判决译码；  $B_5$  信宿。

通信信道是通信系统中由发送信号处理设备、传输媒质通道和接收信号处理设备构成的信号传输通道。主要有以下两种不同形式的信道：

## (1) 离散符号传输信道

### ● 无记忆离散信道

假定信道是线性的，发送端发送离散的符号序列，表示为符号矢量序列 $\{\mathbf{v}_i\}$ ；它在信道中与信道单位冲激响应 $\{h_i, i = 0, 1, 2, \dots, L\}$ 卷积、并加入高斯白噪声后变为随机序列 $\{\tilde{\mathbf{v}}_i\}$ ；当 $\{h_i\}$ 为 $\delta$ 脉冲时信道为理想的无记忆 AWGN 信道，则有

$$\tilde{\mathbf{v}}_i = \mathbf{v}_i + \boldsymbol{\eta}_i \quad (7-1-1)$$

其中 $\{\boldsymbol{\eta}_i\}$ 是一个均值为零、实部和虚部的方差都为 $\sigma^2$ 的复高斯白噪声序列。

$M$ 进制调制具有  $M$  种符号基准矢量 $\{\mathbf{v}^{(m)}, m = 0, 1, 2, \dots, M-1\}$ ，相应的  $M$  元无记忆信道传输因加入了高斯白噪声，而在接收端可能产生符号判决错误，其错误概率可用转移(条件)概率来描述。

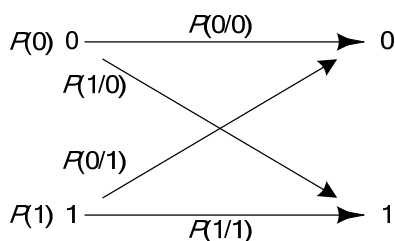


图 7-1-2 二进制离散信道的转移概率

对于  $M$  进制调制，当发送的第  $i$  个符号是第  $m$  种符号时，而接收端错判成第  $\tilde{m}$  种符号的条件概率为

$$P(y_i | x_i) = P(y_i = \tilde{m}_i | x_i = m_i) \quad m = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (7-1-2)$$

这些条件概率可以采用前述  $M$  个高斯概率密度函数  $p(\tilde{\mathbf{v}}_i = \mathbf{v}^{(\tilde{m}_i)} | \mathbf{v}_i = \mathbf{v}^{(m_i)})$  在二维概率空间积分求得。

信道无记忆的条件是：

$$P(y_1, y_2, \dots, y_N | x_1, x_2, \dots, x_N) = \prod_{i=1}^N P(y_i | x_i) \quad (7-1-3)$$

显然，如果无记忆信道所传输的符号序列也是无记忆的序列，接收端便可逐个符号独立地进行判决。

### ● 有记忆离散信道

如果信道特性不满足式 (7-1-3) 则为有记忆离散信道。这种离散信道存在码间干扰， $\{h_i\}$  不是  $\delta$  函数；对于这种信道，接收端应该对于所接收到的随机矢量序列进行适当的信号处理，才能进行符号判决。

## (2) 波形信道

波形信道定义为图 7-1-1 中发送端的  $A_4$ 、 $A_5$  与接收端的  $B_1$ 、 $B_2$  以及传输媒质通道一起构成的信道。信道中所传输的连续波信号是一系列符号波形的组合，其中的符号波形只有  $M$  种不同，分别对应于  $M$  种不同的符号基准矢量，表示一个符号的  $K$  比特信息 ( $K = \log_2 M$ )。

对于无记忆线性调制来说，在基带调制时将符号矢量映射为相应的波形，在基带解调时将各个符号的波形映射为符号矢量；其中  $M$  种波形与  $M$  种符号基准矢量是一一对应的。这种映射是可逆的同构映射，因此这  $M$  种波形之间的欧氏距离与这  $M$  种符号基准矢量之间的欧氏距离完全相对应，因而可在符号矢量空间中基于最小欧氏距离进行符号判决，以及基于高斯 PDF 进行误码概率计算。

例如：如果接收到第  $i$  个符号的波形映射为符号矢量  $\hat{\mathbf{v}}_i$ ，它所发送的符号是属于第  $m$  种(即  $\mathbf{v}^{(m)}$ )的 PDF 值为

$$p(\tilde{\mathbf{v}}_i = \hat{\mathbf{v}}_i | \mathbf{v}_i = \mathbf{v}^{(m)}) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left[-\frac{|\hat{\mathbf{v}}_i - \mathbf{v}^{(m)}|^2}{2\sigma_i^2}\right] \quad m = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (7-1-4)$$

由此推得 ML 判决准则以及等价的最小欧氏距离准则。

## 7.1.2 信道容量

### (1) 无记忆离散信道的信道容量

针对一个  $M$  种符号的无记忆离散信道，先定义互信息量，将互信息量定义为后验概率与先验概率之比的对数，即

$$I(x_i, y_j) = \log_2 \frac{P(x_i | y_j)}{P(x_i)} \quad i, j = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (7-1-6)$$

系统的平均互信息是

$$I(X; Y) = \sum_{j=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{M-1} P(x_j) P(y_j | x_i) \log_2 \frac{P(y_j | x_i)}{P(y_j)} \quad (7-1-7a)$$

于是信道容量定义为

$$C = \max_{p(x_j)} I(X; Y) \quad (7-1-7b)$$

要想获得最大的信道容量，发送信号的概率分布要自适应于信道的统计特性。

【例】一个  $M$  进制数字调制通信系统中的离散符号传输信道，如果是对称的无记忆 AWGN 信道，那么当各种符号等概率发送，即  $P(x_i) = 1/M$  时，有  $P(y_i) = 1/M$ ；再增大发射功率以提高信噪比，使  $P(y_j / x_i) |_{i=j} \rightarrow 1$ 、 $P(y_j / x_i) |_{i \neq j} \rightarrow 0$  时，再代入(7-1-7)式，即得到它的最大信道容量为：

$$C = \log_2 M \quad (\text{比特/符号}) \quad (7-1-8)$$

达到最大信道容量的条件是：**M** 种符号等概率发送，接收信号的信噪比无穷大。

### (2) 有记忆离散 AWGN 信道的信道容量

一个 **M** 进制数字调制通信系统中的离散符号传输信道，如果是有记忆的 AWGN 信道，那么其最大信道容量为

$$C = \text{Log}_2 M - \Delta \quad (\text{比特/符号}) \quad (7-1-9)$$

与前述无记忆离散 AWGN 信道相比，其最大容量存在差距  $\Delta$ ；这是因为即使 **M** 种符号等概率发送，接收信号中的信噪比无穷大，转移概率  $P(y_j/x_i)$  也因为符号之间的干扰而只会出现  $P(y_j/x_i)|_{i=j} \rightarrow 1 - \Delta P$ 、 $P(y_j/x_i)|_{i \neq j} \rightarrow \Delta P/(M-1) \neq 0$ ，因此其最大信道容量也存在相应的差距；符号之间的干扰越严重，此差距越大。

### (3) 波形信道的信道容量

设数字调制信号的符号周期为  $T$ ，在  $T$  时间间隔内经波形信道传输  $I(X;Y)$  比特信息；那么单位时间的信道容量：

$$C = \lim_{T \rightarrow \infty} \max_{p(X)} \frac{1}{T} I(X;Y) \quad (\text{bps}) \quad (7-1-10)$$

其中 bps 就是比特/秒。香农于 1948 年推导出的信道容量公式是：

$$C = W \cdot \text{Log}_2 \left( 1 + \frac{P_{av}}{WN_0} \right) \quad (\text{bps}) \quad (7-1-11)$$

其中  $W$  为信道带宽(单位是 Hz)， $P_{av}$  为输入信号的平均功率(单位是瓦)， $N_0$  为噪声功率谱密度(单位是瓦/Hz)。

- 对带宽  $W$  归一化的信道容量  $C/W = \text{Log}[1 + P_{av}/(WN_0)]$ ，其曲线如图 7-1-3 所示，容量随信噪比的增加而单调增加。

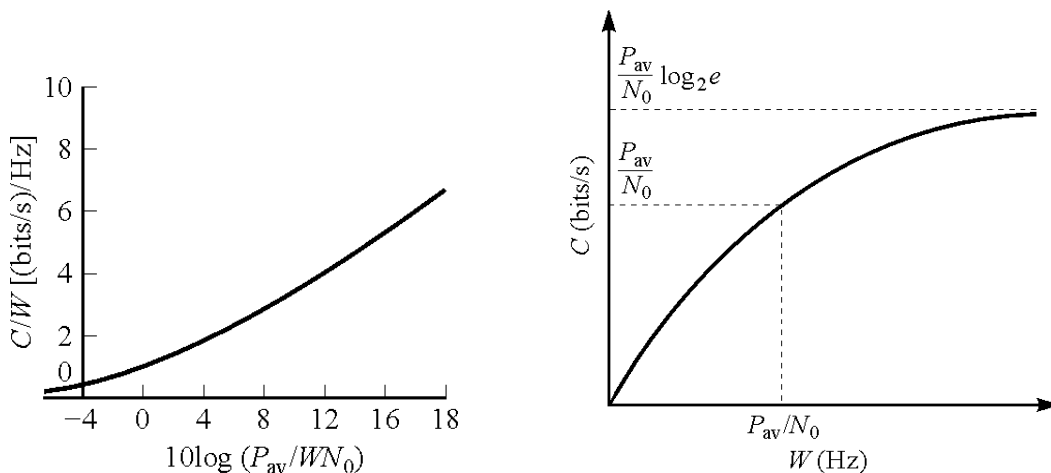


图 7-1-3 归一化信道容量随 NSR 的增加而变 图 7-1-4  $P_{av}$  固定时信道容量随带宽而变

● 如果  $P_{av}$  固定不变，容量随带宽的增加而增加的规律如图 7-1-4 所示，带宽无穷大时的信道容量为  $C_{\infty} = \frac{P_{av}}{N_0 \ln 2}$ ；也就是说，当  $P_{av} / N_0$  固定不变，不可能通过无限增大传输信道带宽来进一步增加信道容量。

令  $P_{av} = E_b C$ , 将香农公式改写为如下形式:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{2^{C/W} - 1}{C/W} \quad (7-1-12)$$

以  $E_b / N_0$  为横坐标，归一化容量  $C/W$  为纵坐标，基于上式即可得到如图 7-1-5 所示的香农容量限曲线；图中的一些具体数据如表 7-1-1 所示。图中给出多种不同调制方式在误码率为  $10^{-2}$  和  $10^{-5}$  时的  $(R/W, E_b / N_0)$  点，其中 MOWM 表示 M 元正交波形调制。这里假定调制符号的成形波是采用带宽等于符号速率的理想低通滤波器，M 进制调制可达到  $\log_2 M$  (bps) 的传输速率。

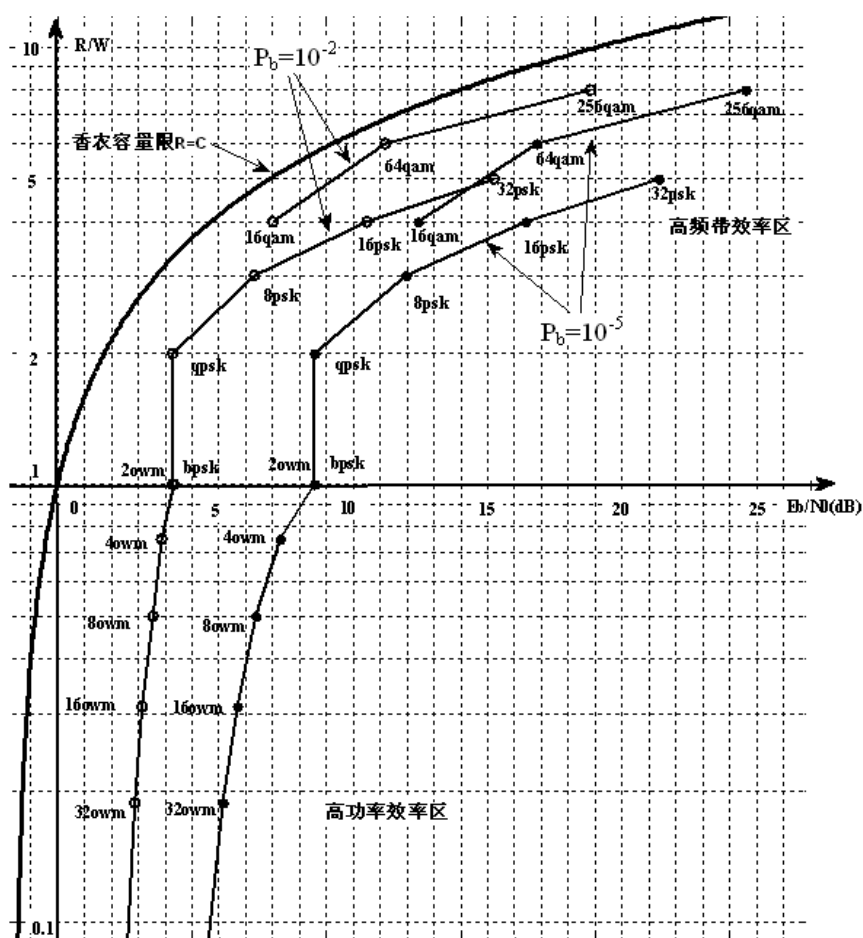


图 7-1-5 香农容量限及多种调制方式  $10^{-2}/10^{-5}$  误码率点

表 7-1-1 各种调制方式在香农容量限速率时的误码特性

调制进制	调制方式	频带效率 $C/W$ (bps/Hz)	$R_b = C$ 时的 香农容量极限点		$R_b = C$ 时比特误码特性 $P_b \sim E_b / N_0$			
			最低 $\frac{E_b}{N_0}$	$P_b$	$10^{-2}$	$10^{-3}$	$10^{-5}$	$10^{-6}$
					$\frac{E_b}{N_0}$	$\frac{E_b}{N_0}$	$\frac{E_b}{N_0}$	$\frac{E_b}{N_0}$
M=2	BPSK	1	0 (dB)	0.075	4.30	6.77	9.56	10.5
M=4	QPSK	2	1.76	0.045	4.30	6.77	9.56	10.5
	MOWM	1	0	0.0981	4.36	6.78	9.56	10.5
M=8	MPSK	3	3.68	0.051	7.33	10.05	12.99	13.96
	MPAM	3	3.68	0.1266	12.03	14.8	17.79	18.78
	MOWM	3/4	0.414	0.103	3.89	5.85	8.28	9.14
M=16	MPSK	4	5.74	0.073	11.54	14.41	17.45	18.45
	MPAM	4	5.74	0.1423	16.54	19.45	22.52	23.52
	MQAM	4	5.74	0.033	8.01	10.58	13.45	14.41
	MAPSK	4	5.74	0.083	11.01	13.58	16.45	17.41
	MOWM	1/2	-0.817	0.2156	3.554	5.23	7.409	8.21
M=32	MPSK	5	7.92	0.0901	16.24	19.26	22.38	23.39
	MPAM	5	7.92	0.1492	21.35	24.37	27.52	28.53
	MAPSK	5	7.92	0.076	13.06	15.69	18.6	19.56
	MOWM	5/16	-1.11	0.2753	3.163	4.66	6.698	7.45
M=64	MQAM	6	10.2	0.028	12.21	14.92	17.86	18.83
	MOWM	3/16	-1.45	0.349	2.882	4.25	6.153	6.87
M=256	MQAM	8	15.0	0.0607	19.82	22.62	25.62	26.6
	MOWM	1/16	-1.50	0.4328	2.486	2.65	5.339	6.02
M=1024	MOWM	5/256	-1.56	0.4809	2.255	3.26	4.781	5.37
M=8192	MOWM	13/4096	-1.587	$0.5 - \epsilon$	2.049	2.88	4.188	4.72
M=2 <sup>32</sup>	MOWM	$32 \times 2^{-31}$	-1.600	$0.5 - \epsilon$	1.62	2.02	2.73	3.05

从图 7-1-5、表 7-1-1 以及(7-1-12)式，我们可以得到下述结论：

① 当  $C/W = 1$  时， $E_b / N_0 = 1$ ，即(0dB)；即频谱效率为 1bps/Hz 时，可靠通信（误码率可任意小）所需要最低信噪比为 0dB。

② 当  $C/W \rightarrow \infty$  时， $E_b / N_0$  呈指数规律增长：

$$E_b / N_0 \approx \frac{2^{C/W}}{C/W} \approx \exp\left(\frac{C}{W} \ln 2 - \ln \frac{C}{W}\right) \quad (7-1-13)$$

③ 当  $C/W \rightarrow 0$  时

$$E_b / N_0 = \lim_{C/W \rightarrow 0} \frac{2^{C/W} - 1}{C/W} = \ln 2 (\text{即 } -1.6\text{dB}) \quad (7-1-14)$$

$E_b / N_0 = -1.6\text{dB}$  被称为香农极限，它是能进行无误码传输的最低归一化信噪比值；但此时频谱效率趋近于无穷小。

④ 图中香农限容量限曲线上的任一点,对应于以纵坐标所指频带效率进行无误码传输时所需的最低信噪比  $E_b / N_0$  (横坐标),或以横坐标所指  $E_b / N_0$  值进行无误码传输时最高可能达到的频带效率。例如:  $C/W=3\text{bp/Hz}$  时,最低信噪比为  $7/3$  (约为  $3.68\text{dB}$ );当  $E_b / N_0=10\text{dB}$  时,最高频带效率约为  $5.877\text{bps/Hz}$ 。同香农功率限一样,实现无误码传输只能无限逼近这条曲线所表示的容量极限。

⑤ 在  $10^{-5}$  误码率下,常用的各种调制方式都与相同频带效率下的香农信噪比极限有很大的差距;如 BPSK 所需信噪比为  $9.6\text{dB}$ ,而相同频带效率下的香农信噪比极限为  $0\text{dB}$ ,相差  $9.6\text{dB}$ ;缩小这种差距的主要方法就是进行信道编码。

⑥ 任意一种调制方式当向左靠近香农容量限曲线时其误码率越来越高,但一直到曲线上时其误码率一般还是显著低于  $50\%$ ;这说明超出香农容量限并不是完全不能进行通信,而只是不能以波形信道方式进行无误码的通信。

### 7.1.3 各种波形信道的容量及其逼近香农限的方法

- 构成波形信道的主要因素就是数字调制,不同调制方式所构成的波形信道具有不同的信道容量和不同的误码特性。要使一种波形信道实现其信道容量,即逼近香农极限容量,一般都需要通过信道编码才能实现。
- 数据传输特性逼近香农限有两层含义:
  - ① 传输速率接近香农容量限,追求频带效率;
  - ② 在给定速率下使所需  $E_b / N_0$  逼近香农容量限的最低值;追求功率效率。
- 香农容量限曲线的两个伸展方向,分别对应于高频带效率区和高功率效率区,这两个区都有许多特殊的应用;中间区域是频带效率和功率效率折中的情况,常规通信系统应用最多。

任何一种波形信道,总是可以结合信道编码而逼近香农限;其依据是下面的定理。

**【有噪信道编码定理】**在一个信道容量为  $C$  的信道中传输信息速率为  $R$  的数字信息,如果  $R < C$ ,则总存在一种信道编码方法能使传输信息的差错率任意小;而若  $R > C$ ,则不可能找到一种信道编码方法使信息传输差错率趋于  $0$ 。

这个定理表明,任何一种调制方式都可以采用码率略小于  $1$  的无穷长码的编码方法,使它在以小于香农容量限的速率传输时能做到无误码传输。

基于  $M$  进制数字调制的波形信道,其归一化信道容量应该是:

$$C/W = (\text{Log}_2 M)/W - \Delta \text{ (bps)} \quad (7-1-15)$$

这里  $\Delta$  值的大小与调制方式有关,其值应该显著小于  $C/W$ 。其所以存在这个差距  $\Delta$ ,是因为采用码率等于  $1$  的任何一种信道编码方法都不具有足够大的编码增益,能使信道在以  $R_b/W$  的

归一化速率传输信息时的误码率降低到几乎等于 0。

表 7-1-1 中还提供了图 7-1-5 中  $10^{-2}$  和  $10^{-5}$  两种误码率情况下各种调制方式所需  $E_b/N_0$  值, 以及  $10^{-3}$  和  $10^{-6}$  两种误码率情况下各种调制方式所需  $E_b/N_0$  值。这些数据是选用逼近香农限的实际信道编码方法的重要依据或参考; 一般数据传输的误比特率要求为  $10^{-6}$  左右, 而采用码率较高(接近于 1)的有限长码的信道编码方法, 要想能获得较高的编码增益, 一般需要译码器输入数据的误比特率小于  $10^{-2}\sim 10^{-3}$ 。表中 MOWM 表示 M 进制正交波形调制。

表 7-1-1 列出的各种调制方式在以香农容量限的速率传输信息时的误码特性, 都是基于相干解调、理想成形滤波器的情况。其中 M 进制正交波形调制(MOWM), 例如 M 元扩频, 其频带效率计算公式和比特误码表达式, 在第 5 章中已经推导。

逼近香农限的数据传输, 除了信道编码方法的讲究之外, 调制方式的选择也是十分重要的; 表 7-1-1 中提供的数据也是调制方式选择的重要参考。

结合信道编码逼近香农容量限的方法有多种, 主要有以下三类:

### (1) 基于高效信道编码逼近香农容量限

采用如 Turbo 码、LDPC 码等编码增益很高、译码门限较低的信道编码方法, 对于各种调制方式的输入数据进行编码, 对输出的软判决量进行译码, 就可以有效地逼近香农容量限; 一般采用适当的码, 码率在 7/8 时即可使比特误码率降低到  $10^{-6}$ , 而  $E_b/N_0$  只比香农容量限处的值高 1~2dB。

### (2) 采用 M 进制正交波形调制逼近香农限

从图 7-1-5 和表 7-1-1 可以看出, M 进制正交波形调制随着 M 的增大而逐渐逼近香农限, 因为它本质上就是一种随机码信道编码与数字调制相结合的产物; 它是在高功率效率区逼近香农限的, 不过逼近过程的比较缓慢; 真正接近香农极限信噪比  $E_b/N_0=-1.6\text{dB}$ , 所需的 M 值非常大。

如果将 M 进制正交波形调制再与某种基于代数码(如 Turbo 码、LDPC 码等)的信道编码方法相结合, 则可以显著改善它逼近香农限的程度。

### (3) 基于编码调制方法逼近香农容量限

将信道编码与数字调制融合在一起, 使码间的汉明距离与信号矢量间的欧氏距离有更好的对应关系, 即构成编码调制系统, 可以使系统以更有效地逼近香农限, 例如 TCM 编码调制就是很好的例子。

## 7.1.4 信道可靠性函数 $E(R)$

无限带宽 AWGN 信道的信道可靠性函数定义为

$$E(R) = \begin{cases} C_\infty/2 - R & (0 \leq R \leq C_\infty/4) \\ (\sqrt{C_\infty} - \sqrt{R})^2 & (C_\infty/4 \leq R \leq C_\infty) \end{cases} \quad (7-1-16)$$



一个通信系统传输的信息速率  $R$  越接近其信道容量值  $C_\infty$ ，系统传输的可靠性就越差，即  $E(R)$  的值越小； $E(R)$  越大则通信系统的可靠性越好，它是一个以信息速率  $R$  为自变量的减函数。

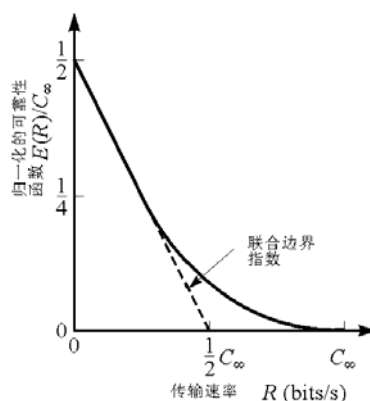


图 7-1-6 无限带宽 AWGN 信道的可靠性函数

每种调制方式的符号错误概率上界与可靠性函数都各存在一种固有关系； $E(R)$  的值越大，系统误码率的上界越低。以 AWGN 信道上的  $M$  元正交波形调制为例，其符号错误概率的上界可用  $E(R)$  的指数形式表示，即

$$P_M < 2^{1-T \cdot E(R)} \quad (7-1-17)$$

- 由此可见，增大  $M$  或降低信息速率  $R$ ，使信息速率由香农容量限回退，可使  $E(R)$  的值增大，传输的可靠性提高；
- 但是光靠速率回退来提高可靠性是不合算的，付出的代价很大而可靠性的提高却并不显著。

例如： $M=16$  个正交波形调制传输，基于相干检测需要每比特信噪比  $\gamma_b > 8.21\text{dB}$  才能保证误比特率小于  $10^{-6}$ ；这与香农限在  $\gamma_b = -0.817\text{dB}$  时就可以在  $C/W = 0.5$  (bps/Hz) 的条件下保证无误码传输相比，二者的差距有  $9.027\text{dB}$ ；如果采用速率回退的办法来使误码率在  $\gamma_b = -0.8\text{dB}$  时达到  $10^{-6}$  的比特误码率，是非常困难的。从表 7-1-1 的数据可见，即使将  $M$  增大到  $2^{32}$ ，使  $R_b/W$  回退到  $32 \times 2^{-31}$  时，达到  $10^{-6}$  的比特误码率时还需要  $\gamma_b = 3.05\text{dB}$ 。

- 有效地提高可靠性的办法只能是通过信道编码，即纠错编码；信道编码可以使系统的传输特性无限地逼近香农限，而所需付出频带效率降低的代价却可以很小，例如  $10\%$  左右。
- 采用速率回退、增大  $E(R)$  值的办法，使系统在未编码时的比特误码率上界小于  $10^{-3} \sim 10^{-2}$ ，一般是必不可少的措施；因为任何基于有限长的码、码率较高的信道编码方法，都很难在比特误码率大于  $10^{-2}$  的条件下获得显著的编码增益。

## 7.2 线性滤波器信道

### 7.2.1 线性滤波器信道的成因

- 通信信道是由发送信号处理单元、媒质传输通道和接收信号处理单元一起构成的，其信号处理总特性常常不是理想的带通滤波器。但是，只要波形信道的总特性符合无码间干扰(ISI)三准则之一，相应的离散符号传输信道就可看作是一种无记忆的 AWGN 信道。

这是因为在接收端对波形信道所传输的连续信号进行了以符号速率  $R_s$  为采样率的欠采样，所得混叠频谱满足奈奎斯特准则，或者说等价于以带宽为  $R_s$  的理想低通滤波器对信号进行滤波的所得结果，这就是无 ISI 的特性，因而有  $\hat{v}_n = v_n + \eta_n$ ； $n = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$ 。因此实际应用中常常可以假定离散符号传输信道是无记忆 AWGN 信道，并且此假定在许多情况中都能很好地与实际情况相吻合。

- 确有许多通信系统其中离散符号传输信道不能假定为无记忆 AWGN 信道，而只能假定为有记忆 AWGN，并且其记忆特性可近似地用一个复系数的线性滤波器  $\{h_n, n = 0, 1, 2, \dots, L\}$  来描述，即

$$\hat{v}_n = v_n * h_n + \eta_n = \sum_{i=0}^L v_{n-i} h_i + \eta_n \quad n = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots \quad (7-2-1)$$

其中的滤波器系数一般可看作是固定不变的常数； $\{\eta_n\}$  为零均值的高斯白噪声。

显然，这种信道会引起码间干扰(ISI)；当 ISI 较严重时，系统不能用  $\{\hat{v}_n\}$  逐个符号独立地进行判决。对于信道带宽很宽的无线通信系统来说，其发送接收信号处理单元中滤波器的特性常常就是这样不理想的。

### 7.2.2 线性滤波器信道条件下的最佳接收

根据最佳接收机理论，当描述信道总特性的线性滤波器的频率幅度响应特性很不平坦时，采用与信道相匹配的匹配滤波器进行滤波处理，可使接收信号的信噪比达到最高；但匹配滤波不能消除 ISI。

与信道单位冲激响应  $\{h_n, n = 0, 1, 2, \dots, L\}$  相匹配的匹配滤波器，其单位冲激响应  $\{\tilde{h}_{-L}, \tilde{h}_{-L+1}, \dots, \tilde{h}_1, \tilde{h}_0\}$  应该是  $\{h_n\}$  的共轭和时序反转，即  $\tilde{h}_n = h_{-n}^*$ ， $n = 0, 1, 2, \dots, L$ ；它是一种非因果系统，其响应长度有限因而是可实现的。这两个滤波器相级联所得等效信道的单位冲激响应就是  $\{h_n\}$  的自相关函数，即

$$\phi_n = \sum_{m=0}^L \tilde{h}_{-m} h_{n+m} = \sum_{m=0}^L h_m^* h_{n+m} \quad n = -L, -L+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, L-1, L \quad (7-2-2)$$

它是一个关于坐标原点对称的  $2L+1$  点长的序列。

设  $\{\mathbf{h}_n\}$  的  $z$  变换为  $H(z)$ , 则根据  $z$  变换的性质可知  $\{\tilde{\mathbf{h}}_n\}$  的  $z$  变换  $\tilde{H}(z) = H^*(z^{-1})$ , 于是  $\{\phi_n\}$  的  $z$  变换为

$$\Phi(z) = H(z) \tilde{H}(z) = H(z) \cdot H^*(z^{-1}) \quad (7-2-3)$$

这就是进行匹配滤波后等效信道的系统函数。

现在再分析  $\tilde{H}(z)$  和  $H(z)$  的零点分布有何关系。  $z$  变换有一个性质是：如果  $z_1$  和  $z_2$  是关于单位圆共轭对称的两个点，即  $z_1 = 1/z_2^*$ , 那么以这两点为零点的两个系统函数  $H_1(z) = (1 - z_1 z^{-1})$  和  $H_2(z) = (1 - z_2 z^{-1})$  所对应的单位冲激响应具有互为共轭和时序反转的关系；即  $\mathbf{h}_1(n) = [\mathbf{h}_2(-n)]^*$ 。

由此可见，匹配滤波器系统函数  $\tilde{H}(z)$  的零点与原信道系统函数  $H(z)$  的零点是关于单位圆共轭对称的。

因为接收信号符号矢量序列  $\{\hat{\mathbf{v}}_n\}$  如(7-2-1)式，因此采用匹配滤波器  $\{\tilde{\mathbf{h}}_n\}$  对接收信号符号矢量序列  $\{\hat{\mathbf{v}}_n\}$  进行匹配滤波所产生的输出为：

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{v}}_n &= \hat{\mathbf{v}}_n * \tilde{\mathbf{h}}_n = [\mathbf{v}_n * \mathbf{h}_n + \boldsymbol{\eta}_n] * \mathbf{h}_{-n}^* \\ &= [\mathbf{v}_n * \mathbf{h}_n] * \mathbf{h}_{-n}^* + \boldsymbol{\eta}_n * \mathbf{h}_{-n}^* \\ &= \mathbf{v}_n * \boldsymbol{\phi}_n + \tilde{\boldsymbol{\eta}}_n \quad n = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (7-2-4a)$$

其中  $\tilde{\boldsymbol{\eta}}_n = \boldsymbol{\eta}_n * \mathbf{h}_{-n}^*$ ；显然  $\{\tilde{\boldsymbol{\eta}}_n\}$  不再是白噪声序列，尽管还是高斯随机过程。上式的  $z$  变换：

$$\tilde{\mathbf{V}}(z) = \mathbf{V}(z) \Phi(z) + N(z) H^*(1/z) = \mathbf{V}(z) \Phi(z) + \tilde{N}(z) \quad (7-2-4b)$$

其中  $N(z)$  和  $\tilde{N}(z)$  分别为  $\{\boldsymbol{\eta}_n\}$  和  $\{\tilde{\boldsymbol{\eta}}_n\}$  的  $z$  变换。

由此可见，对接收符号序列  $\{\hat{\mathbf{v}}_n\}$  进行匹配滤波，虽然提高了信噪比，但是它使其中加性噪声部分  $\{\tilde{\boldsymbol{\eta}}_n\}$  变成非白色噪声了，因为其功率谱密度取决于  $|H^*(1/z)|_{z=e^{-j\omega}}^2$ 。这就不便于给出其 PDF 进而推导最佳检测算法了，也不便于推导最佳线性信道均衡器。

### 7.2.3 噪声白化与等效有记忆离散 AWGN 信道模型

由于进行匹配滤波后使噪声部分  $\{\tilde{\boldsymbol{\eta}}_n\}$  变为非白噪声了。但是，如果采用一个单位冲激响应为  $\{\mathbf{w}_n\}$  的噪声白化滤波器对  $\{\tilde{\mathbf{v}}_n\}$  进行滤波，就可使其噪声部分重新白化为高斯白噪声；这就是说

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{v}}_n &= \tilde{\mathbf{v}}_n * \mathbf{w}_n = [\mathbf{v}_n * \boldsymbol{\phi}_n + \tilde{\boldsymbol{\eta}}_n] * \mathbf{w}_n \\ &= \mathbf{v}_n * \boldsymbol{\phi}_n * \mathbf{w}_n + \bar{\boldsymbol{\eta}}_n \quad n = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (7-2-5a)$$

其中  $\bar{\boldsymbol{\eta}}_n = \tilde{\boldsymbol{\eta}}_n * \mathbf{w}_n$  为高斯白噪声。相应的  $z$  变换为

$$\tilde{\mathbf{V}}(z) = \mathbf{V}(z) \Phi(z) W(z) + \tilde{N}(z) \quad (7-2-5b)$$

其中  $\tilde{N}(z)$  为  $\{\tilde{\eta}_n\}$  的  $z$  变换。

再令  $\mathbf{f}_n = \boldsymbol{\phi}_n * \mathbf{w}_n$ ,  $n = 0, 1, 2, \dots, L_e$ , 这里单位冲激响应长度  $L_e$  的选择, 视  $|\mathbf{f}_n|$  的值随  $n$  的增大而衰减的速度而定, 尽量使截尾的影响在允许的范围之内。

于是可导出如图 7-2-1 所示的等效有记忆离散 AWGN 信道模型, 即

$$\tilde{v}_n = v_n * \mathbf{f}_n + \tilde{\eta}_n = \sum_{i=0}^{L_e} \mathbf{f}_i v_{n-i} + \tilde{\eta}_n \quad n = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots \quad (7-2-5c)$$

其中噪声白化滤波器  $\{\mathbf{w}_n\}$  的设计方法在下面介绍。

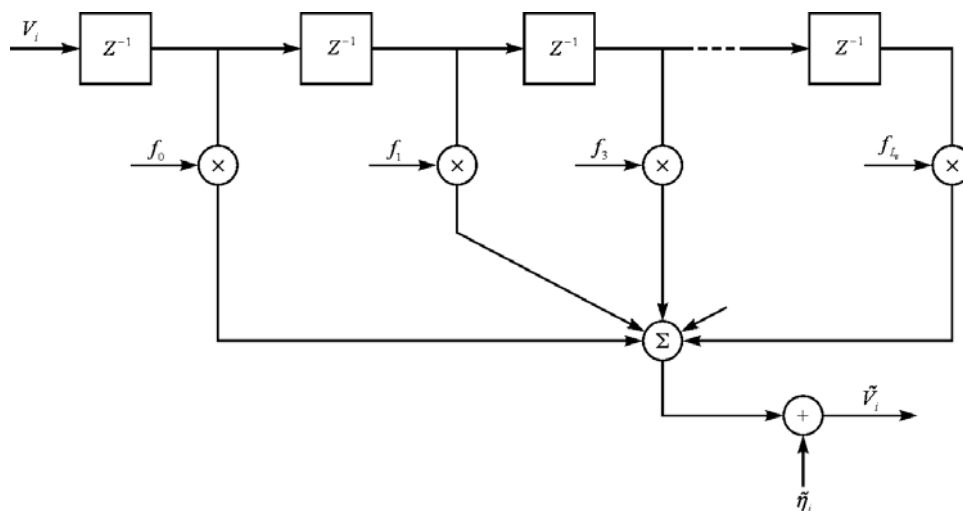


图 7-2-1 等效有 ISI 的离散 AWGN 信道模型

● 噪声白化滤波器

$\{\boldsymbol{\phi}_n\}$  是关于坐标原点对称的双边序列, 其  $z$  变换  $\Phi(z)$  可进行因式分解为

$$\Phi(z) = F(z)F^*(z^{-1}) \quad (7-2-6)$$

设其中  $F(z)$  的零点都在单位圆内, 则  $F^*(z^{-1})$  的零点必然都在单位圆外; 前者对应于一个最小相位系统, 后者对应于一个最大相位系统。注意到二者的幅频特性是完全相同的, 因此如果用逆滤波器  $1/F^*(z^{-1})$  对(7-2-5a)式所示的  $\{\tilde{v}_i\}$  进行滤波, 则由 (7-2-5b) 式得:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{V}}(z) / F^*(z^{-1}) &= \mathbf{V}(z) F(z) + \tilde{N}(z) / F^*(z^{-1}) \\ &= \mathbf{V}(z) F(z) + N(z) H^*(z^{-1}) / F^*(z^{-1}) \end{aligned} \quad (7-2-7)$$

根据 (7-2-6) 和 (7-2-2) 式有  $|F^*(z^{-1})| = |\Phi(z)|^{1/2} = |H(z)| = |H^*(z^{-1})|$ , 因此有  $|H^*(z^{-1}) / F^*(z^{-1})| = 1$ 。可见上式中  $1/F^*(z^{-1})$  具有白化噪声的作用, 其单位冲激响应  $\{w_n\}$  就是我们希望求得的。

值得注意的是， $\Phi(z)$  的两种分解形式  $\Phi(z) = F(z)F^*(z^{-1}) = H(z)H^*(z^{-1})$  虽然在形式上相同，但  $H(z)$  和  $F(z)$  的零点结构一般是不相同的； $F(z)$  的零点全在单位圆内(或圆上)，而  $H(z)$  的零点可能既有在单位圆内(或圆上)的，也有在单位圆外的。 $\Phi(z)$  的  $2L$  个零点是  $L$  对共轭对称的零点。

实际上， $F(z)$  对应的滤波系数就是模型中的  $\{\mathbf{f}_n, n = 0, 1, 2, \dots, L_e\}$ 。为了方便，将  $F(z)$  的能量归一化为 1，即

$$\sum_{n=0}^{L_e} |\mathbf{f}_n|^2 = 1 \quad (7-2-8)$$

这就得到图 7-2-1 所示的等效有 ISI 离散 AWGN 信道模型。

图 7-2-1 所示的等效有记忆离散 AWGN 信道模型中不仅其信道噪声为加性高斯白噪声，而且其等效信道滤波系数  $\{\mathbf{f}_n, n = 0, 1, 2, \dots, L_e\}$  肯定是最小相位序列。

这就是说，即使  $\Phi(z)$  和  $H(z)$  在单位圆上或单位圆外存在零点，相应的等效信道滤波系数  $\{\mathbf{f}_n, n = 0, 1, 2, \dots, L_e\}$  也仍然是最小相位的。滤波系数  $\{\mathbf{f}_n, n = 0, 1, 2, \dots, L_e\}$  可以根据 (7-2-5c) 式采用训练序列基于最小均方误差或最大似然的优化准则估计得到。

值得注意的是，这样估计所得滤波系数  $\{\mathbf{f}_n, n = 0, 1, 2, \dots, L_e\}$  是等效信道滤波系数，本质上它是将原来在单位圆外零点替换为单位圆内的共轭对称零点，这是会引起信道特性发生相位失真的，甚至引起信噪比降低。因此，在实际应用中常常不进行噪声白化；而且只要  $\{\mathbf{h}_n\}$  所对应的频率响应特性不是显著的不平坦，也不必进行这种匹配滤波。

## 7.3 多径衰落信道

### 7.3.1 多径效应和多径衰落信道

无线信号在传输过程中遇到障碍物会产生反射、衍射和散射现象，导致到达接收端的信号为多个经不同路径传输的信号相叠加。由于各路信号的传输时延不同，信号中隐含载波相位各不相同，因而使叠加信号的包络会出现随机的变化，信号短时幅度或功率大幅度起伏衰减，最大可能衰减 40dB 以上；基带信号波形也会出现失真和码间干扰现象，导致传输特性明显变坏，直接解调时的误比特率可能高达 50%；这种现象称为多径效应，它引起信号失真和信噪比降低的现象称为多径衰落 (multi-path fading)。

例如：短波通信信号经电离层反射传输、散射通信信号经对流层散射传输；地面无线移动通信信号的传输除直达信号分量之外，也还包含有许多由近处环境反射传输而延迟到达的分量，这些信道都属于多径衰落信道，都存在多径效应。

[命题] 带宽为  $W/2$  (Hz)，最大多径延迟为  $\tau_{\max}$  (秒) 的基带传输信道，其接收信号中最多

只包含有  $L = \tau_{\max} W$  个独立的多径延迟分量，即多径传输特性模型可用一个  $L$  阶的横向滤波器描述，即

$$r(t) = \sum_{n=0}^L h_e(nT) s(t - nT) \quad (7.3-1)$$

证明：(略)

上述结论也适于带通型多径信道。

设一个带宽为  $W$  (Hz) 的发送信号的复数表示形式为

$$s(t) = s_l(t) e^{j2\pi f_c t} \quad (7.3-4)$$

设其最大多径时延为  $\tau_{\max} = LT$  秒，其中  $T = 1/W$  秒。根据前面的推导可知，接收信号中除可能含有视距直达 (LOS) 信号分量之外，最多只有  $L$  个独立的多径分量；设第  $n$  个多径分量的延迟时间和带通信道增益因子分别为  $\tau(n) = nT$  和  $a_n(t)$ ， $n = 0, 1, 2, \dots, L$ ，于是接收到的带通复信号可表示为

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{n=0}^L a_n(t) s(t - nT) e^{j[2\pi\Delta f_n(t - nT) + \varphi_n]} + \eta(t) \\ &= \sum_{n=0}^L a_n(t) s_l(t - nT) e^{j[2\pi(f_c + \Delta f_n)(t - nT) + \varphi_n]} + \eta(t) \end{aligned} \quad (7.3-5)$$

其中  $\eta(t)$  为信号频带中的带通高斯白噪声； $\Delta f_n$  为第  $n$  个多径分量信号因相对运动而引入的载波多普勒频移， $\varphi_n$  是因电磁波反射、散射或折射而引入的相位改变； $L$  个实增益因子  $\{a_n(t)\}$  中有些可能等于 0。

通常 LOS 分量是最强的分量，因而成为同步接收的主要参考，在接收信号处理中通过符号定时同步环使 LOS 分量的延迟  $\tau(0) = 0$ ，通过锁相环进行载波解调使 LOS 分量的频偏  $\Delta f_0$  和相偏  $\varphi_0$  变为 0。于是  $r(t)$  的等效低通信号为

$$r_l(t) = \sum_{n=0}^L c(\tau(n), t) s_l(t - nT) + \eta_l(t) \quad (7.3-6a)$$

$$\text{其中 } c(\tau(n), t) = c(nT, t) = a_n(t) e^{j[2\pi\Delta f_n \tau(n) + \varphi_n - \varphi_0]} = a_n(t) e^{j\phi_n} \quad (7.3-6b)$$

$\{c(\tau(n), t), n = 0, 1, 2, \dots, L\}$  可以看作是有  $L+1$  个抽头系数的横向滤波器的单位冲激响应。表示等效低通信道中第  $n$  条路径的增益因子，其中  $\phi_n = 2\pi\Delta f_n \tau(n) + \varphi_n - \varphi_0$ 。虽然  $c(\tau(n), t)$  是随时间  $t$  而变的，但其时变速度较慢，通常假定在  $LT$  的短时间段内它几乎是不变的。

既然每个增益因子  $c(\tau(n), t)$  都是无穷多个可能的多径增益因子  $\tilde{c}(\tau, t)$  的加权和，而其中各个增益因子的幅度近似相同而相角  $\phi_n$  的值随机地分布在  $(-\pi, \pi)$  范围中；根据大数定理可知，对于任意某个固定的时刻  $t$ ， $\{c(\tau(n), t), n = 1, 2, \dots, L\}$  都是一个零均值的复高斯随机变量。唯有 LOS

分量的增益因子  $c(0,t)$  通常是非零均值的随机变量，这是因为 LOS 分量通常是最强的，以它的信号为参考进行符号同步和载波同步的接收时可获得较强的信号分量，其增益因子在短时可看作是恒定不变的非 0 值常数，而不看作随机变量；即使在带通滤波的加权和作用下，也不会被它附近的多径分量抵消而变成零均值的随机变量。

后面我们将  $c(\tau(n),t)$  简化表示为  $c(\tau,t)$ 。

### 7.3.2 多径衰落的幅度统计特性

多径效应给信号带来的影响，不仅使前面的符号干扰后面符号信号，而且有可能使接收信号的强度大幅度地随机衰减，信噪比降低，因为这个时变横向滤波器的系数除  $a_0(t)$  之外都是零均值的复数高斯随机变量。

既然多径衰落信道的单位冲激响应  $c(\tau,t)$  中的系数，除  $a_0(t)$  为常数之外其余都是零均值的复高斯随机变量，其相位是在  $[0, 2\pi)$  中均匀分布的，幅度是瑞利分布的。

注意到接收信号中每个样点都是 LOS 分量与多个多径分量加权和，这里的权值就是  $c(\tau,t)$ ，那么总的接收信号幅度的分布就有两种可能，即瑞利分布和赖斯分布；即当  $a_0(t) \neq 0$  时接收信号样点的幅度服从瑞利分布，否则服从赖斯分布。下面介绍这两种幅度衰落模型。

在某些特殊情况下，虽然没有 LOS 分量，但多径分量中存在一个占统治地位的多径分量，其强度显著强于其它分量，以至于可以用它实现载波同步和符号同步，那么这种多径信号的幅度分布也属于赖斯分布。

#### (1) 瑞利 (Rayleigh) 衰落模型

当多径分量中不存在一个主要静态信号分量时，其信道就是瑞利衰落信道。经历这种衰落后的接收信号，其样点的幅度值服从瑞利分布，其 PDF 为

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & r \geq 0 \\ 0 & r < 0 \end{cases} \quad (7-3-4)$$

其中  $\sigma^2$  是接收信号包络的时间平均功率，因此瑞利分布可用单一参数  $\sigma^2$  表示。

#### (2) 赖斯 (Ricean) 衰落模型

当多径分量中存在一个主要静态信号分量（一般就是直达分量）时，经历这样的衰落后其接收信号样点幅度的分布服从赖斯分布。这是因为主要静态分量对应的权系数不是零均值的复高斯随机变量。

静态分量的相对强度越强，赖斯特性越明显，当静态分量的相对强度小到可以忽略不计时，则退化为瑞利分布。定义赖斯因子：

$$K = A^2 / \sigma^2 \quad (7-3-5)$$

其中  $A^2$  静态分量的功率， $\sigma^2$  为所有多径分量总功率。赖斯因子  $K$  描述赖斯衰落特性的显著性。当  $K = 0$

时退化为瑞利衰落。

赖斯分布的 PDF 为

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) & A \geq 0, r \geq 0 \\ 0 & r < 0 \end{cases} \quad (7-3-6)$$

其中  $A$  是静态主信号幅度峰值,  $I_0(\cdot)$  是 0 阶第一类修正贝塞尔函数。

### 7.3.3 多径衰落信道的时频特性

既然多径信道的等效低通单位冲激响应  $c(\tau, t)$  是一种复高斯随机矢量过程, 应该采用相关函数和功率谱来描述, 而且时间变量  $t$  和延迟变量  $\tau$  这两个方面都可进行相关函数和功率谱的估计计算。实际应用中总是假定所分析的随机过程是各态历经的, 可采用随机过程的一个现实来计算相关函数和功率谱, 并可用离散傅里叶变换(DFT)实现。

#### (1) 信道的相关函数和功率谱

多径信道的等效低通冲激响应  $c(\tau, t)$  可以表征为以  $t$  为变量的复随机矢量过程, 假定它广义平稳, 即其自相关函数  $\phi_c(\tau, \Delta t)$  只与时间差  $\Delta t$  有关, 而与具体时刻  $t$  无关, 则

$$\phi_c(\tau, \Delta t) = \frac{1}{2} E[c^*(\tau, t)c(\tau, t + \Delta t)] \quad (7-3-8)$$

当  $\Delta t = 0$  时即得到自相关函数  $\phi_c(\tau, 0) \triangleq \phi_c(\tau)$ , 它是信道各种不同延迟多径分量的平均功率, 通常称为信道的多径强度分布或延时功率谱。 $\phi_c(\tau)$  为非零值时  $\tau$  的范围  $T_m$  称为多径扩展; 按照前面的定义, 最大多径时延应为  $T_m = LT$ 。

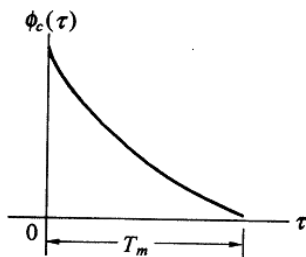


图 7-3-1 多径强度分布

将  $\{c(\tau(n), t), n=0, 1, 2, \dots, L\}$  对变量  $n$  做傅里叶变换, 得:

$$C(f, t) = \sum_{n=0}^L c(\tau(n), t) e^{-j2\pi fnT} \quad (7-3-9)$$

从  $C(f, t)$  的特性可以发现, 在频域也出现与上述情况类似特征。因为信道  $c(\tau, t)$  是以时间  $t$  为变量的复高斯矢量随机过程, 所以  $C(f, t)$  也是复高斯矢量随机过程。假设信道为广义平稳的, 定义  $C(f, t)$  的自相关函数为



$$\begin{aligned} \phi_c(\Delta f, \Delta t) &\triangleq \phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[C^*(f_1, t)C(f_2, t + \Delta t)] \\ &= \sum_{n=-L}^L \phi_c(\tau(n), \Delta t) e^{-j2\pi\Delta f n T} \end{aligned} \tag{7-3-10}$$

式中  $\Delta f = f_1 - f_2$ ； $\phi_c(\Delta f, \Delta t)$  是多径强度分布  $\phi_c(\tau, \Delta t)$  对于延迟变量  $\tau$  的傅里叶变换。非相关散射的假设代表  $C(f, t)$  的频域自相关函数仅仅是频率差  $\Delta f = f_1 - f_2$  的函数，因此也将  $\phi_c(\Delta f, \Delta t)$  称为信道的频率间隔、时间间隔相关函数。如果令  $\Delta t = 0$ ，得到  $\phi_c(\Delta f)$ ，它是以频率为变量的自相关函数，提供了信道频率相关性的一种度量，如图 7-3-2 所示。

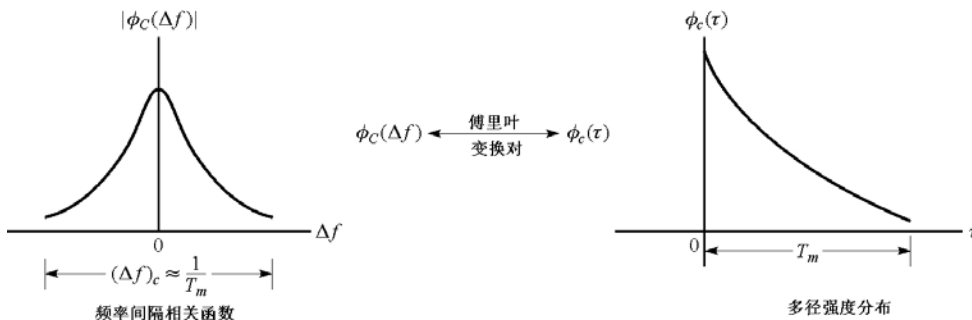


图 7-3-2 频率间隔相关函数与多径强度分布

**(2) 信道相干带宽定义为：**

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \tag{7-3-11}$$

即多径扩展的倒数，它反映信道频率响应能在多大频率范围中显得比较平坦。

**(3) 时间间隔相关函数与多普勒功率谱**

要描述多径信道等效低通单位冲激响应  $c(\tau, t)$  随时间而变的特性，可以从  $\phi_c(\Delta f, \Delta t)$  随  $\Delta t$  的变化而变的规律来分析。为此我们将  $\phi_c(\Delta f, \Delta t)$  对  $\Delta t$  做傅里叶变换，有

$$S_c(\Delta f, \lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\Delta f, \Delta t) e^{-j2\pi\Delta t\lambda} d\Delta t \tag{7-3-12}$$

令  $\Delta f = 0$ ，并定义  $S_c(0; \lambda) = S_c(\lambda)$ ，则有

$$S_c(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\Delta t) e^{-j2\pi\Delta t\lambda} d\Delta t \tag{7-3-13}$$

函数  $S_c(\lambda)$  称为多普勒功率谱， $\lambda$  称为多普勒频率。

如果  $\phi_c(\Delta f, \Delta t)$  值的大小基本上不随  $\Delta t$  的变化而变，也就是  $c(\tau, t)$  在不同时刻  $t$  都近似保持不变，即  $\phi_c(\Delta n) \approx$  常数，那么  $S_c(\lambda) \approx \delta(\lambda)$ ，这是一种不随时间而变的静态信道。反过来，如果  $S_c(\lambda)$  扩展的较宽，那就说明信道单位冲激响应  $c(\tau, t)$  随时间而变较快。

- 既然多径信道单位冲激响应  $c(\tau, t)$  随时间而变是由于相对运动引起的，这种现象可称为多普勒扩展；

- 引起  $c(\tau, t)$  随时间而变的因素有两个：一个是载波多普勒频移，另一个是各个多径分量强度因相对运动而发生时的变化。

从(7-3-2)式可知，如果各个多径分量（包括直达分量）中载波频率的多普勒频移大小和正负都完全一样，那么可以通过锁相技术消除其影响，载波多普勒频移就不会引起  $c(\tau, t)$  随时间而变；但是实际信道中因运动的方向与各个多径分量传播方向的夹角不同，载波多普勒频移的大小和正负就可能不同，这就使得各个多径分量的增益因子中有一个互不相同的相位因子  $e^{-j2\pi(f_c+f_{Dn})\tau(n)}$ ， $f_{Dn}$  为第  $n$  个多径分量的多普勒频移，因而常常引起  $c(\tau, t)$  随时间  $t$  快速变化；因此常常将多普勒扩展的大小估计为因运动引起最大载波多普勒频移的两倍。

- 在无线移动通信中引起信道特性时变的主要因素有时并不是载波多普勒频移，而是因为多径分量衰减因子本身因微弱的位移而发生变化；它也引起多普勒扩展。

例如无载波调制的脉冲型超宽带（UWB）通信，就根本不存在载波多普勒频移的影响，而是因为 UWB 信号的相对带宽很宽，信号脉冲很窄，因而只要稍有相对运动，各个多径分量强度就可能快速时变，而且有些本来能收到的多径分量可能突然就消失了，而另一些本来收不到的多径分量突然就可以收到了，因而引起信道特性快速时变。

#### (4) 信道的多普勒扩展 $B_d$ 和相干时间 $(\Delta t)_c$

$S_C(\lambda)$  非零  $\lambda$  的范围  $B_d$  称为多普勒扩展，定义信道相干时间为：

$$(\Delta t)_c \approx 1/B_d \tag{7-3-14}$$

它反映信道单位冲激响应能保持近似不变的持续时间。它与  $B_d$  的关系如图 7-3-3 所示。定义信道散射函数  $S(\tau, \lambda)$

$$\begin{aligned} S(\tau, \lambda) &= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau, \Delta t) e^{-j2\pi\Delta t\lambda} d\Delta t \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} S_C(\Delta f, \lambda) e^{j2\pi\tau\Delta f} d\Delta f \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\Delta f, \Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} e^{j2\pi\tau\Delta f} d\Delta t \right] d\Delta f \end{aligned} \tag{7-3-15}$$

用来同时描述信道的多径延迟扩展和多普勒扩展的情况。

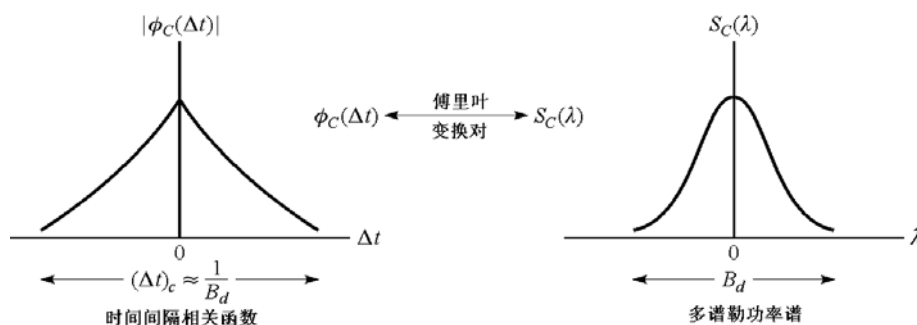


图 7-3-3 时间间隔相关函数与多普勒功率谱

上述四个函数的关系如图 7-3-4 所示。显然，给定  $S(\tau, \lambda)$  中的最大多径时延和多普勒扩展值，就可以求得信道的相干带宽和相干时间，也就可以定性判断该信道的时频特性。

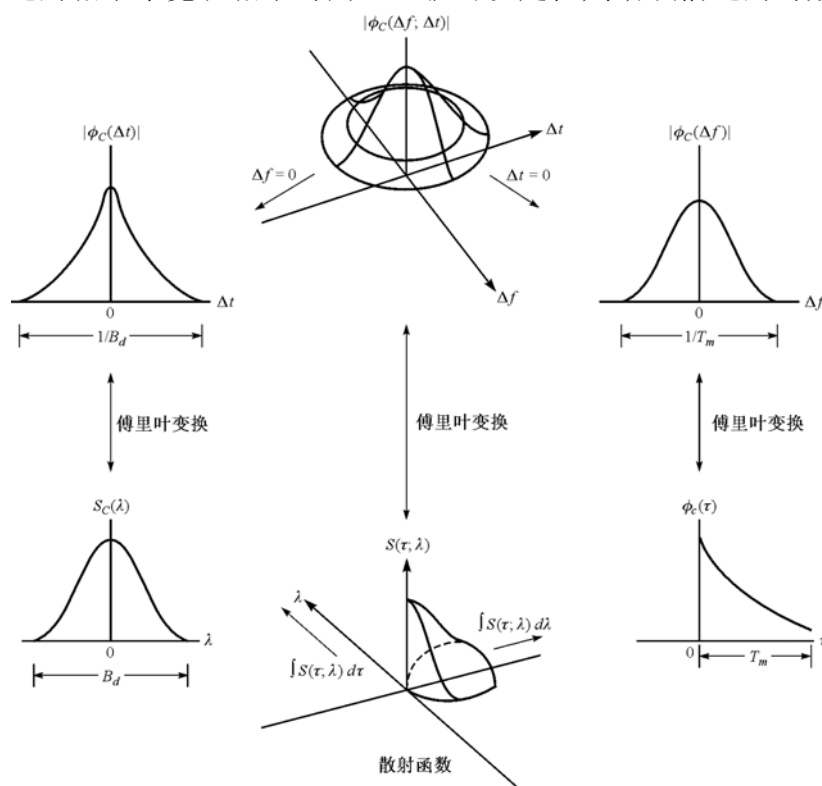


图 7-3-4 四个函数的关系

### 7.3.4 多径衰落特性的分类

对于数字通信来说，多径衰落信道特性是否出现频率选择性，是否快速时变，都是相对的概念，取决于数字调制信号的符号速率或信号带宽相对于多径信道的相干时间和相干带宽的相对大小。对于衰落特性可以从以下两方面来分类。

#### (1) 频率选择性衰落和平坦衰落

当多径信道等效低通单位冲激响应  $c(\tau, t)$  所对应的幅度-频率响应特性明显地存在高低不平时，这种衰落称为频率选择性衰落，反之则称为平坦衰落，或非频率选择性衰落。

对于数字通信来讲，信道衰落是否属于频率选择性的，可以用信道的多径时延扩展  $\tau_{\max}$  相对于信息符号的周期  $T$  来进行具体的判断，当  $T < \tau_{\max}$  时为频率选择性衰落，否则为平坦衰落。等价地，采用信道相干带宽  $(\Delta f)_c$  与数字调制信号带宽  $W$  的相对大小来判断，当  $W > (\Delta f)_c$  时为频率选择性衰落，否则为平坦衰落。

- 信号经历频率选择性衰落后将引起码间干扰；其误码特性将可能变得很差，而且不能通过增大发射功率来改善其性能。

解决方法是利用均衡技术对信道进行补偿,使得补偿后的信道转换为平坦衰落信道甚至逼近高斯信道。另一种解决方法是增大符号周期,使得符号周期大于最大时延,从而将频率选择性信道转化为频率平坦信道。

## (2) 时间选择性衰落中的快衰落和慢衰落

当信道单位冲激响应  $c(\tau, t)$  的时变特性引起接收信号的幅度值产生随时间而变的波动幅度比较显著时,称为时间选择性衰落。

- 多径衰落引起接收信号幅度起伏波动的速度取决于信道相干时间  $(\Delta t)_c$ 。当  $(\Delta t)_c < T_s$  (数字调制信号的符号周期) 时为快衰落, 否则称为慢衰落。
- 相应地, 采用数字调制信号带宽  $W$  与多普勒扩展  $B_d$  的相对大小来判断, 当  $W < B_d$  时为快衰落, 否则称为慢衰落。

## (3) 衰落特性的四种组合

按照信道特性是否有频率选择性和是否快速时变, 可以得到四种组合:

平坦慢衰落、平坦快衰落、频率选择性慢衰落和频率选择性快衰落。

表 7-3-1 衰落特性的四种组合

衰落特性	慢衰落 $(\Delta t)_c > T_s$ 或 $B_d < W$	快衰落 $(\Delta t)_c < T_s$ 或 $B_d > W$
平坦衰落 $\tau_{\max} < T$ 或 $(\Delta f)_c > W$	平坦慢衰落	平坦快衰落
频率选择性衰落 $\tau_{\max} > T$ 或 $(\Delta f)_c < W$	频率选择性慢衰落	频率选择性快衰落

对抗这四种衰落的难度基本上是依次渐增的。

## (4) 信道扩展因子

多径时延扩展与多普勒频率扩展的乘积  $T_m B_d$ , 称为信道扩展因子, 它反映衰落信道偏离理想信道的程度。

当  $T_m B_d = 0$  时就是理想信道, 此值越大则表明衰落越严重。当信号带宽  $W$  小于信道相干带宽  $(\Delta f)_c$ 、信息符号周期  $T$  小于信道相干时间的  $(\Delta t)_c$  时候, 信号经历的是平坦慢衰落; 如果  $W \approx 1/T$ , 则此时的信道扩展因子  $T_m B_d < 1$ 。

## 7.4 无线通信链路分析

在数字通信系统中, 误码特性主要取决于接收端的信噪比  $E_b / N_0$ 。接收信号可表示为

$$r(t) = \alpha s(t) + n(t) \quad (7-4-1)$$

通信系统中常采用中继器相继的增强信号强度，提高信噪比，扩展传输距离；中继器可分为透明转发器和再生中继器两种。

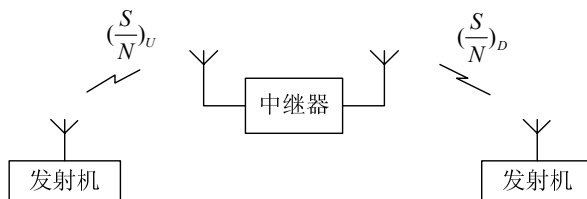


图 7-4-1 中继传输示意图

## 7.4.1 中继系统的传输性能

### (1) 透明转发式中继传输

在透明转发式中继传输系统中，中继器接收到信号后只进行放大或变频，而不进行解调译码就进行发射。如果上行信道（发射端→中继器）和下行信道的信噪比分别为  $\gamma_U = s_1 / \eta_1$  和  $\gamma_D = s_2 / \eta_2$ ，那么**中继传输信道总的信噪比为**

$$\gamma_{S/\eta} = \left( \frac{1}{\gamma_U} + \frac{1}{\gamma_D} \right)^{-1} \quad (7-4-2a)$$

值得注意的是，**当中继器的发送功率保持固定不变时，而上行信噪比  $\gamma_U$  的值又较小时**，下行链路信噪比  $\gamma_D$  的实际值可能会因所转发信号中含有较大噪声能量而减小；这时如果仍然采用全部功率转发有用信号时的  $\gamma_D$  按照（7-4-2a）式进行计算，就会产生较大的偏差，此时**计算公式应该修正为：**

$$\gamma_{S/\eta} = \left( \frac{1}{\gamma_U} + \frac{1}{\gamma_D} + \frac{1}{\gamma_U \cdot \gamma_D} \right)^{-1} \quad (7-4-2b)$$

### (2) 信号再生式中继器

**信号再生式中继器先对接收信号进行解调译码，重新编码调制后再传输，因此前段被噪声污染的信号被再生为没有噪声的新数字调制信号，噪声不积累；**因此，再生式中继的传输质量可比透明转发式中继显著提高；或者可在达到总误码率相同的情况下显著节省发射功率。

## 7.4.2 无线通信系统的链路预算

在自由空间视距条件下的微波和卫星通信中，由于无线电波的传播近似地服从光学传播特性，因此可以对链路特性进行较准确的估算，以便使所设计的通信系统不仅制造成本可以尽量低，而且传输质量有充分的保障。

进行链路性能的预算，必须先进行以下估计：

- (1) 发射功率  $P_T$ ，单位为 W 或 dBW；
- (2) 发射天线增益  $G_T$  和接收天线增益  $G_R$ ：

$$G = (0.55 \sim 0.65) \cdot \left(\frac{\pi f D}{C}\right)^2 \quad (7-4-3)$$

其中  $D$  (米) 为天线口径， $f$  (Hz) 为工作频率， $C = 3 \times 10^8$  (米/秒) 为光速。

- (3) 发射功率与发射天线的增益相乘称为等效全向辐射功率，即： $EIRP = P_T G_T$
- (4) 自由空间传播衰减：

$$L_s = \frac{1}{(4\pi d f)^2} \quad (7-4-4)$$

其中  $d$  (米) 为传输距离， $f$  (Hz) 为频率。值得注意的是，对于地面无线通信和室内通信中的传播衰减不能直接套用自由空间衰减的公式，还有其它许多因素需要考虑，以建立各种各样的模型来描述；其衰减系数随距离增大而增加的规律，有可能达到 4 次方或 5 次方。

(5) 附加衰减  $L_a$ ：系统中天线馈线的噪声系数、低噪声放大器(LNA)之前的电缆接口处阻抗不匹配等因素，常常引起信号的信噪比降低。

- (6) 接收机输入端的噪声功率谱密度  $N_0$ ：

$$N_0 = k(T_a + T_r) \quad (\text{W/Hz}) \quad (7-4-5)$$

其中  $k = 1.38 \times 10^{-23}$  (W/K) 为波尔兹曼常数； $T_a$  和  $T_r$  分别为天线和低噪声放大器(LNA)的噪声温度，单位是 K； $T_a = 20 \sim 290$  K，其值大小与频率有关，还与天线的指向有关，例如指向天空但不指向太阳时较小，而指向地面时较大；频率较高时较大，而频率较低时较小。

$$T_r = (10^{N_r/10} - 1) \cdot 290 \text{K}$$

其中  $N_r = 0.7 \sim 2 \text{dB}$  (取决于 LNA 的质量)。

以上数据估计出来后，即可计算接收信号的功率  $P_R = P_T G_T L_s L_a G_R$  (W)；进而可估计接收信号的信噪比： $\gamma_{S/N} = P_R / (N_0 B)$ ，其中  $B$  为信道滤波器带宽。实际系统设计时，一般是先给定接收信号的信噪比指标要求，然后估算发送接收天线口径大小和发射功率大小。

## 第7章习题

7-1 由香农公式  $C = W \log_2(1 + \frac{P_{av}}{WN_0})$  推导其另一种表达形式： $\frac{E_b}{N_0} = \frac{2^{C/W} - 1}{C/W}$ ，并粗略地画出  $C/W$ — $E_b/N_0$

的关系曲线，解释各段的意义。

7-2 设 4 进制无记忆离散信道的转移概率如表所示，计算该信道的容量：

$P(y_i/x_j)$	$x_1$	$x_2$	$x_3$	$x_4$
$y_1$	0.5	0	0	0.5
$y_2$	0.5	0.5	0	0
$y_3$	0	0.5	0.5	0
$y_4$	0	0	0.5	0.5

- 7-3 计算  $n$  个具有相同转移概率的二进制对称信道级联后的信道容量；当  $n \rightarrow \infty$  时级联信道的容量是多少？
- 7-4 带宽为 1MHz、功率为 10W 的二进制 AWGN 波形信道，噪声功率密度为  $N_0/2=10^{-9}$ W/Hz, 计算其信道容量。
- 7-5 对于二进制对称信道，证明在二进制调制、误比特率为  $p_e$  下信道容量为  $C=1-H_2(p_e)=1+p_e \log_2(p_e)+(1-p_e) \log_2(1-p_e)$ 。
- 7-6 地面站使用直径 3m 的天线接收 4GHz 的同步卫星发送的信号。卫星发送功率为 10W，天线直径为 5m，二者间距离为 36000km。计算接收信号功率大小。
- 7-7 设某无线信道可用一个直达分量和一个多径分量构成，其衰减因子分别为  $h_0$  和  $h_1$ ；设最大多径相对传输时延为  $T_m=8$  微秒，信道多普勒扩展  $B_d=2$ KHz，信道带宽为 1MHz；请问：
- (1) 设  $h_1$  为一个复高斯随机变量，对于  $h_0 \approx 0$  和显著大于零两种情况，接收信号波形包络的抽样值分别服从什么分布？为什么？
  - (2) 如果采用 M 进制调制方式传输 700Kbps 信息速率的信息，要使信道可看作是慢时变平坦衰落时 M 应取多大？可选用哪几种调制方式？
  - (3) 若基于 QPSK 调制，采用最佳接收和最佳检测技术消除多径效应，该信道可实现的最高传输信息速率是多少？
- 7-8 考虑一连续随机变量  $y=x+n$ ，其中  $x$ 、 $n$  相互独立。证明下式成立： $H(y|x)=H(n)$ 。
- 7-9 证明下式成立： $I(x,y) \geq 0$ ;  $I(x,y)=H(x)-H(x|y)=H(y)-H(y|x)$ 。
- 7-10 给定一在  $[-a, a]$  之间服从均匀分布的连续随机变量 X。(1) 计算 X 的熵；(2) 与具有相同方差的高斯随机变量相比，二者的熵如何？
- 7-11 采用相位调制信号在移动通信系统中容易遭受相位失真。当信号速率至少是信道衰落的 100 倍时，这种失真一般可以避免。假如一载波频率为 2GHz 的通信系统，终端移动速度为 96Km/h，为避免衰落，该系统的码元速率至少应是多少？
- 7-12 一信道的最大时延扩展为 10us，多谱勒扩展为 5Hz，信号符号周期为 2us。请问：(1) 信道的相干带宽是多少？(2) 信道的相干时间是多少？(3) 信道是属于那种衰落类型？
- 7-13 瑞利衰落和莱斯衰落的区别及联系是什么？小尺度衰落与大尺度衰落产生的机理是什么？那种对系统影响更严重？如何克服这些衰落对