04104-106通信原理II第四讲

March 20, 2007

1 信道

信道可分为连续时间信道和离散时间信道两类。连续时间信道一般可以用图8.4.1来描述。它表示，发送信号$s(t)$先经过了一个信号系统变换为$f_t[s(t)]$，记号f_t代表这个信号系统所做的变换，之后叠加了噪声$n(t)$。描述信道的关键在描述f_t，即信道对发送的信号进行了怎样的变换。因此，许多文献在描述信道时略去噪声，只谈论f_t。但注意这绝不表示没有噪声。

f_t经常是线性系统，并且经常是随机时变的线性系统。所谓时变线性系统，是说在一个局部时间它是线性时不变系统，有明确的冲激响应$h(\tau)$及传递函数$H(f)$。但在不同的局部时间（比如1小时前的若干ms内，和现在的若干ms时间内），这两个线性时不变系统是不相同的（$h(\tau)$，也即$H(f)$不相同）。这种不相同一般具有随机性，因此有时也称为“随参”信道，意思是说，线性时不变系统的参数（如冲激响应）在随机变化。相应的，不随时间变化的信道就是“恒参”信道。更常见的说法是“时不变信道”或者“静态信道”。

有些系统可能有多个发送端，多个接收端。这样的系统叫MIMO系统（mutilple input multiple output）。例如基站有可能通过4根发送天线向某个终端发送信号，这个终端（比如笔记本电脑）也可能配备了2根接收天线来接收信号。

总之，连续信道一般可以描述为线性时变系统，然后叠加了噪声和干扰。后者一般可以建模为平稳高斯过程。

时间离散的信道则是用转移概率描述。对于无记忆信道，可用一维转移概率$P(Y|X)$来描述。如果信道输入X和Y是有限取值的，还可以用图8.4.3、图8.4.4这样的图示方式来描述。注意，X，特别是Y有无限种取值是很平常的。例如，若信道的输入端是BPSK发送数据冲激的点（根升余弦脉冲成形的输入），信道输出端定义为接收端匹配滤波器采样输出的点，那么$X \in \{+1,-1\}$，$Y \in (-\infty,\infty)$。适当控制接收端匹配滤波器的增益，可以使采样结果中的信号分量也取值于$\{+1,-1\}$。若噪声方差是σ^2，则$Y = X + Z$，Z是抽样中的噪声成分。信道的转移概率是

$$P(Y|X) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(Y-X)^2}{2\sigma^2}} \tag{1}$$

在不同的研究问题中，“信道”物理所指可能不同。一个离散时间的信道其内核可能就是一个连续时间的无线信道。比如刚才这个BPSK信道$X \to Y$是离散时间信道，但该系统中的BPSK已调信号$s_{BPSK}(t) = b(t)\cos(\omega_c t + \theta)$必然要经过连续时间的无线信道到达接收端。

2 连续时间信道—无失真信道

发送$s(t)$，若接收信号是

$$r(t) = as(t - \tau_0) \tag{2}$$

其中a, τ_0是确定的常量，则我们认为$r(t)$相比于$s(t)$是无失真的。因为已知的常数a可以消去（除以a），固定的小时延对通信质量没有关系（手机通话时，如果有几十毫秒的延迟当然无所谓了）。

如果一个线性系统满足式(2)，其传递函数必然是$H(f) = \frac{\mathscr{F}[r(t)]}{\mathscr{F}[s(t)]} = ae^{-j2\pi f\tau_0}$，冲激响应必然是$h(\tau) = \mathscr{F}^{-1}[H(f)] = \delta(\tau - \tau_0)$。传递函数的特征是:

1. 幅频特性$|H(f)|$是常数，
2. 相频特性$\varphi(f) \triangleq \angle H(f) = -2\pi f\tau_0$是过原点的直线。

如果信道满足这样的特征，称为“理想无失真信道”。

无线信道传输的是带通信号，带通信号的信息完全包含在复包络中。即便发送的信号$s(t)$和接收信号$r(t)$ 之间不满足$r(t) = as(t-\tau_0)$的关系，也有可能复包络是无失真的。比如对于QPSK信号$s_{QPSK}(t) = b_I(t)\cos\omega_c t - b_Q(t)\sin\omega_c t$，如果接收信号是$r(t) = 2b_I(t-\tau_0)\sin\omega_c t + 2b_Q(t-\tau_0)\cos\omega_c t$，那么对于任意的$\tau_0$，$r(t)$和$s_{QPSK}(t)$ 的波形并不相同，即$r(t)$不是$s_{QPSK}(t)$延迟后再进行幅度缩放。但从复包络看，发送信号的复包络是$s_l(t) = b_I(t) + jb_Q(t)$，接收信号的复包络是$r_l(t) = 2b_Q(t-\tau_0) - 2jb_I(t-\tau_0) = 2j \times s_l(t-\tau_0)$，符合式(2)所定义的无失真，只不过系数$a$是复数$2j$。这就是说，对于带通信号，如果复包络符合式(2) 的关系，就可以认为信道是无失真的，虽然此时的带通信号自身实际上可能有失真。由于谈论的是复包罗，此时(2)所描述的是带通信道的等效基带信道$H_{eq}(f) = ae^{-j2\pi f\tau_0}$，它和带通信道$H(f)$是平移关系，$H(f) = H_{eq}(f - f_c)$（$f$在$f_c$附近）。因此满足复包络无失真的带通系统的特征是：

1. 幅频特性$|H(f)|$在f_c附近是常数，
2. 相频特性$\varphi(f) \triangleq \angle H(f) = -2\pi f\tau_0 + 2\pi f_c\tau_0 + \theta$在$f_c$附近是直线（不要求过原点）。

其中θ是复系数a的相位。

对于频率为f的信号来说，周期是$1/f$，相移2π就是延迟$1/f$。如果线性系统的相位特性是$\varphi(f)$，那么频率为f的分量的延迟将是$\tau(f) = \frac{\varphi(f)}{2\pi} \times \frac{1}{f} = \frac{\varphi(f)}{2\pi f}$。如果不同频率成分的延迟不一样，叠加后的波形自然就会有变化，出现失真。为了无失真，必须所有频率分量有相同的延迟τ_0，每个频率的相移就必须是$-2\pi f\tau_0$，即过原点的直线。

如果$\varphi(f) = \varphi_0$是常数，那么每个频率分量的延迟都不一样，时域信号比然有失真。比如说模拟基带信号$m(t)$的Hilbert变换$\hat{m}(t)$ 就是对所有频率分量移相$90°$（对负频率是前移），结果和$m(t)$比，通常都是有失真的。

但如果是对带通信号的所有频率成分都经历一个固定相移φ_0（负频率前移），在等效基带模型中就是对(2)的系数a增加了一个因子$e^{-j\varphi_0}$，它还满足无失真条件。就是说，对带通系统，在复包络无失真的意义下，等效基带的相位特性可以是$-j2\pi f\tau_0$再加上任意的常数相位φ_0 （对正负频率是同一个常数相位，不是负频率反极性）也是可以的。也即，相频特性必须是直线，但不一定非得过原点。比如说，将DSB信号$s(t) = m(t)\cos\omega_c t$经过一个Hilbert变换期，

输出是$\hat{s}(t) = m(t)\sin\omega_c t$，$s(t)$和$\hat{s}(t)$比当然有失真（波形不一样），但它们的复包络$m(t)$和$-jm(t)$相比是无失真的。

如果已知带通系统相频特性为$\varphi(f)$，那么复包络所经历的时延由直线部分决定，与常数相位φ_0无关，就是直线部分的斜率。因此时延可以写成

$$\tau_G(f) = \frac{d\varphi(f)}{2\pi f} \tag{3}$$

这个结果叫“群时延特性”（群指复包络），理想情况下它应该是与f无关的常数。实际系统的特性当然不会完全理想。可以用专门的仪器来测量幅频特性和群时延特性，这样的仪表叫矢量网络分析仪。如果测量结果的幅频特性和群时延特性都近似是常数，信道就是近似无失真的。

3 连续时间信道—多径衰落信道

3.1 平衰落与频率选择性衰落

连续时间信道最简单的情形就是式(2)，即信道对信号的作用只是延迟和复数增益。式(2)这个模型在频域看，$H(f)$是平的（与f无关）。

对于无线信道，式(2)中的复数增益a一般来说是在随时间随机变化的，可以写成$a(t)$。此时的情形可以理解成：在任何一个局部时间，信道在频域还是平的，只是幅度增益和相移在不同的时间不一样。这样的信道叫平衰落信道。平是指与f无关，衰落是指随机时变性。引入时变性后，(2)可写成

$$r(t) = a(t)s(t-\tau_0) \tag{4}$$

比(2)更复杂一些的线性时不变系统的输入输出关系是

$$r(t) = \int s(t-\tau)h(\tau)d\tau \tag{5}$$

一般来说，此时信道传递函数$H(f) = \mathscr{F}[h(\tau)]$是和$f$有关系的，这种信道叫“频率选择性信道”，与刚才说的“平”对应。如果信道还在随机时变，就是有“频率选择性衰落”。

在无线信道中，平衰落和频率选择性衰落的成因都是多径传播。如果发送信号的复包络是$s(t)$，则接收信号的复包络是

$$r(t) = \sum_i a_i(t)s(t-\tau_i) \tag{6}$$

如果各径时延的差别很小，则$r(t) \approx s(t-\bar{\tau})\sum_i a_i(t)$，和式(4)一样（$\bar{\tau}$对应$\tau_0$，$\sum_i a_i(t)$对应$a(t)$），因此就是平衰落信道。如果各径时延的差别不能忽略，那么(6)中的发送信号就不能从求和中提处理，此时若不考虑时变性就和(5)一样，其中的冲激响应是$h(\tau) = \sum_i a_i\delta(\tau-\tau_i)$。

总之，在局部时间看，信道是一个线性时不变系统，若它是无失真的（平坦的幅频特性和群时延特性），就是平衰落。否则就是频率选择性衰落。

3.2 时延扩展与相干带宽

无论是时变信道还是时不变信道，如果发送一个时域的冲激脉冲$\delta(t-\tau)$，经由多个路径传播，每个路径因为路径长度总归不完全相同，所以收端将观察到一

串冲激。实际当中不可能存在宽度为0，无限高的冲激脉冲。它必定有一定的宽度（脉冲宽度大致等于信号带宽的倒数）。这些有一定宽度的脉冲串前后叠加，在接收端看来就是一个更宽的脉冲。发送的窄脉冲到收端宽度被扩宽了，此现象叫时间弥散，或者叫时延扩展。

假设最先到达的脉冲延迟了τ_1(到达时间是$t = \tau + \tau_1$)，最后到达的延迟了τ_{max}，那么脉冲将被展宽为$\tau_{max} - \tau_1$。如果以第一个脉冲的到达时刻为时间原点（即令$\tau_1 = 0$），则展宽程度就是τ_{max}。

如果脉冲没有被展宽，接收端观察到的还是发送的脉冲，只是有一个时变的复增益，这就是平衰落。如果脉冲被展宽，接收脉冲就不可能说成是发送脉冲乘上了复增益，因此必然是频率选择性衰落。可见，时域的冲激响应如果有展宽的现象，频域必然能观察到选择性。

如果信道存在频率选择性，通信系统设计时就必须要采取相应的应对措施，例如均衡、多载波传输等。如果只是平衰落，采取这些措施是毫无意义的。设计人员需要判断是否存在频率选择性。为此提出了“相干带宽”和“时延扩展”这样两个数量指标以进行大致判断。相干带宽B_c是这样一种概念，如果信号带宽显著小于B_c，就可以认为不会有频率选择性。从时域看，如果多发送信号的脉冲宽度远大于时延扩展，脉冲被展宽的问题就可以忽略，因而也没有频率选择性。根据时频域关系，时延扩展和相干带宽是倒数关系。对于这些量的精确定义，文献中存在不同的版本。注意一点，这些量只具有数量级的意义（我们比较的时候是看是否远大于或远小于），所以这些不同的定义没有实质差别。

3.3 多普勒扩展与相干时间

无论是平衰落信道还是频率选择性信道，如果发送一个频域冲激$\delta(f - f_c)$（即单频信号），那么收端在频域看到的是被展宽的脉冲。即发送信号带宽是0，但接收信号有一定带宽，这种现象叫Doppler扩展（频率弥散，见图8.6.4）。它是时变性造成的。时变是移动的结果（发射机、接收机或者环境中物体的移动），移动意味着有Doppler频移。当电波从四面八方到达时，每个方向的Doppler是不相同的（Doppler shift= $\frac{v}{\lambda}\cos\theta$），使接收端看到许多频率分量同时存在。

与前相似，我们定义了两个数量“相干时间”和“多普勒扩展”来作为时变性的判断。某些技术需要知道在它所关心的时间范围内，信道是否可以当作时不变来对待。这些数量指标能提供一个大致的判断。多普勒扩展的数量定义为最大的多普勒频移$f_D = \frac{v}{\lambda}$，相干时间T_c定义为其倒数。实际上，移动速度v决定了信道随时间变化的程度，v的大小决定着Doppler的大小。

总结：信道可能是时间选择性（时变信道）的或者频率选择性（频变信道）的，或者兼而有之。沿f的变化程度大致可用相干带宽B_c反映，对应时域冲激响应的展宽程度；沿t的变化程度大致可用相干时间T_c反映，对应频域的多普勒扩展。

3.4 Rayleigh fading and Rician fading

对于平衰落信道，中心极限定律（Central Limit Theorem）表明式(4)中的时变复增益$a(t) = \sum_i a_i(t)$近似是一个复高斯过程，一般假设它是广义平稳的。于是，作为复包络，$a(t)$代表的带通信号$\mathrm{Re}\{a(t)e^{j2\pi f_c t}\}$就是一个窄带平稳高斯过程。根据课本57页的知识，其包络（复包络的模）服从瑞利分布。因此，这样的信道称为瑞利信道，或者叫瑞利衰落信道。

实际上，仅从概率论的知识就可以知道这一点。若$X = X_c + jX_s$是复高斯随机变量，实部虚部均值为0，独立同分布，那么$|X| = \sqrt{X_c^2 + X_s^2}$服从瑞利分布。

在某些环境中，到达手机的多径中某一径可能显著比其他径强。此时复增益$a(t)$可以写成$a(t) = K + \sum_i a_i(t)$，K可以是复数，代表这个强径过来的信号，$\sum_i a_i(t)$是其余径的合成物。复包络中的$K = \rho e^{j\varphi}$ 对应到带通信号是正弦波$\mathrm{Re}\{\rho e^{j\varphi} \times e^{j2\pi f_c t}\} = \rho \cos(2\pi f_c t + \varphi)$。根据课本58页(3.8节)，$|a(t)|$当服从莱斯分布。这样的信道叫莱斯信道，或莱斯衰落信道。

瑞利或莱斯这些名称涉及的是随机过程$a(t)$的一维概率特性（一阶特性）。无线信道中还存在其他的衰落分布。相同的传输技术在不同的衰落分布下其性能表现会有很大差别，因此研究人员需要知道他所面对的信道是什么类型的分布。

4 分集

一般来说，衰落对无线通信是一个坏事情，因此必须要想办法对付它。方法很多，其中之一是分集(diversity)。

分集的基本思想是：将相同的信息通过不同的“渠道”送达。这些渠道经历独立的衰落，于是某个渠道被衰落破坏的时候，我们还有另一个。衰落独立是必须的，否则，一个信道出问题的时候，另一个可能也会出问题。

制造出独立信道的方法很多，比如用多个天线来接收。如果天线间距足够大，它们所经历的衰落就是近似独立的。这种方式叫空间分集。为了保证独立，采用定向天线时，天线间距一般需要大于10倍波长。如果是全向天线（如手机或者笔记本电脑），天线间距一般需大于半个波长。

也可以用不同的载波频率、不同的电磁波极化方式、不同的发送时间、或者不同的天线指向来实现分集，分别叫做频率分集、极化分集、时间分集和角度分集。

接收端收到多个信号后，有许多后处理的方式。其中之一是选择最好的一个。假设有两个信道，每个信道当接收信号幅度在u_0之上时可正常通信。由于衰落的原因，这两个信道瞬时接收的信号包络v_1, v_2是随机的。若每一个低于u_0的概率是$P(v_1 < u_0) = P(v_2 < u_0) = 10^{-3}$，那么分集系统不能正常通信的概率是$P(v_1 < u_0, v_2 < u_0) = 10^{-3} \times 10^{-3} = 10^{-6}$，显著低于单信道工作时的概率$10^{-3}$。

从多个接收信号中选出最强信号这种策略叫“选择分集”，还存在性能比它更好的策略（但也更复杂）。